

# **Contribucions a l'estudi de rectificadors no controlats m-fàsics en condicions no equilibrades per unitats TRUs o ATRUs multi polsos**

## **Tesi Doctoral**

**Autor:** Jaume Saura Perisé

**Director:** Santiago Bogarra Rodríguez  
Enginyeria Elèctrica Departament (DEE)

Tesi presentada per obtenir el títol de doctor  
Universitat Politècnica de Catalunya (UPC)  
Escuela Superior de Ingenierías Industrial, Aeroespacial y Audiovisual de  
Terrassa (ESEIAAT)  
Terrassa, abril 2022



## **Agraïments**

Al director de Tesi Dr. Santiago Bogarra, per haver acceptat aquesta proposta d'enunciat, donant suport i ajuda per a fer-la realitat, haver llegit i corregit cada una de les frases que he escrit. Se que em repeteixo i remarco l'idea en cada capítol.

A en Mostafa Bakkar, per ser qui posa en anglès les idees que vull que es vegin reflectides als articles. Segurament no publicaria sense ell.

A tots els companys amb qui he publicat algun article, i/o que pertanyen al grup d'investigació QSE "Qualitat del Subministrament Elèctric". Dr. Felipe Córcoles, Dr. Joaquim Pedra, Dr. Luis Sainz, Dr. Juan Jose Mesas, Dr. Lluís Monjo i Dr. Alejandro Rolán. Pel suport, per l'estimable ajuda.

A la meva estimada dona Anna Montserrat, per creure en mi, pel projecte de vida que compartim i pel "de venir" i reinventar-nos si cal.

Als quatre fills, Àngel, Miquel, Josep i Teresa. Que ja estan independitzats.

Als meus pares Josep Saura i Pepita Perisé que ja grans 98 i 91 anys ja no son conscients de la fita que representa per mi la Tesi i els articles derivats.

A tots els companys del DEE i de la ESIAAT.



## Resum

Aquesta Tesi doctoral ha estat elaborada amb l'objectiu d'aportar una nova visió i un nou enfocament a l'anàlisi i a l'estudi de rectificadors en pont no controlats. La metodologia desenvolupada s'ha generalitzat per tal d'estendre l'estudi a un sistema m-fàsic, essent aplicable tant per sistemes equilibrats com per sistemes no equilibrats.

És possible obtenir de forma senzilla una formulació analítica pel càlcul de la tensió mitja per a sistemes equilibrats (igual mòdul i desfasament), però hi ha múltiples formulacions per als sistemes desequilibrats (diferent mòdul i/o desfasament), i en general d'aplicació complexa. És per aquest motiu que s'ha determinat una formulació de fàcil aplicació que permet determinar la tensió mitja amb el perímetre del polígon convex definit pels extrems de les tensions de fase de les fonts d'alimentació dividit pel número "pi". Com per la seva aplicació, la condició de convexitat és necessària, s'ha determinat que aquest plantejament té relació amb una de les fórmules proposades per Cauchy. Aquesta fórmula determina l'amplada mitja d'un cos convex, i s'ha relacionat l'amplada mitja amb el voltatge mig, i el cos convex amb el polígon convex definit per les tensions màximes.

També s'ha observat la relació que té amb els sistemes de visió, i com a partir de les projeccions i amplades mitges en una rotació es pot determinar per exemple la secció dels ossos, venes i múscles, que és la base del TAC. S'ha de destacar la relació estreta que hi ha amb la fórmula de Cauchy i l'aplicació al TAC.

No obstant, el mètode plantejat presenta algunes diferències amb el de Cauchy. Mentre que la formulació de Cauchy s'aplica a un cos que ha de ser derivable en tots els punts, la formulació que s'ha desenvolupat s'aplica a un polígon convex que no té igual derivada en els vèrtex, ja que són diferents des de la dreta que des de l'esquerra del vèrtex. Aquest nou mètode que s'ha denominat "Phasorial Convex Hull Method" ha estat publicat a l'article titulat: "Average value of the DC-link output voltage in multi-phase uncontrolled bridge rectifiers under supply voltage balance and unbalance conditions".

En la demostració del mètode desenvolupat s'ha observat que en pas previ a obtenir la tensió mitja del bus de continua, s'obté la tensió instantània, i per tant la signatura de la tensió a la sortida del rectificador, el que obre les portes a estudis detallats del comportament davant de sots de tensió, desequilibris, faltes, etc. Aquesta nova metodologia per obtenir la tensió instantània s'ha titulat com "Shadow Projection", que ha estat presentada en un article, amb el títol "New Methodology to Calculate DC Voltage Signature in N-Phases TRUs Under Supply Voltage Sags".

Els rectificadors acostumen a anar acoblats a transformadors (TRUs) o a autotransformadors (ATRUs), pel que s'ha fet un estudi de patents, analitzant com la indústria ha anat evolucionat amb l'aplicació de diferents configuracions. En aquesta Tesi s'han proposat formulacions per configuracions tant sèrie com paral·lel, i/o amb bobina d'acoblament. L'estudi conjunt de les unitats rectificadores amb el transformador o amb l'autotransformador permet determinar tant el corrent CC com els corrents de línia CA, i l'estudi de les tensions va des de les fonts de CA a la càrrega de CC. Com a exemple s'ha fet un estudi detallat de rectificadors de 12 polsos en TRUs de tres debanats, i també ATRUs Delta-poligonal. Aquest estudi, pendent de publicació, permet l'obtenció de circuits equivalents senzills per sistemes complexos.

També s'ha estudiat l'efecte sobre la tensió de CC quant hi ha díodes fosos produint una falta de circuit obert, el mètode proposat permet determinar el díode o díodes que estan en falta i cal canviar-los. En aquest cas s'ha publicat l'article titulat "Open-Circuit fault diagnosis and maintenance in multi-pulse parallel and series TRU topologies", en el que es mostra el mètode d'identificació de díodes en circuit obert, basat en la signatura de la tensió de CC a la sortida del rectificador, per a configuracions de 12 i 18 polsos. Aquest mètode d'identificació de faltes permetrà estudis més amples de manteniment amb Machine Learning.

Les publicacions de l'autor sobre el tema de la tesi s'enumeren a continuació:

1. J. Saura-Perise, J.J. Mesas, and L. Sainz, "Average value of the DC-link output voltage in multi-phase uncontrolled bridge rectifiers under supply voltage balance and unbalance conditions", *Electr Eng* vol. 103, 3097–3109, 2021.
2. J. Saura-Perise, M. Bakkar and S. Bogarra, "New Methodology to Calculate DC Voltage Signature in N-Phases TRUs Under Supply Voltage Sags," in *IEEE Access*, vol. 10, pp. 20199-20211, 2022.
3. J. Saura-Perise, M. Bakkar and S. B. Rodríguez, "Open-Circuit Fault Diagnosis and Maintenance in Multi-Pulse Parallel and Series TRU Topologies," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 10, pp. 10906-10916, Oct. 2020.

**Paraules clau:** Avaries de circuit obert (O/C), Pont rectificador no controlat, Condicions d'equilibri, Condicions de desequilibri, Cauchy, Monitorització de condicions, Diagnòstic d'avaries, Pont rectificador trifàsic no controlat, Tensió de sortida, Unitat rectificadora de transformador (TRU), Valor mitjà.







## Abstract

This doctoral thesis has been developed to provide a new point of view and a new approach to the analysis and study of uncontrolled bridge rectifiers. The methodology developed has been generalized to extend the study to an m-phase system, being applicable for both balanced and unbalanced systems.

It is possible to rapidly obtain an analytical formulation to calculate the average voltage for balanced systems (same modulus and phase shift). However, there are multiple formulations for unbalanced systems (different module and/or phase shift), and, in general, it is not easy to be applied. For this reason, an easy-to-apply formulation has been determined to calculate the average voltage, using the perimeter of the convex polygon defined by the ends of the phase voltages of the power supplies divided by “pi”. As the convexity condition is necessary for its application, it has been determined that this approach is related to one of the formulas proposed by Cauchy. This formula determines the average width of a convex body, which has made it possible to relate the average width to the average voltage and the convex body to the convex polygon defined by the maximum stresses.

The relationship with vision systems also has been observed. The projections and average widths in a rotation are used, for example, to determine the section of bones, veins, and muscles, which is the basis of the Computed Tomography (CT) scan. It is important to highlight the close relationship between the Cauchy formula and the application to the CT scan.

However, the proposed method has some differences from Cauchy's. While the Cauchy formulation applies to a body that must be derivable at all points, the proposed formulation applies to a convex polygon with no equal derivative at the vertices since the derivatives are different from the right than from the left vertex. This new method, called the Phasorial Convex Hull Method, has been published in the article entitled "Average value of DC-link output voltage in multi-phase uncontrolled bridge rectifiers under supply voltage balance and unbalance conditions".

In the demonstration of the developed method, it has been observed that the instantaneous voltage is obtained before calculating the average voltage of the DC bus. Therefore, the voltage signature at the rectifier's output allows detailed studies of behavior in the voltage sag, unbalance operation, faults, etc. This new methodology for obtaining instantaneous voltage has been titled "Shadow Projection", presented in an article entitled "New Methodology to Calculate DC Voltage Signature in N-Phases TRUs Under Supply Voltage Sags". Because rectifiers are usually coupled to Transformers or Autotransformers, the Thesis was believed to be linked to Transformer Rectifier Units (TRUs) and Auto-Transformer Rectifier Units (ATRU) and a patent study has been done to see how the industry has evolved, studying some configurations. Formulations have been proposed for solutions for series, parallel and / or coupling connections.

The joint study of the rectifying units with the Transformer or with the Autotransformer opens the study to determine the line currents on the AC side. Therefore, if the study of voltages goes from AC sources to DC load, the study of currents goes from DC side to AC side. Solutions have been proposed for the study of 12-pulse rectifiers in three-winding TRUs, and for Delta-polygonal ATRUs as an example. This study, yet to be published, allows obtaining simple equivalent circuits for complex systems.

The effect on DC voltage when there are fused diodes producing a lack of open circuit has also been studied, the proposed method allows to determine the diode or diodes that are missing and need to be replaced. In this case, the article entitled “Open-Circuit fault diagnosis and maintenance in multi-pulse parallel and series TRU topologies” has been published. The method is based on signing the DC voltage at the output of the rectifier, starting the period according to the hourly index of the transformer for 12- and 18-pulse configurations. It will allow the widest study for maintenance studies with Machine learning.

The author publications regarding the thesis topic are listed below:

1. J. Saura-Perise, J.J. Mesas, and L. Sainz, "Average value of the DC-link output voltage in multi-phase uncontrolled bridge rectifiers under supply voltage balance and unbalance conditions", *Electr Eng* vol. 103, 3097–3109, 2021.
2. J. Saura-Perise, M. Bakkar and S. Bogarra, "New Methodology to Calculate DC Voltage Signature in N-Phases TRUs Under Supply Voltage Sags," in *IEEE Access*, vol. 10, pp. 20199-20211, 2022.
3. J. Saura-Perise, M. Bakkar and S. B. Rodríguez, "Open-Circuit Fault Diagnosis and Maintenance in Multi-Pulse Parallel and Series TRU Topologies," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 10, pp. 10906-10916, Oct. 2020.

**Keywords:** Average value, Output voltage, Uncontrolled bridge rectifier, Balance conditions, Unbalance conditions, Cauchy, Condition monitoring, fault diagnosis, open-circuit (O/C) faults, three-phase uncontrolled bridge rectifier, transformer rectifier unit (TRU).



## Índex de continguts

Agraïments.....	i
Resum.....	iii
Abstract.....	vii
Índex de continguts.....	x
Llista de figures.....	xiii
Llista de taules.....	xx
Llista d' símbols.....	xxii
Llista d' abreviatures.....	xxvi
<b>1 Introducció.....</b>	<b>1</b>
1.1. Els orígens.....	1
1.2. Importància dels rectificadors.....	2
1.3. Configuracions de trus i atrus.....	3
1.4. Motivació.....	20
1.5. Objectius que es volen assolir amb la recerca.....	20
1.5.1. Determinar el voltatge mig de continua.....	20
1.5.2. Determinar el valor instantani o signatura de la tensió de corrent continu.....	21
1.5.3. Proposar un circuit equivalent per estudiar la continuïtat/discontinuitat del procés de conducció.....	21
1.5.4. Identificar de forma sistemàtica els díodes que degut a faltes es troben en circuit obert.....	21
1.6. Estructura de la tesi.....	22
<b>2 Estat de l'art.....</b>	<b>25</b>
2.1. Rectificadors en pont polifàsics no controlats.....	25
2.2. Unitat rectificadora transformadora multi-polsos (TRU).....	26
2.3. Unitat rectificadora auto-transformadora multi-polsos (ATRU).....	34
2.3.1. Voltatges a l'atru de 12 polsos amb bobines d'acoblament.....	35
2.3.2. Corrents a l'atru de 12 polsos amb bobines d'acoblament.....	37
2.3.3. ATRUs de 18 polsos simètric.....	40
2.3.4. ATRUs de 18 polsos asimètric: configuracions i tensions.....	46
2.3.5. L'increment de polsos en sistemes de rectificació amb transformadors i autotransformadors.....	47
2.4. Tensió mitja VDC.....	49
2.4.1. Mètodes analítics.....	49
2.4.2. Mètodes numèrics.....	51
2.5. Circuits equivalents.....	51
2.5.2. Rectificador en pont trifàsic.....	53
2.5.3. Rectificador en pont m-fàsic.....	54
2.5.4. Circuit equivalent en dq0 per pont rectificador de 18 polsos.....	56
2.5.5. Modelització funcional ràpida del pont rectificador a díodes mitjançant fasors dinàmics.....	58

2.6.	Voltatges instantanis .....	59
2.7.	Faltes per díode fos o en circuit obert .....	59
2.8.	Sots de tensió .....	60
<b>3</b>	<b>Nou mètode per calcular el voltatge CC per a rectificadors no controlats m-fàsics.....</b>	<b>64</b>
3.1.	Mètode de l'evolvent convexa "phasorial convex hull" per determinar la tensió mitja del voltatge CC.....	64
3.2.	Mètode de l'evolvent convexa aplicat a ponts rectificadors m-fàsics.....	67
3.3.	Mètode de l'ombra projectada ("shadow projection") per determinar la tensió instantània del voltatge CC.....	75
3.4.	Circuit equivalent per rectificadors multi-polsos.....	78
3.4.1.	Càrrega resistiva pura.....	79
3.4.2.	Càrrega resistiva amb condensador de filtre en el bus de corrent continu.....	80
3.4.3.	Càrrega resistiva amb bobina i condensador de filtre al bus de corrent continu.....	81
3.5.	Mètode de l'ombra projectada aplicat a TRUs .....	83
3.6.	Mètode per determinar els corrents primaris en un TRU .....	89
3.7.	Aplicació del mètode de l'ombra projectada a ATRUs .....	94
3.8.	Mètode per determinar els corrents primaris en un ATRU's .....	117
3.9.	Mètode de l'evolvent convexa ("phasorial convex hull") en components simètriques .....	120
3.10.	Mètode de l'evolvent convexa ("phasorial convex hull") en components simètriques aplicat a l'estudi dels sots de tensió .....	121
<b>4</b>	<b>Faltes en rectificadors .....</b>	<b>127</b>
4.1.	Introducció.....	127
4.2.	Empremta de les faltes per díode en estat obert en trus de dotze polsos....	130
4.3.	Procediment per la detecció de díodes en estat de falta (circuit obert).....	132
4.4.	Ampliació a divuit polsos, zona de validesa i tipus de carrega .....	137
<b>5</b>	<b>Resultats experimentals .....</b>	<b>140</b>
5.1.	Pont rectificador.....	140
5.2.	TRUs validació experimental .....	142
5.3.	ATRU's validació experimental .....	144
5.4.	Faltes en rectificadors.....	149
5.5.	Sot de tensió en TRUs estudiats amb el mètode de la "Shadow Projection" .....	156
<b>6</b>	<b>Conclusions i treballs futurs .....</b>	<b>161</b>
6.1.	Conclusions.....	161
6.2.	Treballs futurs.....	162
	Llista d' referències .....	165
<b>A.</b>	<b>Annex A Sistemes rectificadors per xarxa de gran potencia .....</b>	<b>171</b>
<b>B.</b>	<b>Annex B Publicacions que conformen la tesi.....</b>	<b>176</b>
<b>B.1</b>	<b>Article 1 .....</b>	<b>176</b>
<b>B.2</b>	<b>Article 2 .....</b>	<b>177</b>
<b>B.3</b>	<b>Article 3 .....</b>	<b>178</b>



## Llista de figures

Figura 1. 1 Prototip de rectificador mecànic construït pels Pixi .....	1
Figura 1. 2 Vàlvula termoiónica corresponent a la patent No US803684 .....	2
Figura 1. 3 Rectificador de 12 fases i 12 polsos corresponent a la patent No US1712491 .....	4
Figura 1. 4 Rectificador de 18 fases i 18 polsos corresponent a la patent No US1712491 .....	5
Figura 1. 5 Transformador per equip de rectificació d'alts corrents corresponent a la patent No US3008080 .....	6
Figura 1. 6 Detall del transformador per equip de rectificació d'alts corrents corresponent a la patent No US3008080 .....	7
Figura 1. 7 Detall de les bobines de desacoblament a la patent No US3008080 .....	7
Figura 1. 8 Rectificador de tensió regulable corresponent a la patent No US3089074 .....	8
Figura 1. 9 Connexió dels debanats corresponent a la patent No US3089074 .....	8
Figura 1. 10 Rectificador alimentat per un transformador amb múltiples debanats secundaris corresponent a la patent No US3585484 .....	9
Figura 1. 11 Aparell transformador-rectificador corresponent a la patent No 4255784 .....	10
Figura 1. 12 Rosa, J. 1981 Patent 4255784 .....	11
Figura 1. 13 Rosa, J. 1981 Patent 4255784 .....	11
Figura 1. 14 Rosa, J. 1981 Patent 4255784 Rectificació controlada .....	12
Figura 1. 15 Rosa, J. 1982 patent 4366532 .....	12
Figura 1. 16 Rosa, J. 1982 patent 4366532 corrents d'entrada al primari .....	13
Figura 1. 17 Rosa, J. 1982 patent 4366532 .....	14
Figura 1. 18 Rosa, J. 1982 patent 4366532 .....	14
Figura 1. 19 Paice, D. 1989 patent 4876634 poligonal 18 polsos .....	15
Figura 1. 20 Paice, D. 1989 patent 4876634 fraccions de bobinats .....	15
Figura 1. 21 Paice, D. 1989 patent 4876634 corrents als ponts i a la xarxa .....	16
Figura 1. 22 Paice, D. 1995 Patent 5455759 de nou fases .....	17
Figura 1. 23 Paice, D. 1995 Patent 5455759 de dotze fases .....	17
Figura 1. 24 Hammond, P. 1997 Patent US5619407 .....	18
Figura 1. 25 Paice, D. 2001 Patent 6191968 .....	18
Figura 1. 26 Rocwell 2001, Patent US6249443 .....	19
Figura 1. 27 Paice, D. 2003 Patent 6525951 .....	19
Figura 2. 1 Pont rectificador multifàsic no controlat .....	25
Figura 2. 2 Voltatges de fase de CA i tensió de CC d'un pont rectificador 6 fases no controlat .....	26
Figura 2. 3 Unitat rectificadora-transformadora multi-polsos (TRU). a) Configuració paral·lel b) Configuració sèrie .....	27
Figura 2. 4 Esquema equivalent d'un TRU de 12 polsos en connexió sèrie .....	28
Figura 2. 5 Esquema equivalent d'un TRU de 18 polsos en connexió sèrie .....	29
Figura 2. 6 Esquema equivalent d'un TRU de 24 polsos en connexió sèrie .....	29
Figura 2. 7 TRUs de 12 polsos per connexions: a) Paral·lel b) Sèrie .....	31

Figura 2. 8 Voltatges i corrents al TRU Yy6d11 de 12 polsos paral·lel .....	33
Figura 2. 9 Voltatges i corrents al TRU Yy0d5 de 12 polsos sèrie.....	33
Figura 2. 10 ATRU amb k rectificadors.....	34
Figura 2. 11 ATRU de 12 polsos amb bobina d'acoblament. a) Configuració de l'ATRU b) Diagrama fasorial.....	35
Figura 2. 12 ATRU de 12 polsos en connexió poligonal .....	35
Figura 2. 13 Tensions als rectificadors i la carrega de corrent continu amb un ATRU 12 polsos en pu .....	36
Figura 2. 14 Diagrama fasorial de les tensions de l'ATRU de 12 polsos poligonal .....	37
Figura 2. 15 Voltatges instantanis a l'ATRU de 12 polsos poligonal.....	37
Figura 2. 16 Definició dels corrents a l'ATRU de 12 polsos poligonal.....	38
Figura 2. 17 Bobinats de l'ATRU de 12 polsos poligonal .....	38
Figura 2. 18 Evolució dels corrents instantanis segons simulació corresponents a la fase "a" a l'ATRU de 12 polsos poligonal .....	39
Figura 2. 19 ATRU de 18 polsos simètric: a) configuració Delta b) configuració T-Delta c) configuració Polígon .....	40
Figura 2. 20 ATRU T-Delta de 18 polsos simètric amb bobines d'acoblament .....	41
Figura 2. 21 Tensions màximes als rectificadors i tensió mitja a la càrrega en p.u.....	42
Figura 2. 22 ATRU de 18 polsos tipus P simètric sense bobina d'acoblament.....	42
Figura 2. 23 ATRU simètric de 18 polsos Poligonal sense bobines d'acoblament.....	43
Figura 2. 24 Tensions en ATRU poligonal simètric de 18 polsos en pu.....	43
Figura 2. 25 ATRU de 18 polsos tipus P simètric a) distribució i connexionat de les bobines b) fasors tensió i les seves composicions c) bobines distribuïdes en el nucli de l'autotransformador.....	44
Figura 2. 26 ATRU asimètric de 18 polsos tipus P sense bobina d'acoblament: a) Configuració de l'ATRU b) Diagrama fasorial de voltatges .....	46
Figura 2. 27 Tensions en pu en ATRU asimètric sense bobines d'acoblament.....	46
Figura 2. 28 Tensions pu en ATRU asimètric de 18 polsos amb bobines d'acoblament	47
Figura 2. 29 Rectificador monofàsic: a) Esquema, b) Circuit equivalent .....	52
Figura 2. 30 Descomposició del circuit equivalent: a) interval de conducció contínua, b) interval de conducció discontinua.....	52
Figura 2. 31 Circuit equivalent per una carrega de potencia constant i l'equació diferencial a considerar, segons [24].....	52
Figura 2. 32 Rectificador en pont trifàsic .....	53
Figura 2. 33 Rectificador trifàsic: a) Esquema, b) Circuit equivalent.....	54
Figura 2. 34 Circuit elèctric del rectificador de 12 polsos.....	55
Figura 2. 35 Circuit equivalent del model pro-mitja del rectificadors de 12 polsos [8] .	55
Figura 2. 36 Esquema d'un ATRU Simètric de 18 polsos .....	56
Figura 2. 37 ATRU Simètric de 18 polsos model en components dq [30].....	56
Figura 2. 38 Parametric average-value modeling (PAVM).....	57
Figura 2. 39 Blocs de treball de coordenades abc a dq .....	58
Figura 2. 40 Sot de Tensió Type A1 .....	61
Figura 2. 41 Sot tipus C abrupte, tensions i corrents del rectificador .....	61
Figura 3. 1 Formula de Cauchy a) Cos convex b) Circumferència c) Polígon convex...	64
Figura 3. 2 Pont rectificador polifàsic no controlat.....	65



Figura 3. 3 Estudi d'un pont rectificador 6 fase no controlat: a) empremta a la tensió CC de les tensions de fase al pla temporal b) Diagrama al pla de Gauss dels fasors de les tensions corresponents a l'instant $t_0 = 4,5\text{ms}$ .....	66
Figura 3. 4 Projecció d'un triangle sobre una recta .....	68
Figura 3. 5 La projecció del rectangle, és igual al de la diagonal AC.....	69
Figura 3. 6 Projecció sobre la recta que passa per l'eix de rotació O .....	69
Figura 3. 7 Projecció d'un pentàgon sobre una recta.....	70
Figura 3. 8 Projecció d'un polígon de infinits extrems, com la circumferència .....	70
Figura 3. 9 Polígon girant a velocitat $w$ .....	71
Figura 3. 10 Eix girant a velocitat $-w$ , inversió cinemàtica .....	71
Figura 3. 11 Fases, vectors fixes en el pla, recta mòbil sobre la que es projecta els extrems dels vectors i alhora son els angles del polígon convex descrit.....	72
Figura 3. 12 Tensió CC instantània obtinguda a partir dels voltatges CA d'un sistema m-fàsic. (a) Polígon convex format pel sistema de tensions de fase i el vector unitari rotatiu $\alpha(wt)$ , i (b) evolució en el temps de les tensions en CA de les m-fases i la "Shadow Projection" per obtenir el voltatge CC .....	75
Figura 3. 13 Diagrama de flux amb l'algorisme per obtenir la tensió $v_{sp}(t)$ .....	76
Figura 3. 14 Aerogeneradors per HVDC (a) Part de sortida de potencia en CC a partir de transformador amb dos debanats secundaris i rectificador trifàsic en connexió sèrie. (b) Fonts "SP" equivalents en sèrie. (c) Font resultant de la suma de fonts "SP" sèrie.....	78
Figura 3. 15 Font de tensió equivalent a un sistema de rectificació en pont no controlat de m-fases i n-polsos.....	79
Figura 3. 16 Model equivalent d'un rectificador en pont de díodes de m-fases i n-polsos connectats a una càrrega resistiva. ....	79
Figura 3. 17 Model equivalent d'un rectificador en pont de díodes de m-fases i n-polsos no equilibrats i connectats a una càrrega resistiva i capacitiva (RC).....	80
Figura 3. 18 Diagrama de flux de l'algorisme per obtenir la tensió en un rectificador de pont de díodes de n-polsos amb càrrega resistiva i condensador al bus CC de filtre .....	80
Figura 3. 19 Model equivalent d'un rectificador en pont de díodes de m fases i n polsos connectat a una càrrega resistiva amb una bobina i un condensador al bus de continua, (RLC).....	81
Figura 3. 20 Diagrama de flux de l'algorisme per obtenir la tensió i el corrent en un rectificador en pont de díodes de n polsos amb càrrega resistiva amb bobina i condensador de filtre al bus CC. ....	82
Figura 3. 21 Equacions de Tensió en un TRU, segons connexió a) Sèrie, b) Paral·lel c)Paral·lel amb bobines d'acoblament. ....	83
Figura 3. 22 TRUs 12 polsos independents en connexions: a) Paral·lel b) Sèrie.....	84
Figura 3. 23 Diagrama de Flux per al procediment de càlcul de la Tensió d'Ombra Projectada per a TRUs de 12 polsos.....	85
Figura 3. 24 TRUs 18 polsos independent en connexió Sèrie i debanats del transformador.....	86
Figura 3. 25 Constants de proporció de les bobines per un YZ 20°.....	86
Figura 3. 26 Diagrama de flux per el càlcul de les VSP en un TRUs de 18 polsos.....	88
Figura 3. 27 Corrents en un transformador Dy5d6 .....	89
Figura 3. 28 Finestres definides en un transformador Dy5d6.....	91

Figura 3. 29 ATRU de tipus P de 12 polsos amb bobines d'acoblament: a) Configuració ATRU en paral·lel. b) Diagrama vectorial de tensions desfasats 15° .....	95
Figura 3. 30 ATRU asimètric de 18 pols tipus P sense bobines d'acoblament: a) Configuració ATRU paral·lel. b) Diagrama vectorial de tensions asimètrica desfasades 37°.....	96
Figura 3. 31 ATRU de 19° (laboratori DEE) .....	97
Figura 3. 32 Diagrama de les tensions de fase, d'un ATRU de 12 polsos.....	97
Figura 3. 33 ATRU Delta_T .....	99
Figura 3. 34 ATRU Delta_Poligonal.....	99
Figura 3. 35 ATRU Delta_T connexions.....	100
Figura 3. 36 ATRU Delta_Poligonal connexions .....	100
Figura 3. 37 Comportament ATRU Delta_T a un Sot C.....	101
Figura 3. 38 Comportament ATRU DELTA POLIGONAL davant un sot E amb $h=0,8$ .....	102
Figura 3. 39 ATRU Delta-V .....	103
Figura 3. 40 ATRU Delta-Triangle .....	103
Figura 3. 41 ATRU Delta_V connexions .....	104
Figura 3. 42 ATRU Delta_Triangle connexions.....	104
Figura 3. 43 Resposta del ATRU Delta_V a Desequilibris de Tensions.....	105
Figura 3. 44 Resposta del ATRU Delta_Triangle a desequilibris de Tensió Sot B.....	106
Figura 3. 45 ATRU Delta_Extensió .....	107
Figura 3. 46 ATRU Poligonal_V .....	107
Figura 3. 47 ATRU Delta_Extensió connexions .....	107
Figura 3. 48 ATRU Poligonal_V connexions.....	107
Figura 3. 49 Resposta del ATRU Delta_Extensió a desequilibris de Tensió Sot D .....	108
Figura 3. 50 ATRU 18p Delta Step Up .....	109
Figura 3. 51 ATRU 18p Delta Step Up Diagrama Vectorial.....	109
Figura 3. 52 ATRU 18p Delta Step Up connexions.....	110
Figura 3. 53 Resposta del ATRU 18p Delta Step Up a un desequilibri de les tensions d'entrada.....	111
Figura 3. 54 ATRU 18p Delta Step Down .....	112
Figura 3. 55 ATRU 18p Delta Step Down Diagrama Vectorial .....	112
Figura 3. 56 ATRU 18p Delta Step Up connexions.....	113
Figura 3. 57 Resposta del ATRU 18p Delta Step Down a un Sot D amb $h=0,6$ .....	114
Figura 3. 58 ATRU 18p Forca Step Up.....	115
Figura 3. 59 ATRU 18p Forca Step Up Diagrama Vectorial .....	115
Figura 3. 60 ATRU 18p Forca Step Up Connexions .....	115
Figura 3. 61 Resposta del ATRU 18p Forca Step Up a un Sot F amb $h=0,3$ .....	116
Figura 3. 62 ATRU 18p Forca Step Down.....	117
Figura 3. 63 ATRU 18p Forca Step Down Diagrama Vectorial.....	117
Figura 3. 64 ATRU 18p Forca Step Down Connexions.....	117
Figura 3. 65 Designació de corrents als bobinats del ATRU 12 polsos Delta_Poligonal .....	118
Figura 3. 66 Comparació de la $V_{DC}$ segons sot i profunditat h.....	125
Figura 4. 1 TRU Multi polsos a) Paral·lel b) Sèrie .....	128

Figura 4. 2 Mínims en cas de condició sana i defectuosa per a connexions (b) de sèrie (Yy0d5) i (a) paral·leles (Yy6d11).....	130
Figura 4. 3 Connexió en paral·lel i transformador Yy6d11. Diferents classes de faltes i la seva empremta sobre la tensió de sortida del rectificador durant un període .....	131
Figura 4. 4 Connexió sèrie amb el transformador Yy0d5. Diferents classes de faltes proporcionen diferents empremtes de la tensió de sortida CC durant un període .....	132
Figura 4. 5 $v_{DC}(\omega t)$ esperada en condicions equilibrades i MCC a) Yy6d11 i connexió paral·lel, b) Yy0d5 i connexió sèrie. ....	132
Figura 4. 6 Diagrama de flux per a la detecció dels díodes defectuosos.....	134
Figura 4. 7 Identificació dels díodes en falta amb el estat actiu de les variable Eint(k) per la connexió paral·lel .....	135
Figura 4. 8 Diagrama pel diagnòstic de faltes en circuit obert .....	136
Figura 4. 9 Interval de mínims Globals associats a O/C faltes en connexió Sèrie .....	137
Figura 4. 10 Interval mínims corresponents a la falla O/C de 18 polsos per a la connexió del tipus P amb la connexió del transformador Yy6d11 .....	137
Figura 4. 11 Regió de validesa o zona de treball .....	138
Figura 4. 12 TRU de 12 polsos en connexió paral·lel Yy0d1, amb filtre LC i diferents tipus de carrega .....	138
Figura 5. 1 Configuració experimental utilitzada per validar la metodologia proposada. ....	140
Figura 5. 2 Esquema elèctric utilitzat per l'assaig experimental del pont rectificador de sis polsos.....	141
Figura 5. 3 Comparació entre els resultats calculats (color blau) i els resultats mesurats (color vermell) d'un rectificador de 6 polsos que alimenten una càrrega resistiva amb inductor i condensador al bus DC. Evolució temporal de les variables d'estat i la "SP" continuous-conduction mode (CCM), i discontinuous-conduction mode (DCM). Nota: en DCM: $v_{SP}'(t) = v_{SP}(t)$ quant $i_L(t) > 0$ , però $v_{SP}'(t) = v_C(t)$ quant $i_L(t) = 0$ . ....	142
Figura 5. 4 Esquema elèctric utilitzat per l'experiment d'un TRU en connexió sèrie de dotze polsos.....	143
Figura 5. 5 Comparació entre els resultats calculats (color blau) i els resultats mesurats (color vermell) d'un rectificador de 12 polsos que alimenten una càrrega resistiva amb inductor i condensador al bus DC. Evolució temporal de les variables d'estat i la "SP" .....	144
Figura 5. 6 Configuració experimental utilitzada per validar la metodologia per TRUs en configuració sèrie. Fotografia del sistema muntat al laboratori. ....	145
Figura 5. 7 Valor mitjà de la tensió de sortida de l'enllaç de CC $V_o$ de ATRUs amb $V_s = 230$ V, en línies contínues les formules proposades (3.80), en línies a traç les calculades amb el nostre mètode (3.81), i els punts en blanc son les simulacions en PSCAD / EMTDC : a) ATRU de tipus P de 12 polsos. b) ATRU asimètric de 18 pols tipus P...	146
Figura 5. 8 ATRU Tipus P de 12 polsos amb bobines d'acoblament.....	147
Figura 5. 9 Diagrama de les tensions de fase en el instant inicial ( $t=0$ ) per a) Prova A b) Prova B .....	148
Figura 5. 10 Prova A: a) Tensions d'entrada del rectificador 1. b) Tensions d'entrada del rectificador 2. c) Tensió de sortida dels ponts de díodes, rectificadors 1 i 2. d) Tensió de sortida segons el mètode $v_{DC}$ i la enregistrada $v_o$ . ....	148

Figura 5. 11 Prova B: a) Tensions d'entrada del rectificador 1. b) Tensions d'entrada del rectificador 2. c) Tensions de sortida dels punts de díodes, rectificadors 1 i 2. d) Tensió de sortida segons el mètode $v_{DC}$ i la enregistrada $v_o$ .....	149
Figura 5. 12 Falta del díode dCY en la connexió sèrie amb TRU en Yy6d5 .....	150
Figura 5. 13 Falta del díode diCy en la connexió paral·lel amb TRU Dy11d6 .....	150
Figura 5. 14 Falta del díode diAd en connexió sèrie per TRU en Yy0d11 .....	151
Figura 5. 15 Falta del díode diAd en connexió sèrie per TRU en Yy6d5 .....	151
Figura 5. 16 Falta del díode dBy en connexió paral·lel per TRU en Yy0d11 .....	152
Figura 5. 17 Falta del díode diAd en connexió paral·lel per TRU en Yy6d11.....	152
Figura 5. 18 Interfície gràfica GUI amb les Entrades i Sortides del programa de manteniment proposat per a TRUS 12 polsos .....	152
Figura 5. 19 Muntatge experimental per la detecció de díodes en falta en conducció..	153
Figura 5. 20 Tensió CC per l'ATRU de 12 polsos en connexió sèrie, amb una configuració del transformador Yy0d5, i falta al díode dBy. a) resultats experimentals, b) resultats teòrics.....	154
Figura 5. 21 Tensió CC per l'ATRU de 12 polso en connexió sèrie, amb una configuració del transformador Yy6d5, i falta als díodes dCy i diCy. a) resultats experimentals, b) resultats teòrics .....	154
Figura 5. 22 Voltatge de corrent continu i corrents primàries per TRU de 12 polsos per connexió paral·lel amb falta en dCd i amb configuració Yy6d5 .....	155
Figura 5. 23 Voltatge de corrent continu i corrents primàries per TRU de 12 polsos per connexió paral·lel amb falta en dAd i amb configuració Dy11d6 .....	156
Figura 5. 24 Transformador Dy11d0 de 12 polsos amb punts rectificadors en connexió (a) paral·lel (b) sèrie.....	157
Figura 5. 25 Comparació entre el voltatge en bornes dels rectificadors, el valor experimental en negre i el calculat en vermell per les connexions (a) paral·lel (b) sèrie. ....	157
Figura 5. 26 TRU 18-polsos Yz20°y0°z-20° en connexió sèrie amb la càrrega .....	158
Figura 5. 27 Tensió al secundari del transformador de 18polsos durant un sot de tensió tipus C, h=0,3 en a) Yz20° b)Yy0° c) Yz-20° i en d) la tensió a la càrrega de 108Ω ...	159
Figura A.1 Transformador de prova de ABB per a rectificador a 800kVdc per a transmissió UHVDC per a la Xina: Xiangjiaba-Shanghai del 2008 (source: <a href="https://new.abb.com/">https://new.abb.com/</a> ) .....	171
Figura A.2 Presa hidràulica de Itaipú, riu Paranà. I centre de comandament (source: <a href="https://new.abb.com/">https://new.abb.com/</a> ) .....	172
Figura A.3 Evolució Històrica dels equips per a HVDC segons ABB .....	173
Figura A.4 Línies HVDC a la xarxa elèctrica de la Xina segons ABB.....	174



## Llista de taules

Taula 2. 1 Connexions dels debanats del TRU de 12 polsos segons la normativa CEI ..	30
Taula 2. 2 Conveni del nom assignat als díodes .....	32
Taula 2. 3 Coeficients dels bobinats del ATRU 18 polsos simètric.....	45
Taula 2. 4 Harmònics característics presents als corrent de línia en ATRUS i TRUs de 6, 12 i 18 polsos .....	48
Taula 2. 5 Expressió de la tensió fasorial en funció de la h i tipus de SOT.....	62
Taula 3. 1 Numero d'espises per un TRUs 18 polsos de relació 400/230V.....	87
Taula 3. 2 Taula de matrius de transformació per determinar els corrents de línia segons la configuració del transformador de tres debanats i dotze polsos.....	93
Taula 3. 3 Taula de Numero d'espises pel ATRU Delta_T.....	99
Taula 3. 4 Taula de Numero d'espises pel ATRU Delta_Poligonal.....	99
Taula 3. 5 Numero d'espises pel ATRU Delta_T.....	103
Taula 3. 6 Numero d'espises pel ATRU Delta_Triangle.....	103
Taula 3. 7 Numero d'espises pel ATRU Delta_Extensió.....	107
Taula 3. 8 Numero d'espises pel ATRU Poligonal_V.....	107
Taula 3. 9 ATRU 18p Delta Step Up Nro Espises.....	110
Taula 3. 10 ATRU 18p Delta Step Down Nro Espises.....	113
Taula 3. 11 ATRU 18p Forca Step Up Nro espises.....	115
Taula 3. 12 ATRU 18p Forca Step Down Nro Espises.....	117
Taula 3. 13 Tipologia de Sot expressada en component simètriques.....	121
Taula 3. 14 Càlcul de la tensió mitja en funció de la h segons SOT.....	122
Taula 3. 15 Corbes de tensió VDC en funció del SOT (A, B, C, D) i de h.....	123
Taula 3. 16 Corbes de tensió VDC en funció del SOT (E, F, G) i de h.....	124
Taula 3. 17 taula resum de la VDC en pu segons SOT: proporció de Tensió mitja de h igual a zero respecte h unitari .....	125
Taula 4. 1 Comparació de diferents metodologies per identificar faltes en rectificadors multi polsos.....	129
Taula 4. 2 Classificació dels díodes en conducció en cada interval dintre d'un període .....	135
Taula 5. 1 Dades del ATRU 12 polsos utilitzat .....	147
Taula 5. 2 Paràmetres del transformador utilitzat .....	153



## Llista d' símbols

<u>Símbols</u>	<u>Definició</u>
$\lambda$	La relació entre el valor de la tensió de fase i el voltatge de fase de la font
$\lambda_i$	Arguments
$\omega t_{j\text{inf}}$	El límit inferior d'integració
$\Omega$	Domini convex acotat
$\theta$	El angle de $\Omega$
$\alpha_a, \alpha_b$ and $\alpha_c$	Els angles de fase dels voltatges d'entrada
$\partial\Omega_v$	Límit de la capa convexa fasorial
$C$	Condensador
$D_{bj}$	Els connectats pel ànode al pol negatiu
DF	Factor de distorsió
$D_{ij}$	Els connectats al pol positiu pel càtode i la "j" representa la fase on es connectat
$E_m$	Peak value of the phase voltage
$F$	La freqüència
$FP_a$	El factor de potencia
$h$	Sag depth
$I_1, I_2, I_3$	Corrents de fase
$I_a$	Corrent de la fase "a"
$i_a(t), i_b(t), i_c(t)$	Corrents de línia al primari del transformador
$i_A, i_B, i_C$	Corrents als tres debanats grans
$i_a, i_b, i_c$	Corrents de la xarxa
$I_A, I_B, I_C$	Corrents primaris
$i_{a1}, i_{a2}, i_{b1}, i_{b2}, i_{c1}, i_{c2}$	Corrents als sis debanats petits
$i_R(t)$	El corrent que flueix a través d'aquesta resistència
$I_{ad}, I_{bd}, I_{cd}$	Corrents secundaris per a la connexió $\Delta$
$I_{ah}$	L'ordre de l'harmònic
$I_{ay}, I_{by}, I_{cy}$	Corrents secundaris per a la connexió Y
$I_c$	El corrent de càrrega
$I_d$	El corrent de descàrrega
$i_{DC1}(t)$	El corrent continu del primer pont
$i_{DC2}(t)$	El corrent continu del segon pont
$I_I, I_{II}, I_{III}$	Primari i pel terciari
$k_1 k_2 k_3 k_4 k_5 k_6 k_7$	Valors dels coeficients de les bobines
$k_8$	
$L(\partial\Omega_v)$	Longitud del límit de la capa convexa fasorial
$L_d$	Inductància
$L_s$	Inductància d'entrada
$L_i$	Vectors costat del polígon
$ L_i $	Mòduls dels vectors
$M$	Nombre de fases
$M$	El numero total de costats o cares del polígon convex
$m$	Ca d'una de les cares o costats del polígon
$m_y$	La inversa de la relació de transformació del secundari del transformador
$m_d$	La inversa de la relació de transformació del terciari del transformador
$n_1/n_2$	La relació d'espines entre el primari i el primer secundari
$n_1/n_3$	La relació d'espines entre el primari i el segon secundari



$N_{bp}$	Punts d'intercanvi
$N_P$	El nombre d'espises del debanat gran.
$N_S$	El nombre d'espises del debanat petit.
$N_{int}$	El nombre de punts en cada interval
$p$	Nombre de polsos
$P_0$	La potència nominal de la càrrega
$P_L$	Càrrega de potència constant
$P_a$	La potència mitja
$P_{ATRU}$	La potència de l'autotransformador
$P_{projection}$	Perímetre del polígon dividit entre la constant Pi
$R_L$	Resistència equivalent
$R_{TX}$ i $L_{TX}$	La impedància del transformador referida al secundari
$S_a$	La potencia aparent
$S_{abc}$	La funció de commutació dels díodes
$T$	El període fonamental de la forma d'ona
$V_{6R}, V_{5R}, V_{1R}, V_{4R},$ $V_{2R}, V_{3R}$	Les projeccions
$V_a$	La tensió de fase d'entrada
$v_a, v_b$ i $v_c$	Variables externes les tensions de fase
$V_a, V_b, V_c$	Les tensions d'entrada en valor eficaç
$v_{a1}(t), v_{b1}(t), v_{c1}(t)$	Voltatges de fase del primer secundari
$v_{a2}(t), v_{b2}(t), v_{c2}(t)$	Voltatges de fase del segon secundari
$V_{a1}, V_{a2}$	Tensions de fase de sortida
$V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}$	Tensió de línia del triangle
$V_{ABA}, V_{BCA}, V_{CAA}$	Triangle les tensions
$V_{ABY}, V_{BCY}, V_{CAY}$	Tensions de fase i les de línia
$V_{ABZ1}, V_{BCZ1}, V_{CAZ1}$	Les tensions ziga zaga $20^\circ$
$V_{ABZ2}, V_{BCZ2}, V_{CAZ2}$	Les tensions ziga zaga $-20^\circ$
$\vec{V}_{a1}, \vec{V}_{a2}, \vec{V}_{a3}$	Tensions de fase a
$\vec{V}_{b1}, \vec{V}_{b2}, \vec{V}_{b3}$	Tensions de fase b
$\vec{V}_{c1}, \vec{V}_{c2}, \vec{V}_{c3}$	Tensions de fase c
$V_H, V_D, V_I$	Components simètriques: Homopolar, Directa, Inversa
$v_{d1}(\omega t)$	La tensió del pol positiu
$v_{d2}(\omega t)$	La tensió del pol negatiu
$V_{DC}$	DC voltatge
$v_{DC}(t),$	Instantenous voltatge
$v_{DC1}(t), v_{DC2}(t)$	Tensió CC a la sortida dels dos punts
$v_{DC\_P}(t)$	Instantenous voltatge paral·lel connexió
$v_{DC\_S}(t)$	Instantenous voltatge sèrie connexió
$v_{DC}(\omega t)$	Voltatges instantanis a L'ATRU de 12 polsos poligonal
$v_{SP}(t)$	Shadow Projection Tensió
$v_C(t_k)$	La tensió del condensador
$V_{SP}$	La tensió mitja
$\hat{V}$	La tensió de pic de fase a un debanat secundari del transformador
$V_s$	El valor eficaç de la tensió de línia d'entrada
$v_{YDC}(I:N)$	Tensions que tenen els rectificadors Y

$v_{\Delta DC}(I:N)$	Tensions que tenen els rectificadors Y
$w(\theta)$	La longitud de la projecció ortogonal del límit convex
$w_h$	El valor eficaç
$X_h(t)$	El $h$ -coeficient de Fourier en forma complexa
$\hat{x}(t)$	El valor calculat canvia de període de commutació a període de commutació
$x(\tau)$	D'ona gairebé periòdica de domini temporal
$X_h(t)$	Referència com a Fasor Dinàmic
$\varphi_i$	El angle inicial de les punta $i$ -esima del polígon
$Z_s Z_T$	Les impedàncies del primari i del secundari del transformador



## Llista d'abreviatures

<u>Abreviatures</u>	<u>Nomenclatures</u>
AC-DC	(Altern Current – Direct Current).
AM	Average Model
ANN	Artificial Neural Network
ASD	Adjustable Speed Drive
ATRU	(Auto-Transformer Rectifier Units) Unitats Rectificadoras amb Autotransformadors
CA-CC	(Corrent Altern - Corrent Continu)
CCM	Continuous Conduction Mode (mode de conducció contínua)
CM	Control Monitoring
DCM	discontinuous-conduction mode
DWT	Discrete Wavelet Transform
EDO	Equació Diferencial de primer Ordre
EMC	Compatibilitat electromagnètica
FD	Fasor Dinàmic
FFT	Fast Fourier Transform
FLC	Fuzzy Logic Controller
FMM	Força Magnetomotriu
FT	Fourier Transform
GUI	Interfície d'usuari gràfica
HVDC	(High Voltage Direct Current), transmissió d'energia a molt alta tensió en corrent continu
IPT	transformadors de fase
MEA	More-Electric Aircraft
MPC	(Multi Phase Converter). Rectificadors polifàsics.
O/C	circuit obert
P	paral·lel
PAVM	Parametric average-value modeling
pu	Per unit (per unitat)
S	sèrie
S/C	curtcircuit
SAI	Sistemes d'Alimentació Ininterrompuda
SP	Shadow Projection
THD	(Total Harmonic Distortion). Distorsió Harmònica Total
TRUs	(Transformer Rectifier Units). Unitats Rectificadoras amb Transformadors
ZSBT	transformadors de bloqueig de seqüència zero



## 1 Introducció

### 1.1. Els orígens

Els orígens de l'electricitat es situen al segle divuit, però no va ser fins l'any 1800 quan Volta va escriure una carta a la Royal Society de Londres en la que explicava com obtenir corrent elèctric mitjançant la connexió de forma alternada de discos de coure o plata amb discos de zinc, intercalant entre ells cartró i roba amb salmorra. Per augmentar el voltatge s'uneixen en sèrie diferents combinacions de discos formant una pila, d'aquí el nom "pila" donat al primer generador.

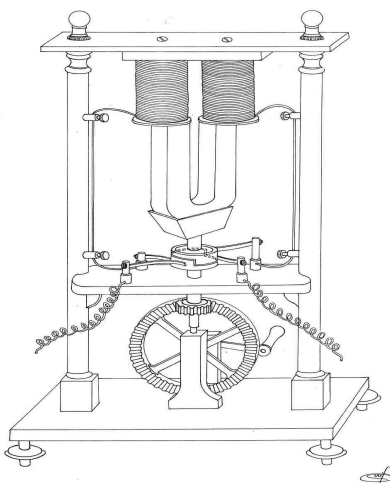


Figura 1. 1 Prototip de rectificador mecànic construït pels Pixi

L'any 1831, Michael Faraday enuncia la seva llei també anomenada llei de la inducció magnètica, el que motiva a André-Marie Ampère a ordenar als artesans Pixi, pare i fill, la construcció d'una primera màquina elèctrica seguint els seus esbossos. Aquests obtenen l'any 1832 un primer prototip, però el que obtenen és una màquina de corrent altern, però aquest aparell no obeeix als propòsits d'Ampère per no tenir el mateix comportament que les piles. Tot i que Ampère va morir el 1836, els artesans Pixi van continuar amb el disseny del rectificador mecànic mostrat a la Figura 1. 1 (font: Luis Martínez Barrios, professor del DEE), afegint el col·lector i raspalls metàl·lics, treballant de forma similar a les actuals escobretes.

El 1880, Thomas Alva Edison va descriure l'efecte termoiónic, en observar que les esferes carregades amb càrrega negativa escalfades a vermell perdien la càrrega, mentre que això no succeïa amb les esferes carregades amb càrrega positiva. Edison volia esbrinar la raó per la qual es fonia el filament de les làmpades incandescents, i creia que ambdós fenòmens estaven relacionats. Edison va dissenyar una làmpada de buit, que alimentada per dues bateries li va permetre aconseguir l'efecte termoiónic, observant que el corrent era unidireccional. Aquest efecte unidireccional del corrent es va denominar efecte Edison. A partir d'aquest fet es diu que va néixer l'electrònica i, encara que en aquell moment no va trobar cap aplicació pràctica al fenomen, el va patentar l'any 1883.

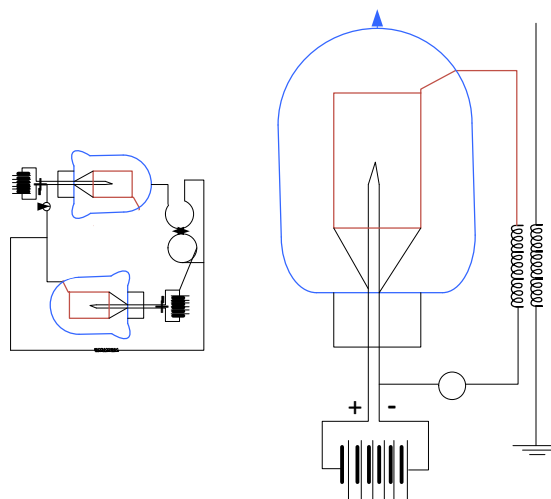


Figura 1. 2 Vàlvula termoiónica corresponent a la patent No US803684

En 1905, John Ambrose Fleming va patentar la vàlvula termoiónica o vàlvula d'oscil·lació mostrada a la Figura 1. 2. En concret la patent N<sup>o</sup> US803684 [1].

La vàlvula termoiónica té una funció igual a un díode que es basa a l'efecte Edison. Aquest invent va ser fonamental pel ràpid desenvolupament de les telecomunicacions, va ser el primer rectificador d'ones de radio, convertint els senyals de radio de corrent altern en corrent continu detectable per receptors de telefonia.

Els primers díodes termoiónics han evolucionat als moderns díodes semiconductors, fonamentalment fabricats amb silici amb els que es construeixen els actuals rectificadors, amb àmplies aplicacions com per exemple la transmissió de potència en corrent continu a alt voltatge.

Els conceptes desenvolupats en aquesta Tesi permeten estudiar amb facilitat els efectes que les perturbacions dels senyals de les fonts de corrent altern tenen sobre el senyal o signatura de corrent continu, i viceversa, com es transmeten les perturbacions dels senyals de continu als senyals de corrent altern o les seves signatures. Els nous conceptes ens permeten desenvolupar noves eines per analitzar en profunditat la qualitat que té el subministrament elèctric.

## 1.2. Importància dels rectificadors

El desenvolupament de la tecnologia elèctrica amb corrent continu per part d'Edison i amb corrent altern per part de Westinghouse i Tesla es van poder connectar mitjançant rectificadors.

Els rectificadors també coneguts com a convertidors CA-CC d'estat sòlid s'utilitzen per tot arreu i en multitud d'aplicacions, com ara seria: en variadors de freqüència o unitats ajustables de velocitat per a motors de corrent altern ("Adjustable Speed Drive" - ASD), per a la transmissió d'energia a molt alta tensió en corrent continu ("High Voltage Direct Current" - HVDC), en processos electroquímics, en fonts d'alimentació per a telecomunicacions, en la càrrega de bateries, en sistemes d'alimentació ininterrompuda (SAI), en fonts d'alimentació per al transport ferroviari, tramvies, troleibusos, en l'alimentació de imants d'alta capacitat, en equips de calefacció per inducció de gran potència, en sistemes de conversió i alimentació en avions, fonts d'alimentació per plasma, en sistemes de conversió d'energies renovables, i un llarg etc.

Aquests convertidors s'alimenten generalment d'un sistema trifàsic de corrent altern, però solen tenir problemes de qualitat energètica com la presència d'harmònics, un deficient factor de potència, una distorsió en el voltatge de sortida de corrent continu o en pics de corrent a la càrrega. Per minimitzar aquests problemes en la conversió CA/CC, s'estableixen diverses normes i directrius, que han de ser

referides per dissenyadors, fabricants i usuaris [2]–[4]. Per tal de complir amb les normes, s'utilitzen diverses estratègies per mitigar aquests problemes en els convertidors CA/CC. Normalment, es recomana la solució d'incorporar filtres quant les instal·lacions ja existeixen, filtres que poden ser de tipus passius, actius o híbrids. La solució adoptada dependrà de la qualificació dels problemes relacionats amb la indústria i la normativa associada, i/o de les consideracions econòmiques. Aquests filtres s'han desenvolupat des de petites potències fins a grans potències per reduir els problemes de la qualitat de l'energia en convertidors CA/CC. Però, en alguns casos aquests filtres no només augmenten el cost, sinó que també augmenten les pèrdues i redueixen la fiabilitat del sistema en augmentar el nombre de components.

Pel cas de noves instal·lacions es prefereix modificar l'estructura del convertidor en la fase de disseny, ja sigui utilitzant una forma d'ona activa o passiva dels corrents d'entrada. La tècnica de conformació d'ones passives dels convertidors multi-polsos es considera un mètode simple i econòmic per millorar la qualitat de la potència per aplicacions de gran potència, i presenten millor fiabilitat i durabilitat.

La tècnica de conformació de les ones passives es coneix com a convertidors multi-polsos o multi-fase (“Multi Phase Converter” - MPC). Algunes de les tècniques de millora dels sistemes convertidors es mostren a les referències [5]–[12], per exemple amb la presentació de diferents configuracions de connexions de bobines en TRUs i ATRUs, el que permet passar d'una entrada trifàsica a un sistema m-fàsic [7]–[12].

El nombre de noves configuracions de múltiples convertidors CA/CC es desenvolupa tenint en compte les possibles aplicacions i comença a partir de 12 polsos fins a un nombre elevat de polsos. Aquests sistemes m-fàsics s'utilitzen per tal de millorar el factor de potència i reduir els harmònics de corrent a l'entrada de la unitat rectificadora d'acord amb les normatives vigents.

### 1.3. Configuracions de trus i atrus

Els convertidors CA/CC multi-fàsics (multiphase AC/DC converters -MPCs) és desenvolupen per a la conversió d'energia en forma de corrent altern a corrent continu, aconseguint que el corrent d'entrada tingui reduït contingut d'harmònics i que el corrent de sortida tingui baix arriestat, alimentant càrregues d'un ampli rang de potències que van des d'uns quants quilowatts fins a centenars de megawatts.

Els MPCs estan formats per TRUs o per ATRUS, i poden treballar unidireccionalment en el cas dels rectificadors a díodes, o bidireccionalment en cas de rectificadors amb semiconductors controlats, amb la garantia d'obtenir un millor factor de potència a mesura que el número de fases i polsos creix [13].

Els convertidors CA/CC multi-fàsics han evolucionat els darrers cent anys amb diferents configuracions, com les que per exemple es mostren a les referències [14] a l'apartat de Transformacions Especials i [15]:

- Connexions: T, ziga-zaga, “forquilla”, estrella, triangle, doble triangle, poligonals, etc.
- Reordenat de fases en amplitud i angle, amb formes regulars i irregulars.
- Afegint bobines de desacoblament (interphase reactors) s'aconsegueix multiplicar el nombre de polsos del convertidor.

A part de l'ús de noves configuracions, la tendència també és la utilització d'autotransformadors enlloc de transformadors per tal de reduir les dimensions i el pes, així com integrar al mateix equip els circuits de potència, control i protecció, que el fan ideal en aplicacions com el transport aeri i marítim.

Els MPCs es dissenyen i construeixen utilitzant rectificadors a díodes amb diferents configuracions de circuits de transformadors, i amb un nombre de polsos que va en augment, essent els més comuns de 6, 12, 18, 24, 30, però el nombre de polsos potser fins i tot major per tal d'aconseguir baixa distorsió harmònica total (Total Harmonic Distortion - THD) del corrent a la xarxa, i amb la tensió de sortida a la càrrega CC pràcticament sense ondulació, aptes per complir amb normatives exigents i especificacions de treball requerides en aplicacions de gran potència.



Els convertidors CA a CC es classifiquen segons el muntatge dels díodes, en convertidors de mitja ona i els convertidors en pont, i els convertidors en pont són l'objecte d'estudi d'aquesta Tesi.

En algunes aplicacions es requereix un flux de potència bidireccional per a la conversió AC/CC, com al cas de motors amb molta inèrcia, o que treballen alternativament com a motor o generador, o bé en sistemes de transmissió HVDC de diversos megawatts. Aquests MPCs amb flux de potència bidireccional es desenvolupen utilitzant tiristors robustos, així com també transformadors o autotransformadors, bobines de desacoblament, i filtres amb bobines i condensadors apropiats, per tal de minimitzar els harmònics a la xarxa.

A continuació es realitzarà una presentació cronològica d'algunes de les patents més importants sobre les unitats de rectificació, veient com evolucionen les configuracions de TRUs i ATRUs. Moltes d'elles actualment vençudes.

Una de les més antigues és la patent No US1712491, de 14 de Maig de 1929, de Georges Darrieus, Paris, assignada a Aktiengesellschaft Brown, Boveri & CIE, de Baden, Switzerland, "RECTIFYING SYSTEM" [16], patentada prèviament a França amb el N° 496268 el 27 de Novembre de 1919. Pels rectificadors d'alimentació es proposa utilitzar un transformador que conté quatre porcions de bobinatge secundari a més del bobinat primari a cadascuna de les columnes. Es combina una connexió estrella i una connexió hexagonal d'aquestes porcions de bobina per efectuar una millor distribució del corrent en les tres fases del costat primari, tal com es mostra a la Figura 1. 3.

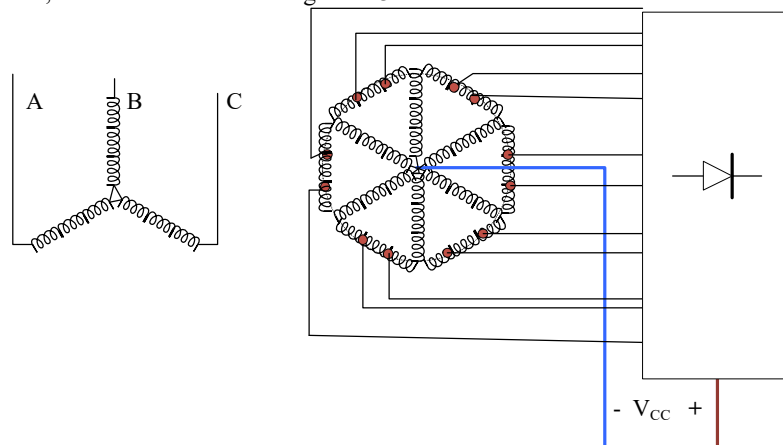


Figura 1. 3 Rectificador de 12 fases i 12 polsos corresponent a la patent No US1712491

Es tracta d'un muntatge de mitja ona amb 12 fases i 12 polsos per període, amb les fases desfasades en  $30^\circ$ . També fan la presentació d'una versió millorada, d'aquesta mateixa, agafant una nova presa a les branques de la forma estrellada, fent la versió de 18 fases i 18 polsos, repartint les fases del secundari amb  $20^\circ$  de desfasament entre elles (Figura 1. 4). Aquest muntatge utilitza vàlvules de buit com a elements rectificadors.

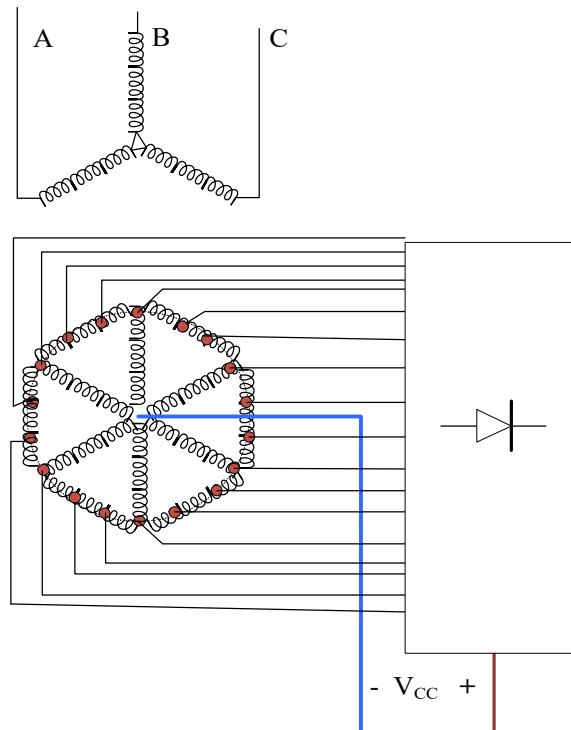


Figura 1. 4 Rectificador de 18 fases i 18 polsos corresponent a la patent No US1712491

La següent patent està pensada per a grans càrregues i fa referència a la indústria electroquímica, aquesta és la patent N° US3008080, de 7 de Novembre de 1961, de Bjarne Storsand, de Watt, Switzerland assignada a Oerlikon Engineering Company, Zurich, “TRANSFORMER FOR HEAVY DUTY RECTIFIER EQUIPMENT” [17], patentada prèviament a Suïssa el 2 Desembre 1957 amb el N° 777707. Pel cas de grans càrregues de 1000 A, 10.000 A, i fins i tot molta més corrent, com s'utilitzen per exemple al camp electroquímic, és essencial connectar gran nombre de vàlvules en paral·lel, ja que el corrent màxim assolible per a cada una de les vàlvules simples del anys 60 és aproximadament de 100 A, i en conseqüència, amb les configuracions trifàsiques en pont es pot produir com a màxim fins a 300 A de corrent continu, i amb configuracions més complexes de sis fases fins a 600 A.

Normalment, els nombrosos conjunts rectificadors disposats en paral·lel són alimentats per un transformador (Figura 1. 5). En aquest cas, en que es treballa amb molta càrrega i molts elements, si es produeix una pertorbació, com ara una fallada d'una vàlvula, el rectificador es sobrecarregarà a causa del corrent de curtcircuit. Per tant, és necessari protegir les vàlvules de forma individual, mitjançant fusibles d'acció ràpida, contra l'excés de corrent, el que augmenta el cost dels equips i disminueix la seva eficiència.

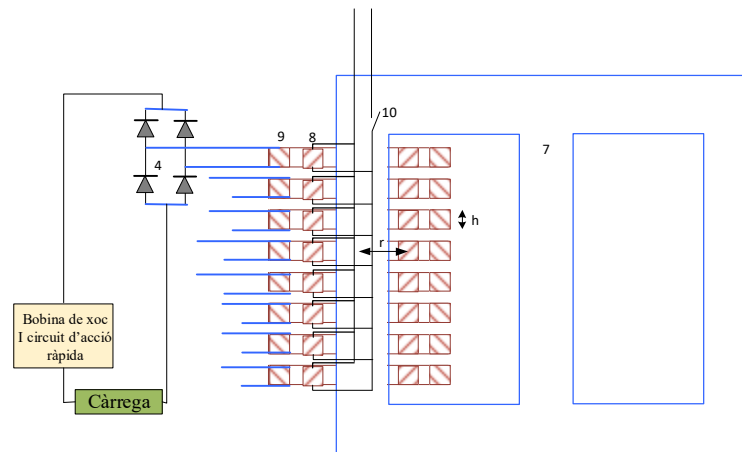


Figura 1. 5 Transformador per equip de rectificació d'alts corrents corresponent a la patent No US3008080

La Figura 1. 5 correspon a una patent de 1961 i mostra una columna del transformador, d'acord amb la invenció de Storsand, en aquesta figura el ferro del transformador es denota per 7, amb 8 les fases del primari connectades en paral·lel que actuen sobre els conjunts rectificadors descrit per 4, i on 10 mostra el l'interuptor del debanant primari. El radi està indicat per  $r$ , i  $h$  és l'extensió del bobinat d'alta tensió en la direcció de l'eix del nucli del transformador. Segons la Figura 1. 5, cada enrotllament secundari té una bobina primària separada.

La Figura 1. 6, corresponent a la mateixa patent, mostra com cada dos enrotllaments secundaris, 9' i 9'', tenen un bobinatge primari separat 8'. Els bobinatges secundaris estan disposats de manera que, en cas de pertorbació, es produeix una dispersió magnètica molt gran, donat que el bobinatge d'alta tensió és d'elevada reactància si el radi  $r$  és superior a l'extensió  $h$  del bobinat del nucli del transformador. En cas de problemes a la vàlvula, per limitar l'augment del corrent invers es pot fer servir en les connexions del costat de corrent continu de cada conjunt de vàlvules (marcades amb el número 4 a la Figura 1. 7) una bobina de desacoblament (marcades amb el número 11 a la Figura 1. 7) juntament amb un dispositiu de desconnexió d'acció ràpida. Cal fer menció i atenció que els transformadors en qüestió no són més cars que els que s'utilitzaven anteriorment amb la mateixa finalitat.

D'aquesta patent s'ha de destacar la incorporació de bobines de xoc, i a més té en compte com limitar els problemes de sobreintensitat, a partir del flux de dispersió, l'interuptor d'acció ràpida i el fusible ("Quik-acting circuit breaker") com element de seguretat.

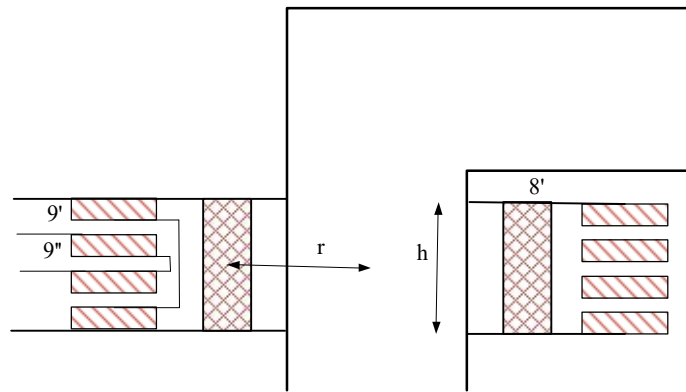


Figura 1. 6 Detall del transformador per equip de rectificació d'alts corrents corresponent a la patent No US3008080

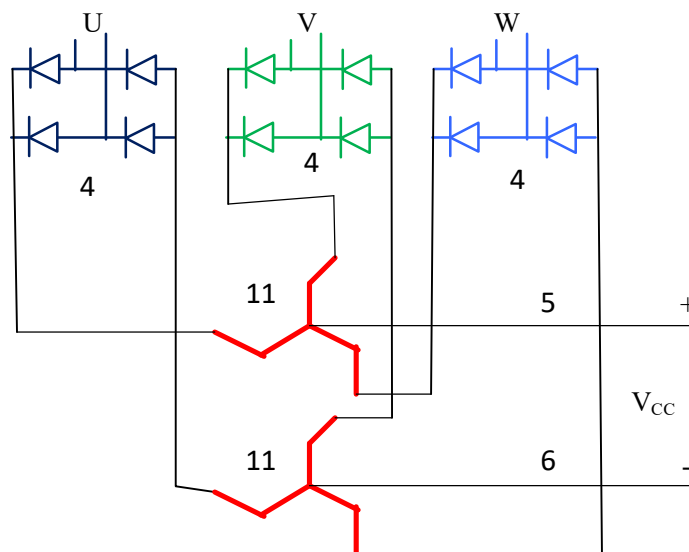


Figura 1. 7 Detall de les bobines de desacoblament a la patent No US3008080

La patent N° US3089074, de 7 de Març de 1963, de Erle W. Vaughan, Bristol, assignada a Superior Electric Company, Bristol (Connecticut), "AJUSTABLE VOLTAGE RECTIFIER" [18]. A aquesta patent s'explica com obtenir un voltatge de corrent continu a partir d'una font CA, i més particularment, com ajustar el valor de la tensió CC. Aquest invent utilitza un re-connectador per convertir el CA procedent d'una font trifàsica en CC, amb un mínim de pèrdua de potència mitjançant la rectificació d'ona completa i amb un mínim de distorsió en la potència CC utilitzant un rectificador que no té complexitat en el disseny, de fabricació relativament econòmica, amb un nombre mínim de peces, i de funcionament eficaç i durador.

Aquesta patent proposa muntar els transformadors anulars regulables alineats verticalment amb un parell de barres que també serveixen per subjectar els terminals de sortida del dispositiu i com a dissipador de calor, allunyant la calor dels rectificadors.

Una característica d'aquest invent és que el canvi de tensió és substancialment suau, degut a les escombretes situades sobre el bobinat secundari, destacant el seu baix contingut d'harmonics. Aquest rectificador utilitza tres transformadors anulars, cadascun dels quals té una bobina primària i una secundària. Els enrotllaments primaris estan connectats a una font primària trifàsica de CA. Una

escombreta o raspall gira sobre els bobinat secundari de manera que el moviment dels tres pinzells, a l'uníson, proporciona una tensió de CA regulable. Els tres terminals de sortida es connecten amb el rectificador en pont.

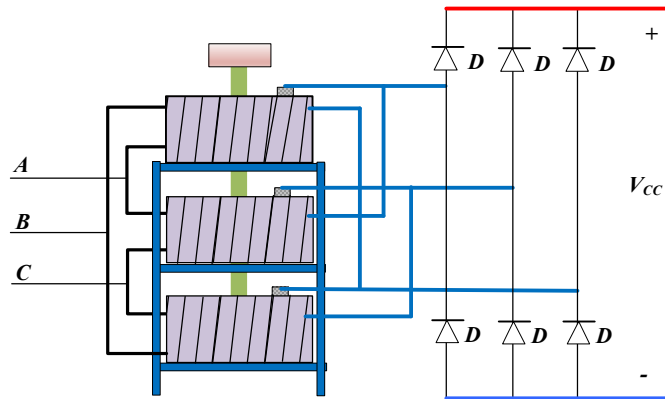


Figura 1. 8 Rectificador de tensió regulable corresponent a la patent No US3089074

La patent de Vaughan mostra dues formes diferents pel connexionat del secundari, una en forma d'estrella (Y), per aconseguir una tensió més elevada, i l'altre en triangle (D), per aconseguir un corrent més elevat (Figura 1. 9).

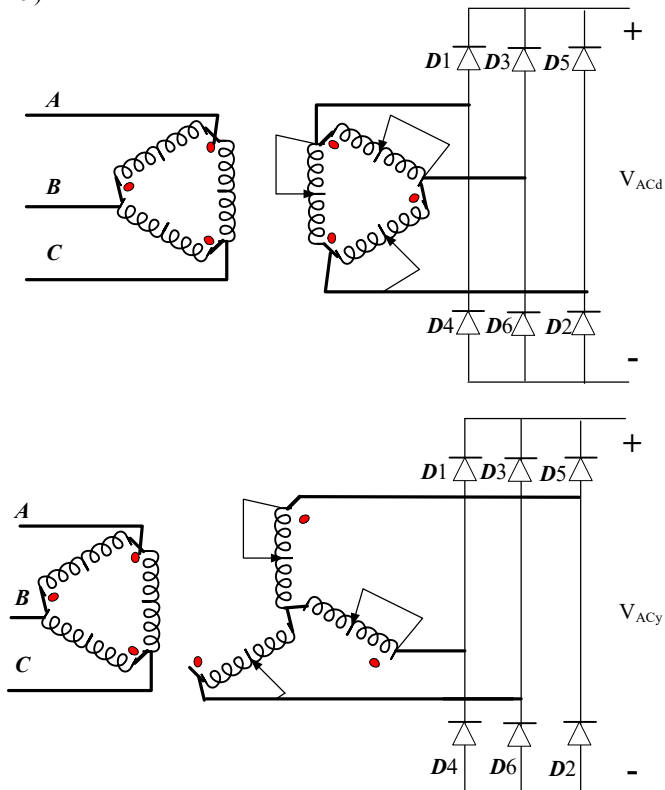


Figura 1. 9 Connexió dels debanats corresponent a la patent No US3089074

La patent N° US3585484, de 15 de Juny de 1971, de Isidore K. Dortort, assignada a ITE Imperial Corporation, Philadelphia, "AXIAL AMPERE-TURN BALANCING IN MULTIPLE, SEGREGATED

SECONDARY WINDING TRANSFORMERS” [19]. En aquesta patent s'utilitza un transformador amb múltiples secundaris i un enrotllament terciari que té les seccions connectades paral·lelament i separades axialment, disposades al costat dels respectius bobinats secundaris desplaçats també axialment, i les seccions connectades en sèrie, tot a la fi de proporcionar una neutralització del corrent del primari en cada instant.

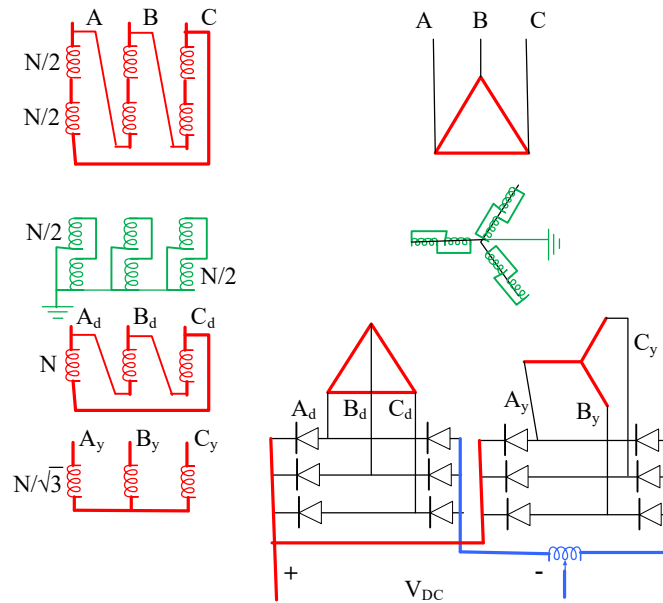


Figura 1. 10 Rectificador alimentat per un transformador amb múltiples bobinats secundaris corresponent a la patent No US3585484

Els transformadors d'alta tensió amb múltiples enrotllaments de sortida presenten davant d'algunes càrregues efectes com el pàrpelleig. Per exemple, si s'utilitza un transformador multi-secundari per a una gran instal·lació d'il·luminació i alhora una altra bobina del transformador alimenta motors d'inducció, i si una gran part de la impedància del transformador és comú a tots dos bobinats, llavors es pot veure un pàrpelleig lleuger a la càrrega d'il·luminació. Aquesta interacció és manifesta també als transformadors de rectificació de 12 polsos, que és la realització portada a terme en aquesta patent, i en la que un bobinat terciari s'aplica al transformador d'una nova manera, no coneguda fins al moment de la invenció de la patent.

Es pot considerar que els rectificadors de 12 polsos consisteixen en dos sistemes de sis fases desplaçats  $30^\circ$  els uns dels altres, donat que els dos bobinats secundaris presenten desfases de  $30^\circ$  per alimentar els dos ponts rectificadors trifàsics, que habitualment es connecten en paral·lel al costat continu mitjançant un transformador d'interfase. Si els dos secundaris estan molt acoblats, la major part del flux de fuites entre ells i el bobinatge primari és comú a tots dos secundaris, i només una quantitat relativament petita del flux de fuites enllaça només un enrotllament secundari, de manera que la relació entre el flux de fuites comú i total és gran, el que produeix un desequilibri greu entre les dues meitats del rectificador si no es prenen mesures correctores.

Una d'aquestes mesures correctores ha estat dividir els bobinats primaris axialment en dues porcions relativament remotes connectades en paral·lel, cadascuna de les quals es va juxtaposar a una bobinada secundària, respectivament. D'aquesta manera, el flux comú de fuites es manté al mínim i el desequilibri pràcticament s'elimina. Si bé aquest mètode és viable econòmicament quan la tensió primària és de fins a 5 kV, és extremadament difícil i costós d'utilitzar a tensions primàries més elevades, donat que es necessita una gran quantitat d'aïllament addicional i és molt més difícil obtenir una protecció de sobretensió inherent.

La mesura correctora presentada en aquesta patent ha estat la incorporació d'un enrotllament terciari amb porcions espacialment axials que cooperen amb les respectives seccions primàries i secundàries del transformador. D'aquesta manera, s'eliminen els problemes d'aïllament de les porcions del debanat primari; també la reactància de cada debanat secundari reduïda al primari es manté petita; mantenint la reactància total del transformador i la relació entre el flux de fuites comú i total petita, evitant així el desequilibri entre les dues meitats d'un rectificador de 12 polsos.

La patent N° US4255784, de 10 de Març de 1981, de John Rosa, assignada a Westinghouse Electric Corp., Pittsburgh, "TRANSFORMER-RECTIFIER APPARATUS" [20]. En aquesta patent es mostra un equip per a la conversió CA/CC en baixa tensió, de molta potència i d'alta qualitat, aplicable a equips d'electròlisi en corrent continu i equips de fusió d'alumini, entre d'altres exemples. La tècnica emprada combina un transformador i un circuit de rectificació connectat al secundari del transformador, operant amb baixa tensió i alts corrents, el que imposa limitacions al disseny del transformador. Per reduir les ondulacions s'associen bobines a una sèrie de dispositius rectificadors.

Més particularment, amb una font d'alimentació de CA de tipus trifàsic, és habitual buscar un sistema de rectificació de 12 polsos. Un perfecte sistema de rectificació de 12 polsos no s'associa de forma natural amb múltiples enrotllaments secundaris d'un transformador.

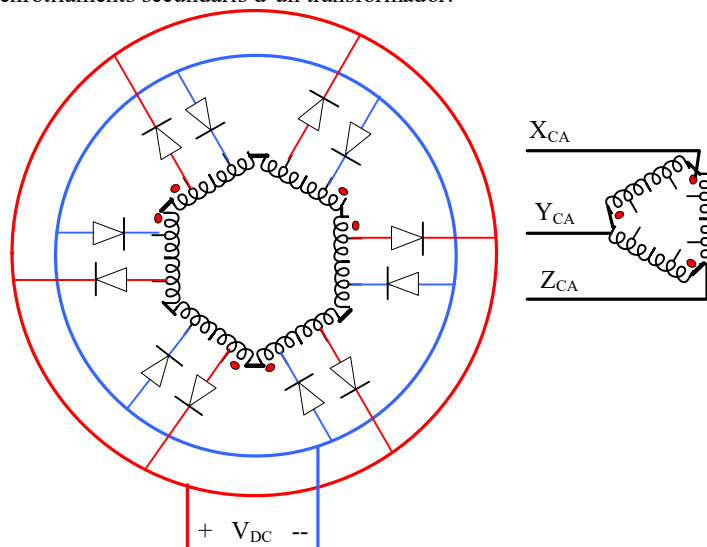


Figura 1. 11 Aparell transformador-rectificador corresponent a la patent No 4255784

Els invents anteriors no eren capaços d'aconseguir aquest sistema amb una bona simetria perquè una representació vectorial distribuïda de les dotze fases de CA a l'entrada del circuit rectificador havia estat obtinguda per una construcció del transformador on les relacions d'espines eren difícils d'implementar i les reaccions de fuga eren difícils d'igualar. A més, la reducció d'harmònics requereix l'ús de bobines de xoc. L'aparell transformador-rectificador corresponent a la patent N° 4255784 supera les mancances anteriors connectant els enrotllaments secundaris formant un hexàgon regular. Cada fase té bobinatges secundaris bessons, idèntics i cadascun té dos punts de sortida que és la porta que connecta amb el transistor, el díode o el dispositiu rectificador corresponent (Figura 1. 11). Els voltatges que apareixen a aquestes portes es disposen uniformement d'una porta a l'altra sobre el punt neutre virtual al centre de l'hexàgon. Amb una connexió primària en triangle. Les tres parelles d'enrotllaments secundaris són idèntics associats als respectius enrotllaments primaris, cada bobinatge primari es pot construir entre els bobinats secundaris. Sota aquesta configuració, el desplaçament vectorial és  $30^\circ$  entre les preses consecutives de l'hexàgon, donant lloc al mateix desplaçament entre els conjunts de polsos positius i negatius, mentre que l'angle de conducció d'un dispositiu rectificador de cada conjunt és de  $60^\circ$ . Es pot aconseguir una aproximació propera a aquesta proporció ideal malgrat el petit nombre de voltes requerit

per un aparell de baixa transformació-rectificador d'alta tensió. Per a substituir els coneguts sistemes de transformador-rectificador de dotze polsos de la tècnica anterior del tipus estrella-triangle.

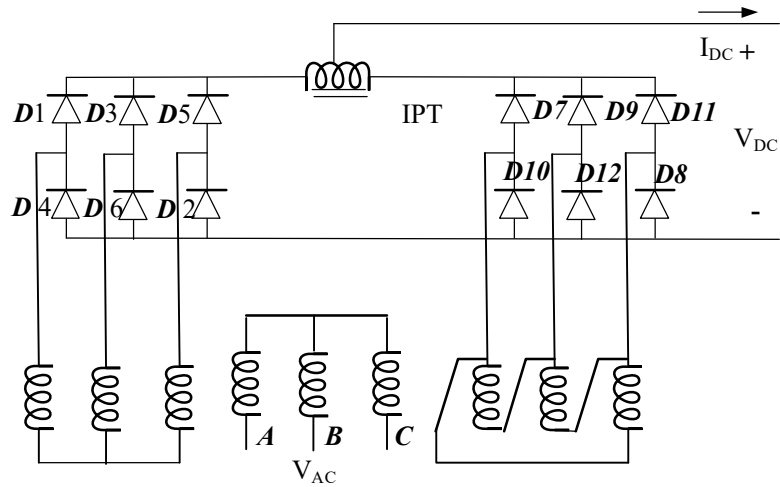


Figura 1. 12 Rosa, J. 1981 Patent 4255784

O be la Figura 1. 13, és mostra una nova disposició simètrica del autotransformador que proporciona al sistema d'autotransformador-rectificador dotze polsos simètrics per període, que és denomina connexió delta.

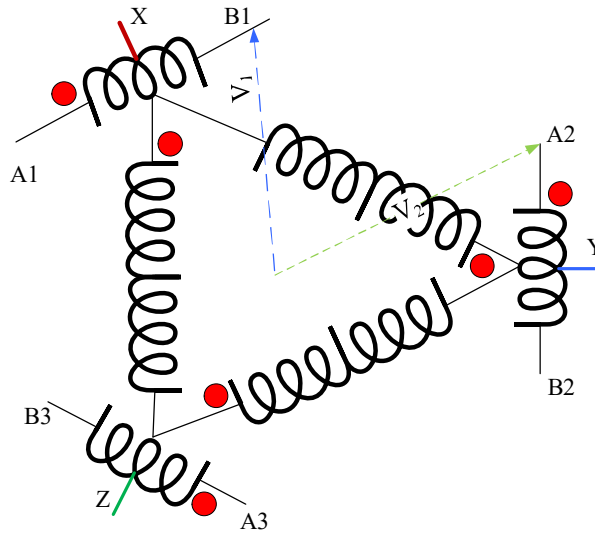


Figura 1. 13 Rosa, J. 1981 Patent 4255784

La Figura 1. 14 de la patent mostra la sortida de tensió del sistema de rectificador transformador de dotze polsos de la patent utilitzant tiristors disparats en un angle particular. És una patent on introdueix la possibilitat de controlar l'angle de dispar.



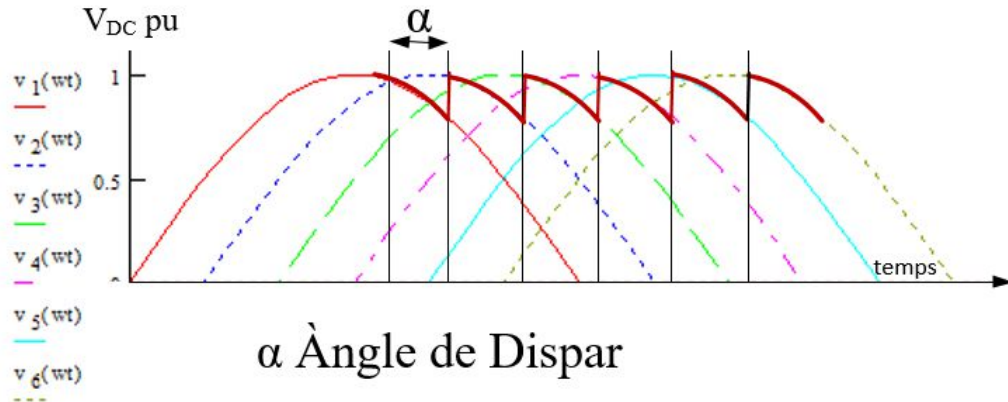


Figura 1. 14 Rosa, J. 1981 Patent 4255784 Rectificació controlada

Patent No US4366532 de 28 Desembre 1982 de John Rosa, Raymond J. Radus Assignada a Westinghouse Electric Corp, Pittsburgh, "AC/DC OR DC/AC CONVERTER SYSTEM WITH IMPROVED AC LINE HARMONIC REDUCTION" [21].

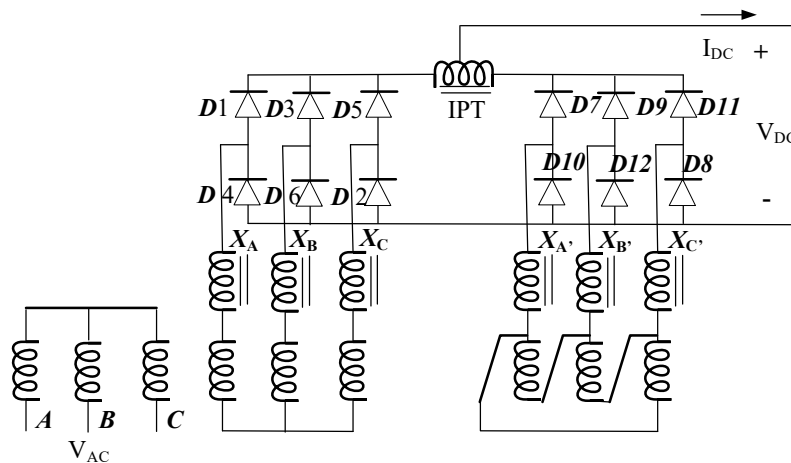


Figura 1. 15 Rosa, J. 1982 patent 4366532

En un sistema compost per un transformador-rectificador, on s'introdueix almenys una inductància en la ruta de commutació de dos dispositius de díodes o tiristors adjacents o en pont, d'un grup de tres dispositius relacionats amb un pol de polaritat comú CC, la reactància deguda a la inductància IPT és suficient per allargar la superposició de commutació per tal de minimitzar els harmònics de la línia de corrent altern. La invenció és aplicable a conversions de corrent altern a corrent continu i de corrent continu a corrent altern.

Si  $h$  es el número d'ordre harmònic, i  $p$  el nombre d'impulsos del convertidor i  $k$  qualsevol nombre enter positiu, per a aplicacions que permeten una distorsió harmònica moderada, se selecciona generalment un convertidor de sis polsos, és a dir, amb un número de polsos  $p = 6$ . En aquest cas, els harmònics presents són els d'ordre  $h = 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25$ , etc. amb les corresponents amplituds harmòniques  $I_h$ . Es poden complir requisits harmònics més exigents amb convertidors que tinguin un número de pols  $p = 12$ , donant lloc a la cancel·lació de qualsevol altra parella harmònica dels sis circuits de polsos, deixant així els harmònics d'ordre  $h = 11, 13, 23, 25$ , etc. presents en els corrents de línia CA.

Però s'ha demostrat que com més grans són les reaccions de commutació, més gran serà la reducció de les amplituds de tots els harmònics presents respecte a l'amplitud teòrica  $I_h$  així es prefereixen corrents com les de la següent Figura 1. 16

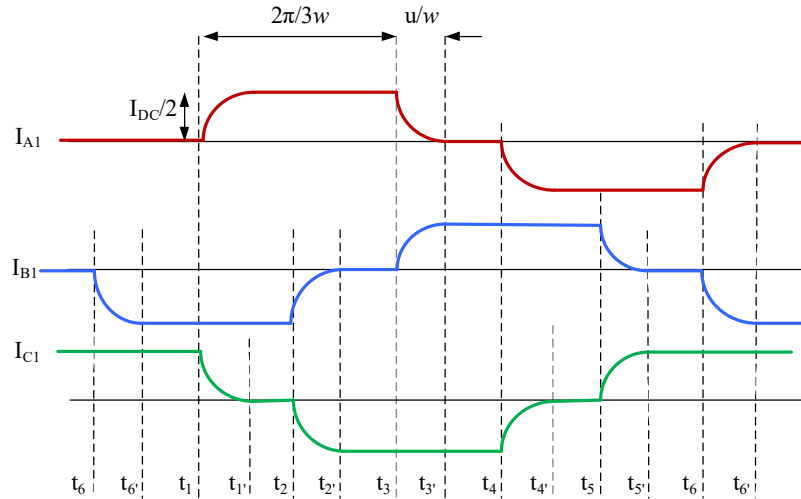


Figura 1. 16 Rosa,J. 1982 patent 4366532 corrents d'entrada al primari

La manera més plausible d'augmentar les reaccions de commutació és mitjançant la selecció d'un transformador convertidor d'alta reactància de fuites. El grau de reducció harmònica que es pot obtenir d'aquesta manera, però, és limitat a causa de les restriccions del disseny del transformador. A més, com més grans siguin les reaccions de fuga del transformador, més gran és el possible desajust entre les reaccions de commutació, cosa que pot produir una distorsió de baixa freqüència. Com que un convertidor de nombre de polsos  $p$  té  $2p$  reactivitats efectives de commutació, aquest plantejament augmentaria substancialment la probabilitat que es produís un desajust.

Patent No US4683527 de 28 Juny de 1987 de John Rosa, Assignada a Westinghouse Electric Corp, Pittsburgh. "AC/DC OR DC/AC CONVERTER SYSTEM WITH OUTBOARD COMMUTATION INDUCTORS" [22].

Sistema convertidor CA a CC o de CC a CA amb inductors de commutació exterior també denominades bobines de xoc.

En un convertidor CA / CC de 12 polsos del tipus hexàgon, els interruptors rectificadors es distribueixen en tres grups per a cada polaritat i per a cada polaritat s'uneixen tres bobines al pol comú i es connecten per separat als parells d'interruptors rectificadors d'un grup corresponent. Com a resultat, la capacitat de l'hexàgon s'estén a la commutació de díodes, en lloc d'interruptors de rectificació controlats, per l'efecte d'aquesta inductància de commutació interposada.

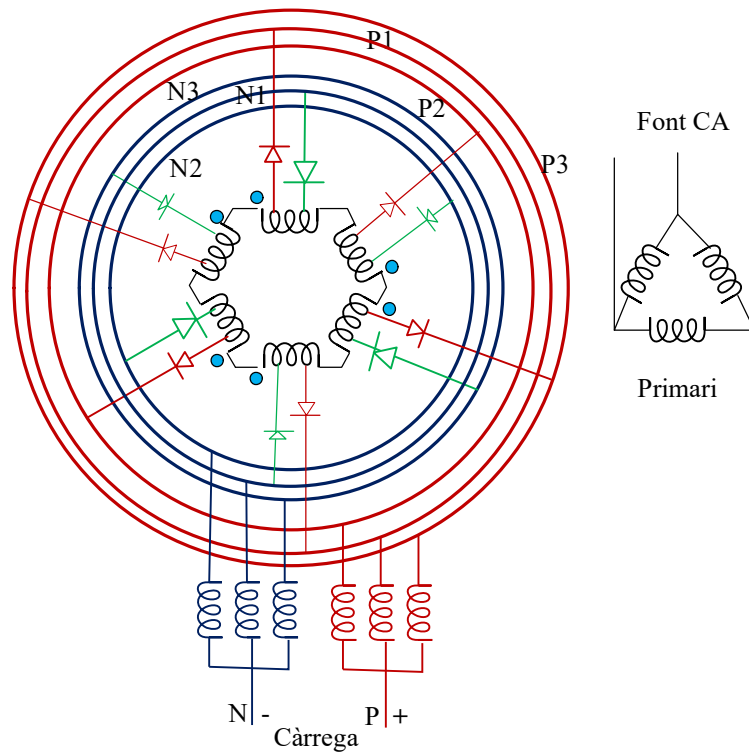


Figura 1. 17 Rosa,J. 1982 patent 4366532

Com a comparació entre la tecnologia coneguda fins al moment (1982) corresponent la Figura 1. 18 amb les bobines IPT en els dos pols positiu i negatiu del rectificadors i la nova proposta representada a la Figura 1. 17 amb les bobines d'interfase trifàsiques.

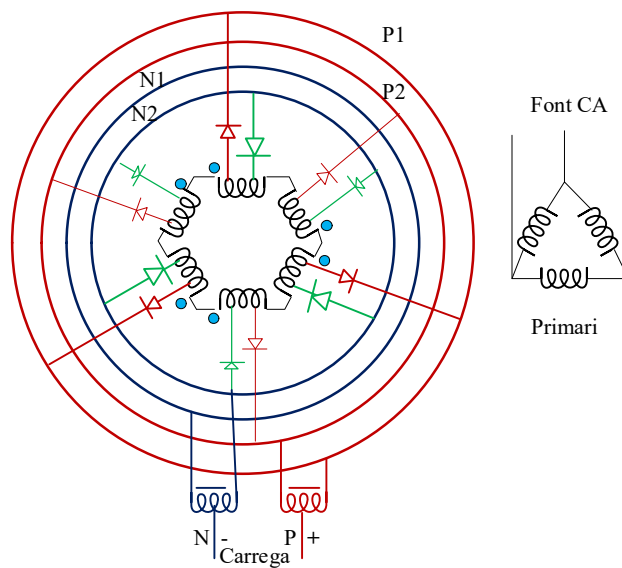


Figura 1. 18 Rosa,J. 1982 patent 4366532

La patent de Derek A. Paice assignada a la companyia Westinghouse Electric Corp l'any 1989 i que a expirat recentment en data 02 Octubre de 2019 la patent No US4876634 "MULTI-PULSE CONVERTER SYSTEM" [23].

El principal avanç tecnològic de MPCs és degut al procés de canvi de fase mitjançant els transformadors en convertir l'alimentació de CA trifàsica original a una alimentació de CA multi-fàsica per obtenir un nombre més gran de polsos a la sortida de CC, i així reduir l'eriçat de l'ona de corrent continu. Si s'obté un nombre elevat de segments pels diferents bobinats s'obté a la xarxa un corrent altern que serà més semblant o proper a una ona sinusoidal amb una distorsió THD reduïda i acceptable. El concepte de zig-zaga, connexions poligonals, connexions T, bobinats plurals i autotransformadors s'utilitzen per aconseguir el desplaçament de fase desitjat per cancel·lar, eliminar i reduir els harmònics de l'alimentació de la xarxa elèctrica d'entrada. En aquesta patent és convenient bobinats llargs i curts, per donar els angles de separació entre rectificadors. A partir d'aquesta patent es separen els rectificadors en ponts rectificadors segons el treball conjunt amb les bobines de reacció.

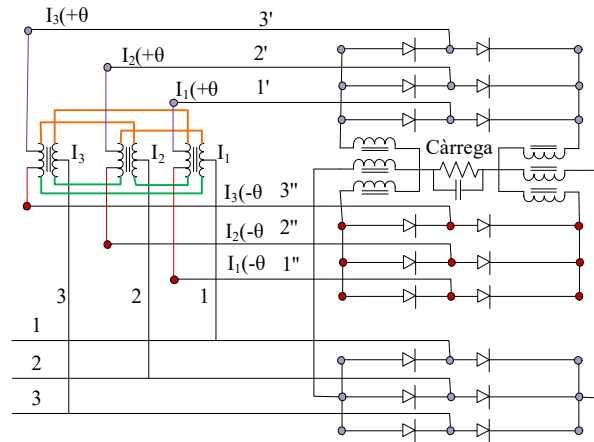


Figura 1. 19 Paice, D. 1989 patent 4876634 poligonal 18 polsos

Aquesta connexió poligonal es pot representar també amb les proporcions del enrotllaments per bobinat mostrat a la següent Figura 1. 20

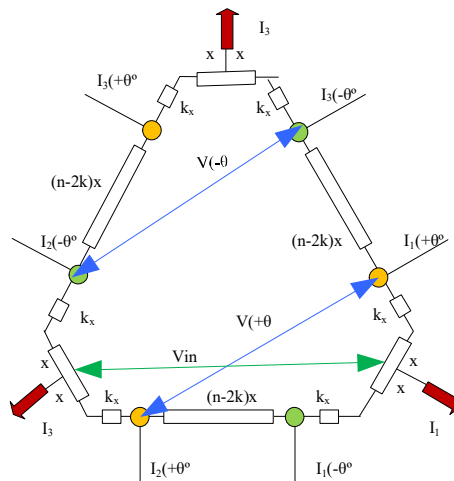


Figura 1. 20 Paice, D. 1989 patent 4876634 fraccions de bobinats

En aquest cas és tenen 18 polsos, això vol dir que és tenen  $360^\circ/18$  polsos,  $20^\circ$  per pols, el que això configura un corrent d'entrada per cada una de les fases, segons Paice, com es mostra a la Figura 1. 21.

Més sinusoidal i amb menys harmònics, que els corrents dels muntatges amb un nombre menors de polsos per període.

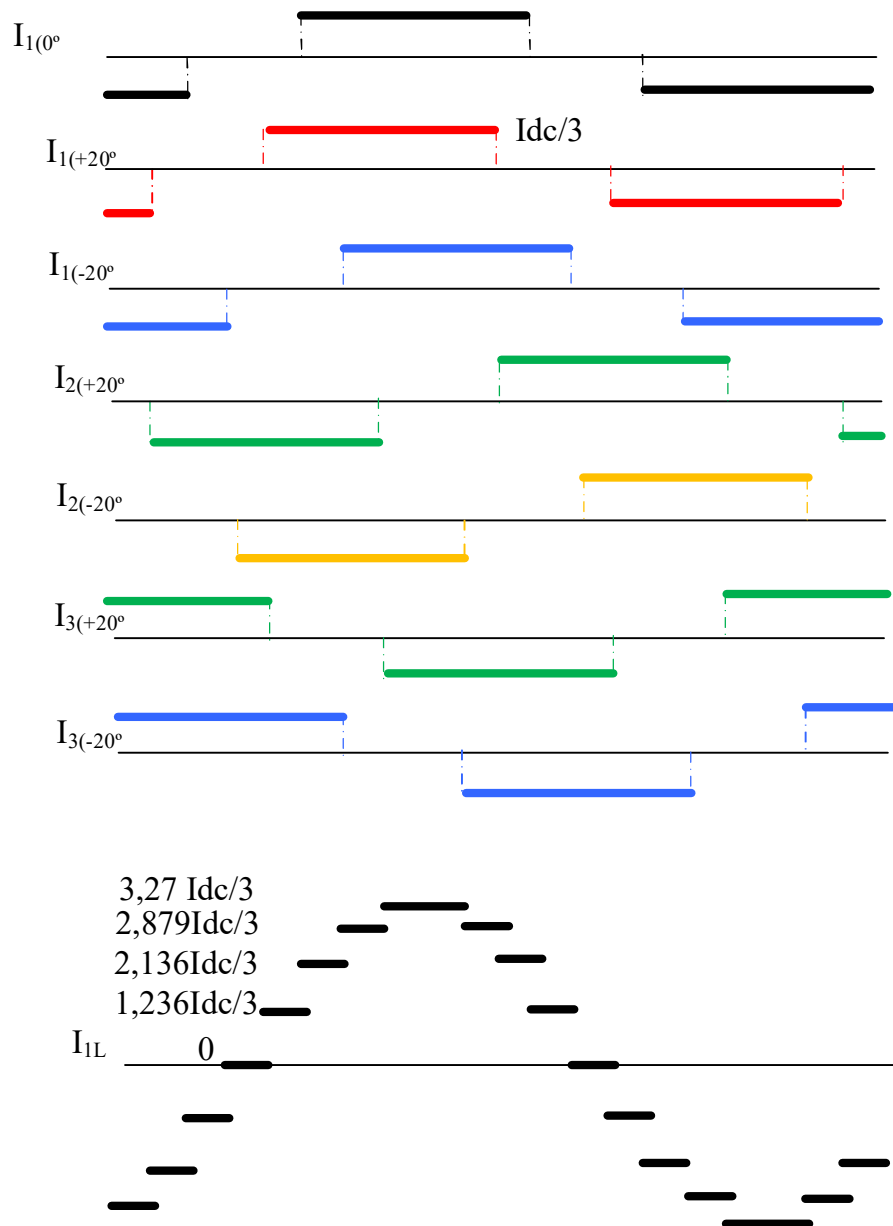


Figura 1. 21 Paice, D. 1989 patent 4876634 corrents als punts i a la xarxa

La següent Patent No 5455759 de 3 Octubre de 1995 de Derek A. Paice "SYMMETRICAL PHASE-SHIFTING, FORK TRANSFORMER" [24]. Presenta un transformador en connexió en forquilla i canvi de fase simètric.

La patent és un sistema per convertir les tres fases d'entrada de CA a sistema de CC de 12 polsos o de 18 polsos, per això, cal un autotransformador connectat amb segments de tensió adequats per a configurar cada fase, connectats en forma de forquilla que s'utilitza per desenvolupar voltatges de 6 fases i de 9 fases

simètriques, desfasades un mateix angle, de manera que sigui inherent al transformador. Això fa una compensació per a que la tensió de sortida del convertidor de CC estigui dins del 4,2% de la d'un convertidor de 6 polsos. Es poden fer ajustaments addicionals de disseny per a la reducció o la disminució de la tensió sense comprometre la simetria del transformador. Unes bobines en connexió en triangle, i sense connexió exterior, desconnectada, però tancada en si mateixa proporciona una ruta per la qual poden fluir tercers corrents harmònics i múltiples.

A les dues següents figures és poden observar les possibles connexions per a 9 fases i per a 12 fases respectivament.

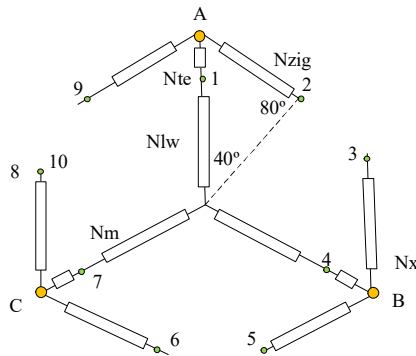


Figura 1. 22 Paice, D. 1995 Patent 5455759 de nou fases

A la Figura 1. 22 és pot observar com tots els punt marcats del 1, 2, 3 ,..., 8 i 9 estan a una distància igual del punt central N i desfasats 40° mentre que la connexió dels voltatges de la font d'alterna corresponents als tres punts marcats per les lletres A, B, C. La tensió de fase del primari serà sempre una mica superior als voltatges de fase de sortida que és connecten al rectificador.

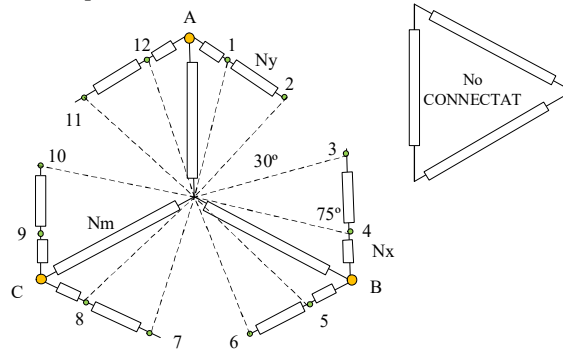


Figura 1. 23 Paice, D. 1995 Patent 5455759 de dotze fases

Igualment amb el secundari de 12 fases, punts de sortida cap al rectificador marcats del 1 al 12 i amb les lletres A, B i C els tres punts on és realitza la connexió amb les fonts de CA. En la Figura 1. 23 es pot veure el bobinat per compensar els corrents del primari, en connexió en triangle i sense connexió.

Patent No 5619407 de 8 Abril de 1997 de Peter W. Hammond Assignada a Robicon Corporation "AUTOTRANSFORMER" [25]. Que correspon a un autotransformador

La invenció preveu un autotransformador per convertir un sistema de CA trifàsica en un sistema de CA de nou fases. L'autotransformador inclou tres bobines cadascuna amb unes bobines en connexió en sèrie formant una connexió en triangle i unes bobines en extensió que situaran les tensions a 40° cada una de les fases del sistema de nou fases. Els enrotllaments en sèrie formen una connexió triangle i els bobinatges en extensió s'acoblen magnèticament amb els enrotllaments en sèrie de la mateixa columna

del transformador. Es proporcionen tres terminals als extrems o puntes de la connexió triangle on la font trifàsica de CA es pot connectar directament als tres terminals extrems de les puntes del triangle respectius. Entre els enrotllaments en sèrie s'interposen tres sortides directes al rectificador i les altres sis sortides són les denominades indirectes, que són les que surten de les bobines en extensió. La magnitud de tensió de cadascuna de les sortides directes és igual a la magnitud de tensió de cadascuna de les sortides indirectes. Els voltatges de les sortides directes i les sortides indirectes estan desfasades dels voltatges d'alimentació un angle no determinat a la figura de la patent.

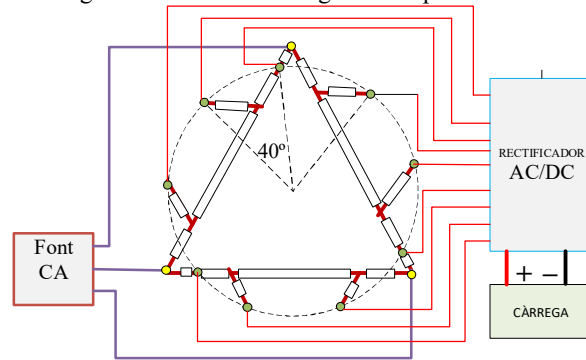


Figura 1. 24 Hammond, P. 1997 Patent US5619407

Patent No 6191968 de 20 Febrer de 2001 de Derek Albert Paice, "WYE CONNECTED 3-PHASE TO 9-PHASE AUTO-TRANSFORMER WITH REDUCED WINDING CURRENTS" [26]. En un sistema convertidor de CA a CC de 18 polsos per període, per aconseguir-ho utilitza un transformador amb un sistema trifàsic a l'entrada i de 9 fases a la sortida, amb múltiples enrotllaments per fase. La transformació de kVA del transformador utilitzat és típicament d'un 55% de la potència a la càrrega de corrent continu. Les diverses bobines connectades en triangle al voltant d'una estructura bàsica proporcionen un mitjà on fer circular els tercers harmònics de corrent necessaris per a un bon funcionament i reduir l'amplitud del corrent de càrrega. La qualificació de corrent similar requerida en diverses de les múltiples bobines, unida a una amplitud reduïda en comparació amb altres topologies, facilita la fabricació del transformadors de major potència sense necessitat de conductors paral·lels. La relació de tensió apropiada i una sortida de corrent continu de 18 polsos que és igual a com tenir tres rectificadors en pont trifàsic convencional. Però, la topologia descrita també és adequada per augmentar o disminuir la tensió segons calgui mitjançant el control de dispar dels dispositius rectificadors controlats. I quan sigui necessari per reduir encara més els corrents harmònics d'alta freqüència, es connecta un grup de bobines en sèrie amb la font d'alimentació de CA.

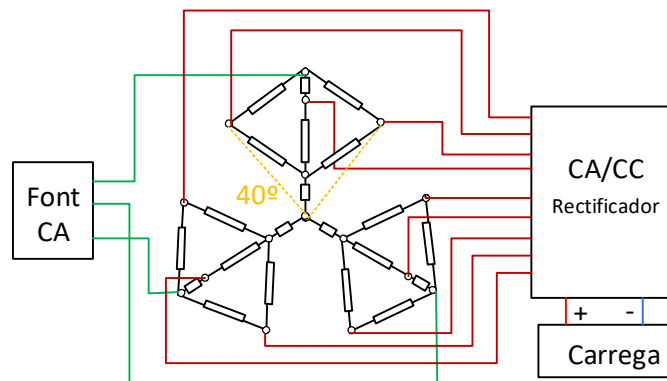


Figura 1. 25 Paice, D. 2001 Patent 6191968

Patent No 6249443 de 19 Juny 2001 de Dongsheng Zhou, Leonard Skibinski, Nickolay N. Guskov assignada a Rocwell Technologies, LLC "NINE-PHASE TRANSFORMER" [27], presenta un transformador de nou fases.

La invenció d'un autotransformador per convertir l'alimentació CA trifàsica en un sistema de potència de CA de nou fases, consta d'un autotransformador que inclou tres bobines, cada bobina inclou una pluralitat d'enrotllaments en sèrie que formen un polígon. S'inclouen nou nodes de sortida entre parells de bobinatge adjacents, dimensionats i ordenats per tal que els voltatges de sortida adjacents estiguin separats per un desplaçament de fase de  $40^\circ$  de manera que les magnituds de la tensió de sortida siguin essencialment idèntiques en amplitud. S'estableix que el guany del transformador sigui la unitat. I com tot autotransformador no hi ha aïllament entre primari i secundari.

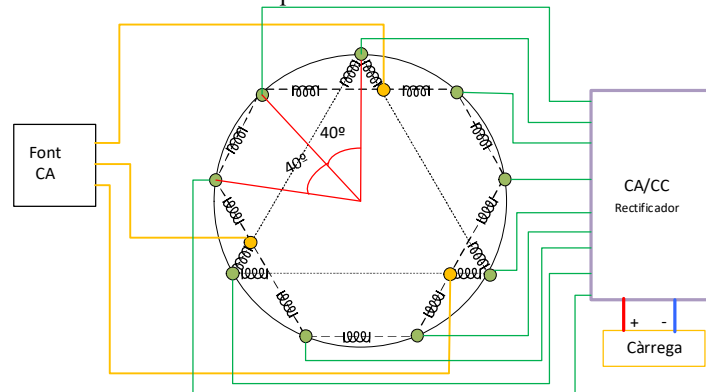


Figura 1. 26 Rocwell 2001, Patent US6249443

Patent No 6525951 de 25 Febrer de 2003 de Derek Albert Paice, "SIMPLIFIED WYE CONNECTED 3-PHASE TO 9-PHASE AUTO-TRANSFORMER." [28] Presenta un autotransformador per passar de 3 a 9 fases.

En un sistema convertidor de 18 polsos, s'utilitza un autotransformador per passar de trifàsic a nou-fase amb múltiples enrotllaments per fase per alimentar un convertidor de CA a corrent continu. La topologia bàsica és la d'una connexió estrella, però s'afegeix una ruta delta activa per permetre la circulació dels tercers harmònics necessaris per al bon funcionament. El disseny requereix substancialment menys bobines que altres autotransformadors que amb una entrada trifàsica s'obtenen nou fases de sortida. Tanmateix, la topologia descrita també és adequada per augmentar o disminuir la tensió segons sigui necessari. Quan sigui necessari per reduir encara més els corrents harmònics d'alta freqüència, es pot connectar les bobines de reacció en cada línia de connexió en sèrie amb la font d'alimentació de CA. Es tracta d'una variant de la Patent [26] No 6191968 del mateix autor.

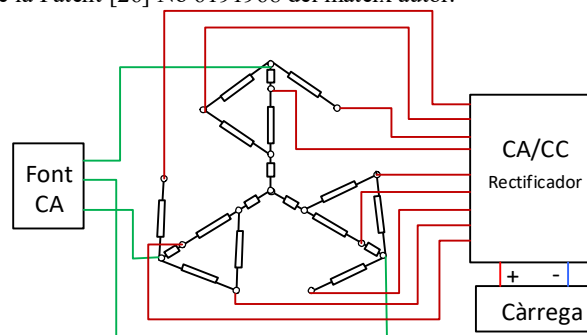


Figura 1. 27 Paice, D. 2003 Patent 6525951

S'han fet intents pioners que es poden veure per exemple en [15] per reduir la mida, el pes i el cost de la part magnètica dels autotransformadors en MPCs. A més, la tecnologia multipols es considera superior a la tecnologia PWM, ja que no només elimina alguns harmònics, com el 5 i el 7 sinó, que també redueix tots els altres harmònics. També ha reduït les emissions EMI, RFI i la reducció de pèrdues de commutació a causa de la commutació natural i suau a baixa freqüència, la qual cosa vol dir millorar



l'eficiència, el rendiment, així com els nivells de soroll en el convertidor. Aquests convertidors són més robustos, fiables i senzills en la construcció, amb una vida més llarga que els de tecnologia PWM.

Els rectificadors polifàsics en pont no controlats s'utilitzen en moltes aplicacions de convertidors de potència. Una de les aplicacions més recents són les unitats rectificadores amb autotransformador multi-polsos "Auto-Transformer Rectifier Units" (ATRU) que s'utilitzen en aeronaus més electrificades "More-Electric Aircraft" (MEA). La bondat del corrent, energia o la potència és una de les qualitats més importants en les aplicacions amb ATRU amb el sistema polifàsic de rectificador en pont no controlats. La tensió mitja de sortida de corrent continu en rectificadors en pont no controlats polifàsics està relacionada amb aquestes qüestions de qualitat de potència, en particular amb la caracterització de l'ona de la tensió de sortida de corrent continu DC.

## 1.4. Motivació

Malgrat la existeixen mètodes numèrics i analítics per al càlcul de la tensió mitja de sortida d'un convertidor polifàsic CA/CC, aquests mètodes presenten diferents inconvenients: Els mètodes numèrics ofereixen una precisió limitada segons el seu nivell de discretització, mentre que els mètodes analítics poden ser una millor opció, però solen suposar aproximacions severes. En aquesta Tesi es presenta un nou mètode per al càlcul de la tensió mitja de sortida de corrent continu en rectificadors en pont no controlats multi-fàsics a partir dels voltatges de subministrament tant si són equilibrats com desequilibrats. El mètode proposat aplica una expressió simple basada en la fórmula de Cauchy (1841), i s'assumeixen les hipòtesis habituals del mode de conducció ideal amb caigudes de voltatge negligibles.

Donada l'àmplia implantació dels rectificadors polifàsics en pont no controlats en moltes aplicacions de convertidors de potència, com per exemple l'aeronàutica, es presenten exemples numèrics d'ATRU tipus en connexió en Paral·lel (P) de 12 i 18 pols per mostrar l'aplicació del mètode proposat en la Tesi. Els resultats es validen a partir de les simulacions del domini temporal PSCAD / EMTDC. A més, es proporcionen proves experimentals per il·lustrar el nou mètode.

Els conceptes desenvolupats en aquesta Tesi permeten estudiar amb facilitat els efectes que les perturbacions dels senyals de les fonts de corrent altern tenen sobre el senyal o signatura de corrent continu, i viceversa, com es transmeten les perturbacions dels senyals de continu als senyals de corrent altern o les seves signatures. Els nous conceptes ens permeten desenvolupar noves eines per analitzar en profunditat la qualitat que té el subministrament elèctric.

## 1.5. Objectius que es volen assolir amb la recerca

Les aportacions a l'anàlisi de rectificadors no controlats m-fàsics de n-polsos, tant en condicions equilibrades com desequilibrades, s'han centrat als següents punts:

- Determinar el voltatge mig de continua.
- Determinar el valor instantani o signatura de la tensió de corrent continu en bornes del rectificador.
- Proposar un circuit equivalent per estudiar la continuïtat/discontinuitat del procés de conducció.
- Identificar de forma sistemàtica els díodes que degut a faltes es troben en circuit obert.

### 1.5.1. Determinar el voltatge mig de continua

En primer lloc, s'ha desenvolupat una nova proposta matemàtica, que s'ha anomenat "Mètode Convex-Hull", per a determinar el voltatge mig a la sortida dels rectificadors no controlats amb múltiples fases, vàlida tant per a situacions equilibrades com desequilibrades.

Els objectius són:

- Desenvolupar una proposta matemàtica pel càlcul analític del voltatge mig en rectificadors m-fàsics de n-polsos, operant en condicions tant equilibrades com desequilibrades, basat en la fórmula de Cauchy (1841).
- Analitzar l'aplicació de la proposta realitzada per diferents escenaris que contemplin desequilibris als voltatges de fase d'alimentació del rectificador, tant en amplitud com en angle de fase, de forma que la ubicació del neutre respecte del polígon format pels voltatges de fase pugui ser tant interior com exterior.

- Validar la proposta desenvolupada, comparant els resultats obtinguts tant amb programes de simulació de transitoris com amb els resultats experimentals realitzats a diferents propostes de TRUs (Transformer Rectifier Units) i ATRUs (Auto-Transformer Rectifier Units).

El treball realitzat en aquest punt s'ha inclòs en un article [29] J. Saura, J. J. Mesas, and L. Sainz, "Average value of the DC-link output voltage in multi-phase uncontrolled bridge rectifiers under supply voltage balance and unbalance conditions," *Electr. Eng.*, no. 0123456789, 2021, doi: 10.1007/s00202-021-01296-4.

### 1.5.2. Determinar el valor instantani o signatura de la tensió de corrent continu

En segon lloc, es proposa una metodologia que permet trobar la tensió a la sortida del rectificador m-fàsics de n-polsos, vàlid en qualsevol condició d'equilibri o no, de forma sistemàtica i seguint el procediment de càlcul que s'ha anomenat "Shadow Projection".

Els objectius són:

- Analitzar diferents mètodes per calcular el voltatge instantani de contínua: operant en el domini freqüencial, aplicant el mètode de Fourier o bé amb components simètriques, i també operant en el domini temporal mitjançant equacions d'estat.
- Desenvolupar un nou mètode que permet calcular el voltatge instantani de bus de corrent continu en borns de la sortida del rectificador en condicions de continuïtat, que s'ha anomenat "Shadow Projection".
- Aplicar el mètode desenvolupat a rectificadors amb tensions equilibrades i desequilibrades, analitzant el comportament de TRIS i ATRUS amb voltatges d'alimentació equilibrats i davant sots de tensió.

El treball realitzat en aquest punt s'ha inclòs en un article [30] J. Saura-Perise, M. Bakkar and S. Bogarra, "New Methodology to Calculate DC Voltage Signature in N-Phases TRUs Under Supply Voltage Sags," in *IEEE Access*, vol. 10, pp. 20199-20211, 2022.

### 1.5.3. Proposar un circuit equivalent per estudiar la continuïtat/ discontinuïtat del procés de conducció

En tercer lloc, es proposa un circuit equivalent per rectificadors m-fàsics de n-polsos, vàlid per condicions equilibrades i desequilibrades, que de forma sistemàtica permeti estudiar la continuïtat/discontinuitat del procés de conducció. El circuit equivalent s'ha obtingut a partir del mètode desenvolupat que s'ha anomenat "Shadow Projection", que deriva del "Mètode Convex-Hull".

Els objectius són:

- Analitzar diferents mètodes per calcular el voltatge instantani de contínua
- Desenvolupar un mètode que permeti calcular el voltatge instantani de contínua a la sortida del rectificador, que s'ha anomenat "Shadow Projection".
- Aplicar el mètode desenvolupat per obtenir el circuit equivalent del rectificador i del sistema m-fàsic d'alimentació.
- Obtenir el circuit equivalent per diferents associacions de rectificadors, tant en connexió en sèrie com en connexió en paral·lel, que permeti simplificar l'avaluació de les diferents variables.
- Analitzar el comportament del circuit equivalent obtingut per diferents condicions d'operació, tant pel que fa referència als voltatges d'alimentació com a la càrrega.
- Validar els resultats obtinguts amb el circuit equivalent proposat, comparant els resultats obtinguts tant amb programes de simulació de transitoris com amb els resultats experimentals realitzats a diferents propostes de TRUs i ATRUs.

El treball realitzat en aquest punt s'ha inclòs en un article amb el títol "Equivalent Circuit of n-pulse Rectifiers under Supply Voltage Unbalanced Conditions" que està pendent de ser publicat.

### 1.5.4. Identificar de forma sistemàtica els díodes que degut a faltes es troben en circuit obert

Per últim, es proposa una metodologia per identificar de forma sistemàtica els díodes que es troben en circuit obert. La metodologia desenvolupada és aplicable a diferents topologies de rectificadors: TRUS i ATRUS de n-polsos. A més es realitza un programa que en temps real pugui ser utilitzat pel manteniment d'equips de rectificació detectant els díodes que degut a faltes es troben en circuit obert (Open-Circuit Fault Diagnosis). Tenint en compte l'increment del grau d'electrificació dels avions i l'augment que s'està

experimentant en el nombre de polsos per període, en aquesta i d'altres aplicacions cada dia és més important la diagnosi d'aquest tipus de faltes.

Els objectius són:

- Determinar els intervals de conducció de cada díode del rectificador, a partir de l'anàlisi del voltatge instantani de contínua, per diferents configuracions de transformadors.
- Desenvolupar una metodologia que permeti detectar de forma sistemàtica els díodes que estan en circuit obert.
- Aplicar la metodologia desenvolupada a diferents configuracions de TRUs i ATRUs.
- Realitzar un programa mitjançant el software Matlab ©, que permeti la detecció en temps real dels díodes en circuit obert de forma visual i intuïtiva.
- Validar els resultats obtinguts amb la metodologia proposada i el programa desenvolupat, comparant els resultats obtinguts tant amb programes de simulació de transitoris com amb els resultats experimentals realitzats a diferents propostes de TRUs.

El treball realitzat en aquest punt s'ha inclòs en el article [31] J. Saura Perisé, M. Bakkar, and S. B. Rodríguez, "Open-Circuit Fault Diagnosis and Maintenance in Multi-Pulse Parallel and Series TRU Topologies," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 10, pp. 10906–10916, Oct. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.2976895.

## 1.6. Estructura de la tesi

La Tesi ha estat estructurada en sis capítols i tres annexes.

El primer capítol és introductori, on hi ha una petita visió històrica dels orígens des de el rectificador amb col·lector i escombretes fins a les configuracions multi-polsos amb transformadors i autotransformadors amb la enumeració d'algunes patens referides a les noves connexions de TRUs i ATRUs i com s'apliquen per a la conversió de sistemes de CA a CC amb els objectius de reduir els harmònics a la xarxa, reduir el pes del equip rectificador alhora que redueix el preu al ser el equip mes petit en el cas dels ATRUs per a igual potencia que un TRUs

Un segon capítol que és dedica al estat del art, es fa una recerca dels articles que parlen del dels rectificadors en pont polifàsics, es detalla la matemàtica associada als TRUs i ATRUs per diferents connexions per a multi-polsos de 12 o 18, simètrics, asimètrics, detallant possibles connexions en paral·lel, en paral·lel amb bobines d'acoblament o en sèrie pel cas de TRUs. És fa un repàs al que es denomina treballar en coordenades abc com el mètode clàssic i acadèmic de com trobar la tensió mitja així com la signatura o forma de la tensió del bus de continua, continuem amb la cerca d'articles de circuits equivalents que utilitzen transformades, com: dqo o be els fasors dinàmics amb models paramètrics de valor mig, per acabar el capítol la també es fa una ressenya a diferents articles que parlen de faltes per díode fos o falta en curtcircuit per fer referencia en posteriors capítols al manteniment del equips rectificadors

Al tercer capítol es presenta les aportacions: els nous mètodes un per al càlcul del voltatge mig de corrent continu tant per a rectificadors controlats com no controlats polifàsics, és presenta el mètode de la evolvent convexa denominat "Phasorial convex hull" i perla tensió instantània i signatura de la tensió a bornes del rectificador polifàsic en pont el mètode de l'ombra projectada que s'ha denominat: "Shadow Projection". També es proposa un mètode per determinar els corrents a la font, així com l'extensió del mètode de l'evolvent convexa a les components simètriques

El quart capítol, es el que s'ha destinat a possibles aplicacions com el estudi de l'empremta o signatura que les faltes en rectificadors per al manteniment en el cas de díodes quant deixen de conduir, en estat obert, poden determinar quin son els díodes que s'han de renovar, fent el estudi per a TRUs de 12 polsos, ampliant la validesa a TRUs de 18 polsos

El cinquè Capítol es destina als resultats experimentals, destinats a validar el mètode "Phasorial convex hull" a rectificadors polifàsic que acompanyen a Transformadors polifàsic o els Autotransformadors. En aquest capítol també es presenten la part experimental de les signatures de les faltes dels díodes en obert, així com la presentació del programa que hem dissenyat per a veure les signatures esperades en la simulació per a ser comparades amb les obtingudes al laboratori experimentalment

El sisè i últim capítol es destina a parlar de les conclusions de la tesi així com de possibles línies de treballs futurs, sobre tot pensant en nous articles a treballar per a publicar

En el Primer Annex és presenta el article publicat “Average value of DC-link output voltatge in multi-phase uncontrolled bridge rectifiers under supply voltatge balance and unbalance conditions” publicat a Electrical Engineering

El segon Annex és presenta el article publicat “Open-Circuit Fault Diagnosis and Maintenance in Multi-Pulse Parrallel and Series TRU Topologies” publicat a IEEE Transactions on Power Electronics



## 2 Estat de l'art

### 2.1. Rectificadors en pont polifàsics no controlats

A la secció anterior s'ha mostrat l'estat de l'art dels transformadors vist des de el punt de vista de les patens per ser utilitzats en convertidors CC/CA i en aquesta secció es mostra el pont rectificador que és la configuració més habitual. A la Figura 2. 1 es mostra un rectificador multifàsic, en pont no controlat amb les inductàncies del circuit de CA ( $L$ ), i el filtre de la part de CC format per la inductància ( $L_d$ ) i el condensador ( $C$ ). La càrrega està representada per una resistència ( $R$ ). El rectificador és alimentat per voltatges de fase sinusoidals que poden ser equilibrats o desequilibrats:

$$v_i(t) = \hat{V}_i \cos(\omega t + \alpha_i) \quad (i = 1, \dots, M) \quad (2.1)$$

on  $M$  és el nombre de fases ( $M \geq 1$ ),  $\omega = 2\pi/T = 2\pi f$  és la pulsació dels voltatges de subministrament sinusoidal,  $T$  és el període i  $f$  la freqüència.

Si el sistema de voltatges és equilibrat, la inductància de corrent continu  $L_d$  manté el rectificador operant en mode de conducció contínua ("Continuous Conduction Mode" -CCM) i el condensador de CC té una

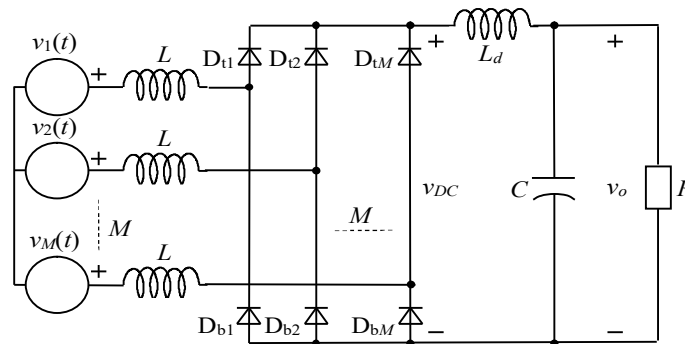


Figura 2. 1 Pont rectificador multifàsic no controlat

capacitat suficientment gran com per mantenir la tensió de sortida a la càrrega,  $v_o(t)$ , amb un mínim arrissat. El valor mig de  $v_o(t)$ , anomenat  $V_o$ , és una de les principals variables per analitzar el comportament dels rectificadors no controlats en pont. El voltatge mig  $V_o$  coincideix amb el valor mig del voltatge de sortida del pont de díodes  $v_{DC}(t)$ , anomenada  $V_{DC}$ , (és a dir,  $V_o = V_{DC}$ ), perquè la caiguda de tensió mitja a la inductància  $L_d$  és zero. A més, suposant CCM i tenint en compte la petita influència de la inductància de la línia de CA a la caiguda de voltatge és a dir,  $L \approx 0$ ), la  $v_{DC}(t)$ , està directament relacionada amb els voltatges de línia  $v_{ij}(t) = v_i(t) - v_j(t)$ .

La Figura 2. 2 mostra un període dels voltatges sinusoidals de fase CA  $v_i(t)$  amb  $f = 50$  Hz i la tensió  $v_{DC}(t)$  d'un pont rectificador no controlat per a sis fases sota condicions de desequilibri dels voltatges subministrats per les fonts.

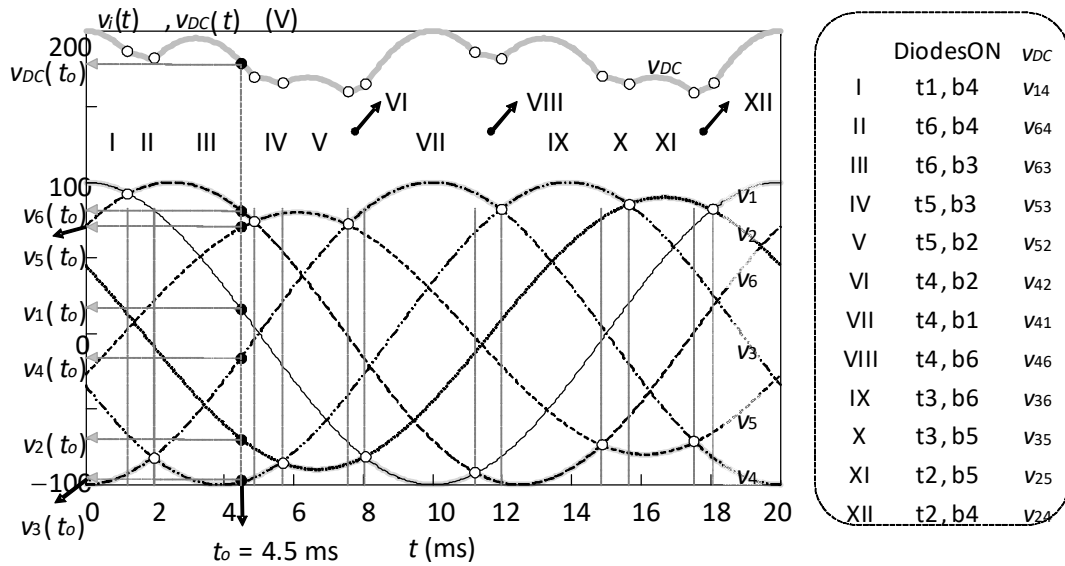


Figura 2. 2 Voltatges de fase de CA i tensió de CC d'un pont rectificador 6 fases no controlat

Es pot observar com els càtodes dels díodes del grup superior del rectificador (és a dir,  $D_{t1}$  a  $D_{t6}$  a la Figura 2. 1) estan sotmesos a la tensió de fase de CA més alta i els ànodes dels díodes del grup inferior (és a dir,  $D_{b1}$  a  $D_{b6}$  a la Figura 2. 1) estan a la tensió de fase de CA més baixa. Així, la tensió  $v_{DC}(t)$  és igual a la diferència entre els valors màxim i mínim dels voltatges de fase de CA en cada moment de conducció dels díodes superior i inferior (Figura 2. 2). Per exemple, a l'interval "II" de la Figura 2. 2 la tensió del bus de contínua coincideix amb la tensió de línia  $V_{64}$ , que s'obté com a diferència de les tensions de fase  $V_6$  i  $V_4$ , essent els díodes que condueixen el  $t_6$  del grup superior (díode directe) i el  $b_4$  del grup inferior del rectificador (díode invers). Per la resta d'interval a la taula de la Figura 2. 1 es mostren els díodes en conducció i les tensions de línia que donen lloc al voltatge de CC.

Cada cop hi ha més aplicacions on es requereix un sistema multi-fàsic, en aplicacions d'aerogeneradors, en vaixells, en aviació, en indústria electroquímica, en usos militars, o en fase experimental en grups d'investigació.

Si els sistemes d'alimentació no són equilibrats el càlcul dels intervals de la tensió de CC no és una tasca senzilla donat que els intervals no són regulars. La metodologia per trobar la tensió mitja es basa en la integració de la tensió de línia en cada interval, el que no és un problema fàcil de resoldre amb la teoria clàssica, pel que en aquest treball es presenta una nova metodologia per superar aquest inconvenient

## 2.2. Unitat rectificadora transformadora multi-polsos (TRU)

En les últimes dècades, les unitats multi-polsos TRUs s'han convertit en la base per a la generació de diferents aplicacions elèctriques de CC [13]-[32]. El seu funcionament depèn de rectificadors en pont trifàsics no controlats alimentats per un transformador trifàsic de  $k$ -debanats, connectats en paral·lel o bé en sèrie, Figura 2. 3. Els principals beneficis dels sistemes rectificadors no controlats és que per a qualsevol càrrega el factor de potència global és pràcticament unitari.

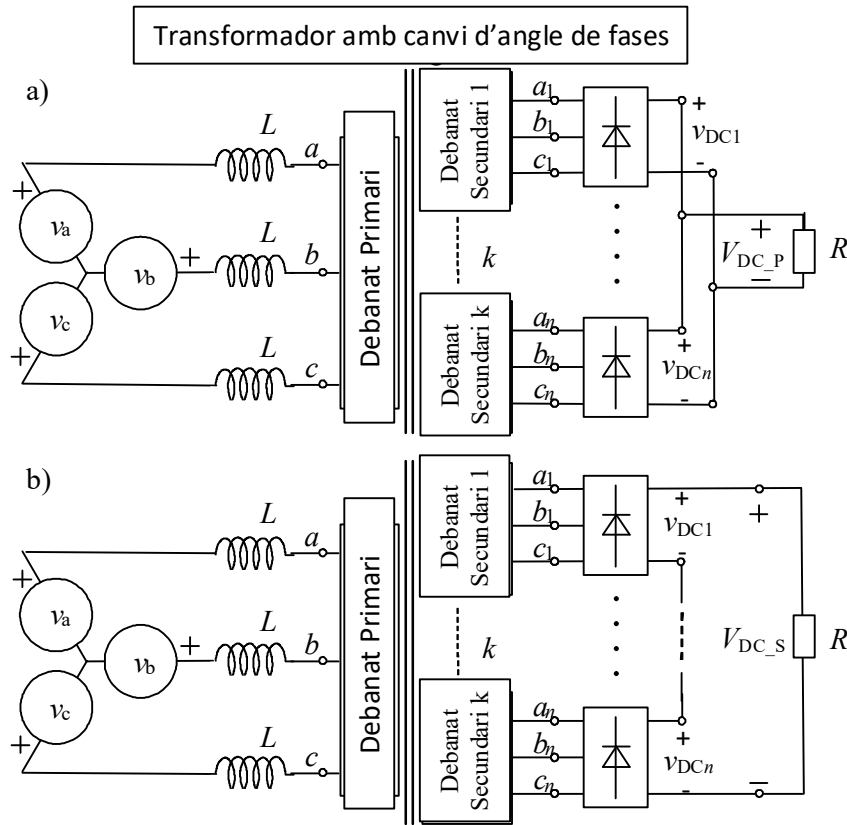


Figura 2. 3 Unitat rectificadora-transformadora multi-polsos (TRU). a) Configuració paral·lel  
b) Configuració sèrie

Els transformadors tenen una única bobina primària per columna del transformador mentre que els bobinats secundaris tenen més d'un enrotllament connectats en diferents columnes del transformador a la fi d'obtenir voltatges avançats o retardats respecte als voltatges dels bobinatges primaris.

Les fases de sortida dels secundaris es connecten als ponts rectificadors, que poden tenir una configuració tipus paral·lel ( $P$ ) o sèrie ( $S$ ). Amb les configuracions tipus  $S$ , s'obté un valor més alt de la tensió de CC, molt apropiada per a aplicacions com HVDC, MVDC, o per a tracció ferroviària, al afegir la característica d'aïllament galvànic, intrínseca als transformadors. A la Figura 2. 3 és considera que a la sortida de tots els rectificadors es connecta una única càrrega, però també és possible alimentar múltiples càrregues, connectant cada rectificador a una càrrega.

A la secció 2.1 s'ha explicat com obtenir la tensió a la sortida d'un rectificador, en mode de conducció contínua, per un sistema polifàsic que potser equilibrat o desequilibrat. Per tant a la sortida de cada rectificador del TRU mostrat a la Figura 2. 3 és pot calcular la tensió instantània de CC mitjançant la diferència entre la màxima tensió instantània de fase i la mínima tensió instantània de fase, tal como es mostra a la següent equació:

$$v_{DCi}(t) = \max\{v_{ai}(t), v_{bi}(t), v_{ci}(t)\} - \min\{v_{ai}(t), v_{bi}(t), v_{ci}(t)\}. \quad (2.2)$$

La tensió instantània en borns de la càrrega dependrà de la configuració utilitzada (paral·lel o sèrie). Al cas de configuració paral·lel aquesta tensió serà la màxima tensió de tots els ponts rectificadors, mentre



que al cas de configuració sèrie la tensió instantània a la càrrega serà la suma de les tensions instantànies a la sortida de tots els rectificadors que componen el TRU sèrie.

$$v_{DC\_P}(t) = \max(v_{DC1}(t), \dots, v_{DCi}(t), \dots, v_{DCn}(t)). \quad 1 \leq i \leq n \quad (2.3)$$

$$v_{DC\_S}(t) = \sum_{i=1}^n v_{DCi}(t), \quad (2.4)$$

El valor de la tensió mitja a la sortida del TRU en cas de que el sistema de tensions d'alimentació sigui equilibrat es pot calcular amb les conegudes equacions mostrades a continuació, per configuració paral·lel i sèrie, (2.5) i (2.6) respectivament.

$$V_{DC\_P} = 2 \frac{n \cdot p \cdot \hat{V}}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{n \cdot p}\right). \quad (2.5)$$

$$V_{DC\_S} = 2 \frac{n \cdot p \cdot \hat{V}}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right). \quad (2.6)$$

on  $p$  és el nombre de polsos,  $n$  és el nombre de ponts rectificadors del TRU i  $\hat{V}$  és la tensió de pic de fase a un debanat secundari del transformador.

És important observar que si el nombre de ponts rectificadors és elevat al cas d'un TRU en configuració paral·lel, el sinus i l'angle tenen aproximadament el mateix valor, per tant de l'equació (2.5) es pot deduir que el voltatge mig tendeix al doble del voltatge de pic d'un debanat secundari ( $2\hat{V}$ ). Però si el TRU analitzat presenta configuració sèrie, el valor del voltatge mig tendeix al valor producte del nombre de ponts rectificadors pel doble del voltatge de pic d'un debanat secundari ( $2n\hat{V}$ ).

La topologia TRU s'utilitza molt amb la connexió sèrie quant es vol aconseguir un alt valor de tensió a la banda de continua amb una baixa distorsió harmònica, segons [13], les següents connexions sèrie són les més utilitzades actualment:

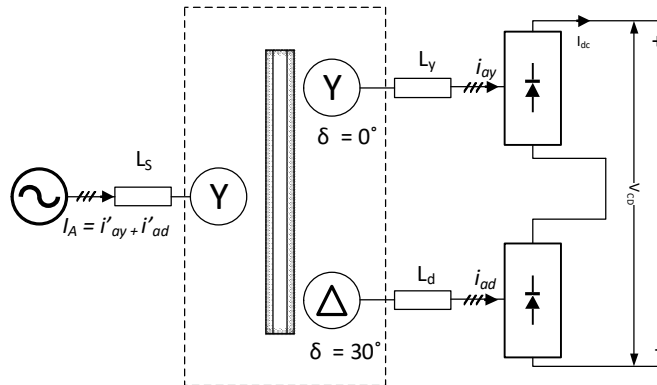


Figura 2. 4 Esquema equivalent d'un TRU de 12 polsos en connexió sèrie

Al corrent del primari del TRU mostrat a la Figura 2. 4 s'eliminen els harmònics 5<sup>e</sup> i 7<sup>e</sup>, i la THD(%) és del 8,38%.

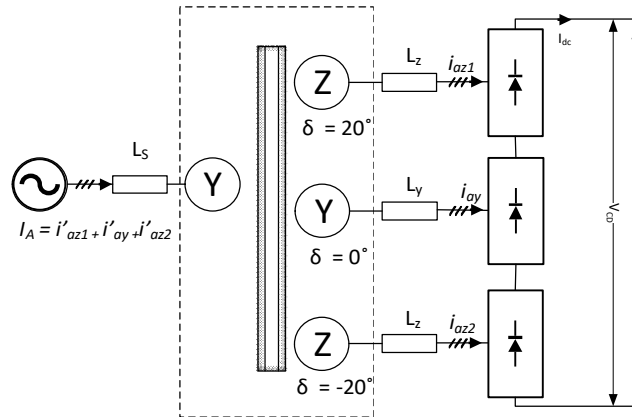


Figura 2. 5 Esquema equivalent d'un TRU de 18 polsos en connexió sèrie

Al corrent del primari del TRU mostrat a la Figura 2. 5 s'eliminen els harmònics 5<sup>è</sup>, 7<sup>è</sup>, 11<sup>è</sup> i 13<sup>è</sup>, i la THD(%) és del 3,06%.

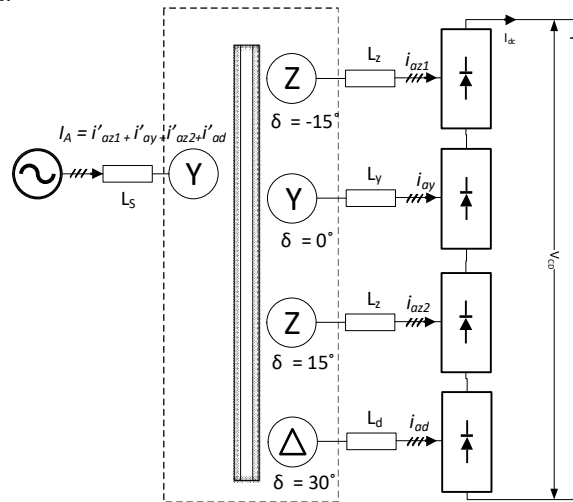


Figura 2. 6 Esquema equivalent d'un TRU de 24 polsos en connexió sèrie

Al corrent del primari del TRU mostrat a la Figura 2. 6 s'eliminen els harmònics 5<sup>è</sup>, 7<sup>è</sup>, 11<sup>è</sup>, 13<sup>è</sup>, 17<sup>è</sup> i 19<sup>è</sup>, i la THD(%) és del 1,49%.

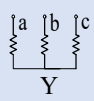









Els valors de THD(%) donats per les Figura 2. 4 a Figura 2. 6, corresponen al cas en que  $L_s=0$ ,  $L_z=L_d=L_y=0,05pu$ .

A continuació s'analitza en detall el funcionament del TRU de dotze polsos, tenint en compte les possibles connexions dels debanats segons la normativa CEI. La Taula 2. 1 mostra aquestes configuracions prenent com a referència d'arguments la tensió de la fase "a" del primari. El nombre d'espires del debanats s'anoten com  $n_1$ ,  $n_2$  i  $n_3$ , respectivament pel debanats primari, primer secundari i segon secundari.

Per exemple, la fila 2 de la Taula 2. 1 mostra una connexió (Yy6) del primer secundari del transformador i la fila 4 mostra la connexió (Yd11) de l'altre secundari. Cada secundari del transformador té un angle inicial diferent segons la configuració de connexió del transformador. Això significa que la posició de la fase "a<sub>1</sub>" del primer secundari respecte de la fase "a" del primari estan en fase (desfasament 0 rad, que correspon a les 0 hores), mentre que la posició de la fase "a<sub>2</sub>" del segon secundari respecte de la fase "a"

del primari té un desfasament de  $\pi/6$  rad (que correspon a les 11 hores). La cinquena columna d'aquesta taula mostra el desfasament entre la tensió de la fase "a" de cada secundari respecte de la tensió de referència pels diferents grups de connexió CEI (índex horari expressat en radians). Les altres dues tensions de fase del transformador són desplaçades  $2\pi/3$  rad i  $-2\pi/3$  rad, respectivament.

Taula 2. 1 Connexions dels debanats del TRU de 12 polsos segons la normativa CEI

Grup de connexió C.E.I IEC 60076-1:2011: Power Transformers		Relació de transformació	Angle inicial (rad)	
	y	0 	$\frac{n_1}{n_2}$	0
		6 	$\frac{n_1}{n_2}$	$\pi$
	d	5 	$\sqrt{3} \frac{n_1}{n_3}$	$-\frac{5\pi}{6}$
		11 	$\sqrt{3} \frac{n_1}{n_3}$	$\frac{\pi}{6}$
	y	5 	$\frac{1}{\sqrt{3}} \frac{n_1}{n_2}$	$-\frac{5\pi}{6}$
		11 	$\frac{1}{\sqrt{3}} \frac{n_1}{n_2}$	$\frac{\pi}{6}$
	d	0 	$\frac{n_1}{n_3}$	0
		6 	$\frac{n_1}{n_3}$	$\pi$

La relació de transformació donada per la columna 4 de la Taula 2. 1, s'escull per la tensió volguda al rectificador de CC de forma que els debanats secundaris tinguin igual tensió de línia pel cas paral·lel, mentre que en el cas sèrie podrien no ser iguals, però normalment s'escull que siguin els dos rectificadors d'igual tensió.

La Figura 2. 7 il·lustra dos TRUs de 12 polsos connectats en topologies paral·lel (figura a), i en sèrie (figura b). En aquest exemple, alimentades a través del transformador Yy i Yd amb el grups de connexió Yy6d11 pel TRU de 12 polsos paral·lel i Yy0d5 pel TRU de 12 polsos sèrie.

Per al tipus P, la tensió de sortida de CC és la tensió màxima de tots dos ponts. No obstant això, per al tipus S, la tensió de sortida de CC és la suma de la tensió de sortida CC dels dos ponts rectificadors. Ambdós, P i S, es mostren a la Figura 2. 7 i tenen sis fases, dos rectificadors trifàsics en pont ( $k = 2$ ) i dotze polsos ( $p = 12$ ). La tensió mitja a la sortida correspon a les equacions (2.5) i (2.6) respectivament.

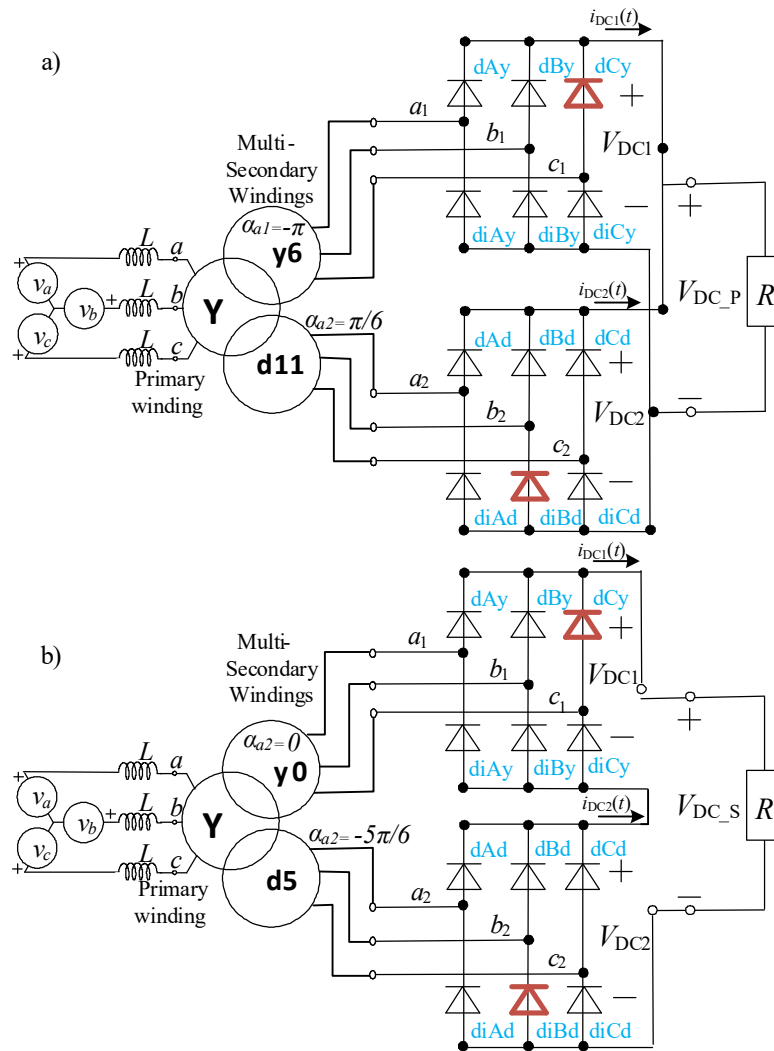


Figura 2. 7 TRUs de 12 polsos per connexions: a) Paral·lel b) Sèrie.

Per la configuració del transformador Yy6d11, els voltatges instantanis es defineixen mitjançant les següents equacions:

$$\begin{aligned}
 v_a(t) &= \sqrt{2}V_a \cos(\omega t + 0) \quad (\omega = 2\pi f), \\
 \text{Primari } v_b(t) &= \sqrt{2}V_b \cos(\omega t - 2\pi/3), \\
 v_c(t) &= \sqrt{2}V_c \cos(\omega t + 2\pi/3).
 \end{aligned}
 \tag{2.7}$$

---


$$v_{a1}(t) = \sqrt{2} \frac{n_1}{n_2} V_a \cos(\omega t + \pi),$$

Primer-Secundari

$$v_{b1}(t) = \sqrt{2} \frac{n_1}{n_2} V_b \cos(\omega t + \pi - 2\pi/3), \tag{2.8}$$

$$v_{c1}(t) = \sqrt{2} \frac{n_1}{n_2} V_c \cos(\omega t + \pi + 2\pi/3).$$


---


$$v_{a2}(t) = \sqrt{2} \frac{n_1}{n_3} V_a \cos(\omega t + \pi/6),$$

Segon-Secundari

$$v_{b2}(t) = \sqrt{2} \frac{n_1}{n_3} V_b \cos(\omega t + \pi/6 - 2\pi/3), \tag{2.9}$$

$$v_{c2}(t) = \sqrt{2} \frac{n_1}{n_3} V_c \cos(\omega t + \pi/6 + 2\pi/3).$$


---

On  $n_1/n_2$  és la relació d'espises entre el primari i el primer secundari, i  $n_1/n_3$  és la relació d'espises entre el primari i el segon secundari, i  $V_a, V_b, V_c$  són les tensions d'entrada en valor eficaç,  $\pi$  és el desfasament entre les tensions de la mateixa columna del transformador entre el primari i el primer secundari, i  $\pi/6$  és el desfasament entre les tensions de la mateixa columna del transformador entre el primari i el segon secundari.

La nomenclatura utilitzada, per marcar els noms dels díodes del rectificador, és la representada a la Taula 2. 2.

Taula 2. 2 Conveni del nom assignat als díodes

Díode	Fases	Connexió	Exemple
Directe $\rightarrow$ d	A, B, C	Y $\rightarrow$ y	dCy
Invers $\rightarrow$ di		$\Delta$ $\rightarrow$ d	diBd

S'han marcat amb color vermellós els dos exemples de la taula en la Figura 2. 7, tant pel cas a) paral·lel com pel cas b) sèrie.

Les següents figures mostren un període dels voltatges i corrents simulats amb codi implementat a MATLAB, per a ambdues connexions. La Figura 2. 8 correspon a la topologia paral·lel i Figura 2. 9 a la topologia sèrie. La primera columna de la Figura 2. 8 mostra els voltatges de fase del primer secundari ( $v_{a1}(t), v_{b1}(t), v_{c1}(t)$  a la primera fila) i el corrent continu del primer pont ( $i_{DC1}(t)$  a la segona fila). La segona columna de la Figura 2. 8 mostra els voltatges de fase del segon secundari ( $v_{a2}(t), v_{b2}(t), v_{c2}(t)$  a la primera fila) i el corrent continu del segon pont ( $i_{DC2}(t)$  a la segona fila). La tercera columna de la Figura 2. 8 mostra la tensió CC a la sortida dels dos punts ( $v_{DC1}(t), v_{DC2}(t)$ ) i la tensió de sortida de l'enllaç de CC,  $v_{DC_P}(t)$  (obtinguda amb l'equació (3)), a la primera fila, i els corrents de línia al primari del transformador ( $i_a(t), i_b(t), i_c(t)$ ) a la segona fila. Les gràfiques de la Figura 2. 9 tenen la mateixa distribució que les de la Figura 2. 8, però per a la connexió en sèrie. Tenint en compte que la tensió de sortida CC  $v_{DC_S}(t)$  s'obté de (2.4).

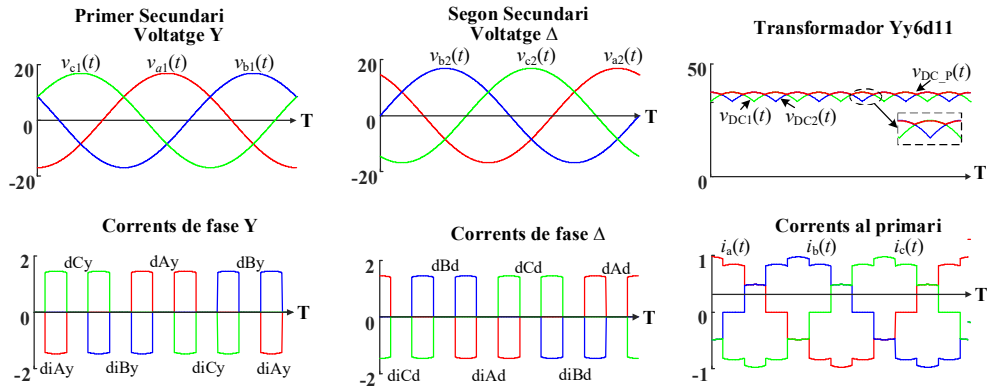


Figura 2. 8 Voltatges i corrents al TRU Yy6d11 de 12 polsos paral·lel

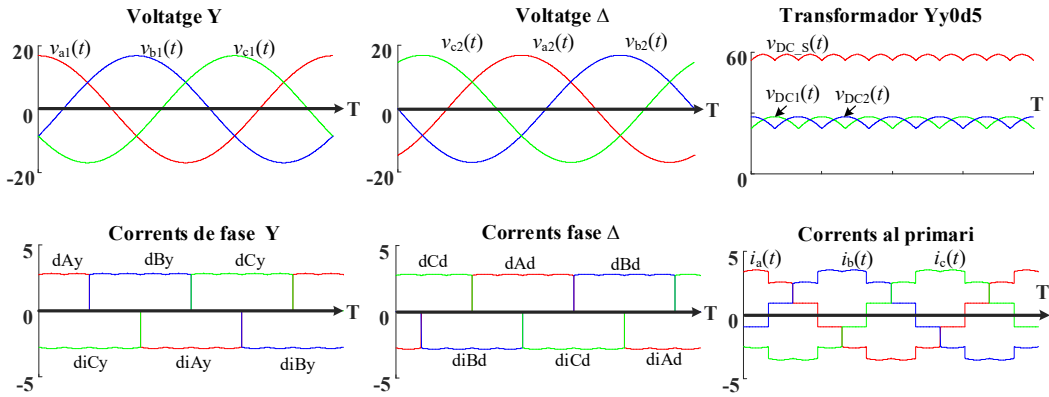


Figura 2. 9 Voltatges i corrents al TRU Yy0d5 de 12 polsos sèrie

Com es pot veure a la Figura 2. 9 en les gràfiques dels corrents de fase, cada díode del pont condueix  $120^\circ$  en seqüència positiva, només una vegada per període. Si es compara amb el cas en connexió paral·lel de la Figura 2. 8 es pot observar dels corrents de fase que cada díode condueix  $1/12$  del període i dues vegades per període (per exemple, el díode diBy es pot veure en color blau a la subfigura de la segona fila i primera columna).

Si el TRU s'alimenta amb tres voltatges trifàsics sinusoidals com es mostra a l'equació (2.1), llavors el corrent per fase és periòdic però no sinusoidal, i per tant es pot expressar mitjançant sèries de Fourier:

$$i_a = \sum_{h=1,2,3,\dots}^{\infty} \sqrt{2} I_{ah} (\sin((w_h t) - \theta_h)) \tag{2.10}$$

On  $h$  és l'ordre de l'harmònic,  $I_{ah}$  i  $w_h$  són el valor eficaç i la pulsació angular de l'harmònic d'ordre  $h$ , i  $\theta_h$  és l'angle de desfasament entre la tensió  $V_a$  i el corrent  $I_{ah}$ .

El valor eficaç es calcula com:

$$I_a = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (i_a)^2 d(wt)} = \left( \sum_{h=1,2,3,\dots}^{\infty} I_{ah}^2 \right)^{1/2} \tag{2.11}$$

I la distorsió harmònica es defineix amb l'equació:

$$THD\% = \frac{\sqrt{I_{a2}^2 + I_{a3}^2 + \dots + I_{ah}^2}}{I_{a1}} 100 = \frac{\sqrt{I_a^2 - I_{a1}^2}}{I_{a1}} 100 \quad (2.12)$$

La potència mitja per fase de la font d'alimentació del TRU és:

$$P_a = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (v_a \times i_a) d(\omega t) = V_a I_{a1} \cos \theta_1 \quad (2.13)$$

Si la potència aparent per fase és coneguda llavors el factor de potència  $FP_a$  es pot calcular com:

$$S_a = V_a I_a \quad FP_a = \frac{P_a}{S_a} = \frac{I_{a1}}{I_a} \cos \theta_a = DF \times DPF \quad (2.14)$$

Així el factor de distorsió DF i el factor de desplaçament és:

$$DF = I_{a1}/I_a \quad (2.15)$$

$$DPF = \cos \theta_1$$

D'aquestes quatre últimes equacions es dedueix que el factor de potència també es pot expressar en funció del factor de desplaçament i la distorsió harmònica com:

$$FP = \frac{DPF}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad (2.16)$$

### 2.3. Unitat rectificadora auto-transformadora multi-polsos (ATRU)

Obtenir un voltatge amb una estructura ATRUs multi-polsos s'està convertint en la base del futur de la generació de corrent continu en moltes aplicacions elèctriques com ara sistemes elèctrics per avions o aplicacions aeroespacials [33]–[38] i també als sistemes de conversió d'energia eòlica [39].

Els ATRUs són utilitzats en aplicacions on es requereix que l'equip sigui lleuger i tingui menys volum, al tenir menys material també serà més econòmic que els TRUs per igual potència a la càrrega, freqüència i tensió de treball. Però si volem separació galvànica llavors l'equip rectificador multi-fàsic només podrà ser un TRU, com per exemple per tracció elèctrica en trens, tramvies, troleibusos, per indústria electroquímica així com també totes aquelles aplicacions on cal que els rectificadors tinguin una configuració sèrie, es prefereixen els TRUs. La configuració més típica dels ATRUs és la formada per múltiples rectificadors trifàsics en pont no controlats connectats entre sí en paral·lel ( $k$  rectificadors a la Figura 2. 10), i no poden ser connectats en sèrie per que les tensions alternes d'entrada dels rectificadors no són independents.

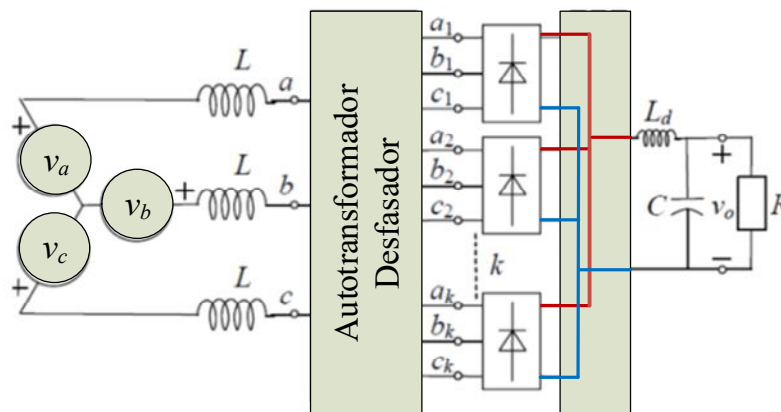


Figura 2. 10 ATRU amb  $k$  rectificadors

La cronologia de patents mostra que el número de configuracions és creixent com es pot observar a

l'increment del número de patents a partir de finals dels anys 90 [25]-[28]. Alguns investigadors que van començar fent patents de TRUs van continuar fent patents d'ATRU com per exemple Paice o Rosa.

**2.3.1. Voltatges a l'atru de 12 polsos amb bobines d'acoblament**

Si es vol aconseguir que diferents ponts rectificadors treballin simultàniament s'han d'afegir bobines d'acoblament, tal com es mostra a la Figura 2. 11 per un ATRU de 12 polsos.

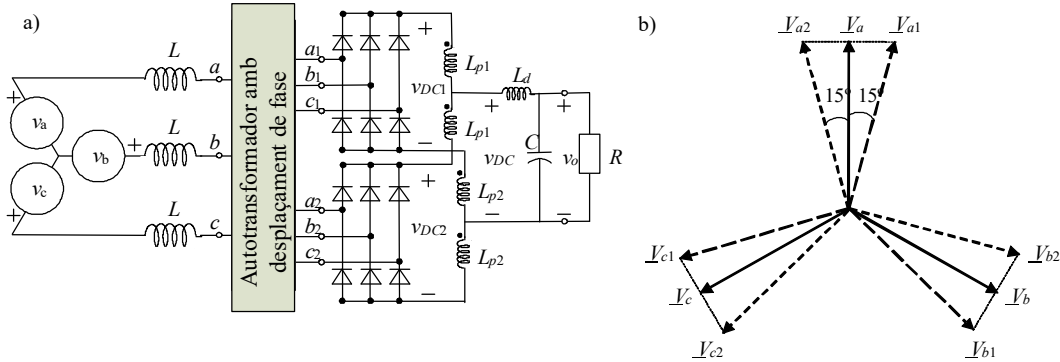


Figura 2. 11 ATRU de 12 polsos amb bobina d'acoblament. a) Configuració de l'ATRU b) Diagrama fasorial

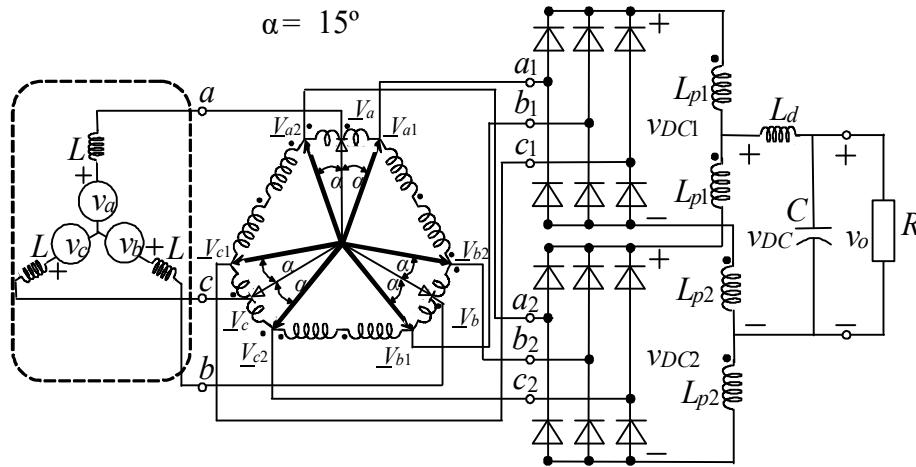


Figura 2. 12 ATRU de 12 polsos en connexió poligonal

La Figura 2. 12 mostra un ATRU de 12 polsos en connexió poligonal, en el que es defineix un desplaçament de fase ( $\alpha$ ) de  $15^\circ$  respecte de la tensió d'entrada, amb el que s'aconsegueix que les tensions de sortida d'una mateixa fase de l'autotransformador siguin desfasades en  $30^\circ$ . La simetria entre tensions permet reduir el contingut d'harmònics, essent el primer harmònic present al corrent d'alimentació el d'ordre 11, i a partir d'aquest el 13 i successius.



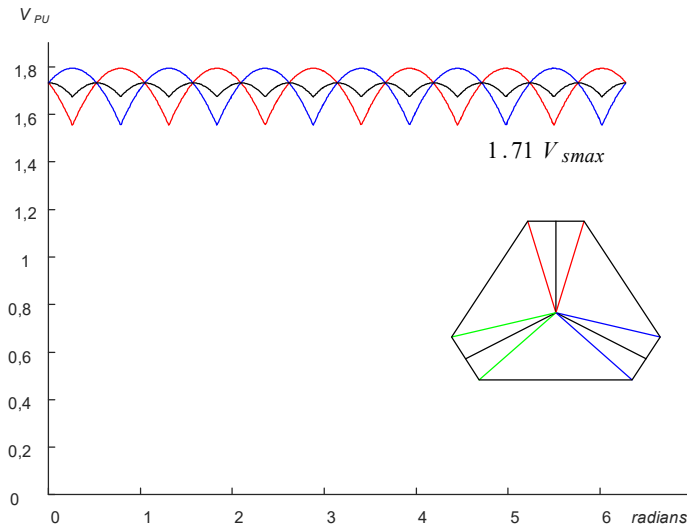


Figura 2. 13 Tensions als rectificadors i la carrega de corrent continu amb un ATRU 12 polsos en pu

Per aconseguir els 12 polsos a l'ATRU mostrat a la Figura 2. 13 el desfasament entre tensions de sortida d'una mateixa fase de l'autotransformador ha de complir la següent equació:

$$2\alpha = \frac{360^\circ}{p} = \frac{360^\circ}{12} = 30^\circ \quad (2.17)$$

Si considerem que el voltatge del primari i del secundari de l'autotransformador en valor eficaç són  $V_{in} = \{V_a, V_b, V_c\}$  i  $V_s = \{V_{a1}, V_{b1}, V_{c1}, V_{a2}, V_{b2}, V_{c2}\}$  respectivament, llavors de la geometria mostrada a la Figura 2. 14 és dedueix que:

$$V_s = \frac{V_{in}}{\cos 15^\circ} \quad abc \text{ components} \quad (2.18)$$

La tensió de sortida és més gran que la tensió d'entrada de l'autotransformador.

Si es defineix  $N_p$  com el numero d'espores que hi ha entre els terminals a1-b2 a la Figura 2. 14,  $V_{a1}$  a  $V_{b2}$ , i  $N_s$  el numero d'espores que hi ha entre els terminals b-b2 a la Figura 2. 14,  $V_b$  a  $V_{b2}$ , les voltes o numero d'espores del debanat gran i del petit del autotransformador, es dedueix a partir del diagrama de tensions de la Figura 2. 14, que les tensions en els debanats gran i petit són:

$$V_{N_p} = V_{b2a1} = \sqrt{2}V_{n'} = \frac{\sqrt{2}V_{in}}{\cos 15^\circ} = (2\sqrt{3}-2)V_{in} \quad (2.19)$$

$$V_{N_s} = V_{aa1} = V_{in} \tan 15^\circ = (2 - \sqrt{3})V_{in}$$

La relació entre espores del debanat gran  $N_p$  i petit  $N_s$  per aconseguir el desfasament de  $15^\circ$ , és de:

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{2\sqrt{3}-2}{2-\sqrt{3}} = 5,4641 \quad (2.20)$$

El diagrama de voltatges es mostra a la Figura 2. 14, i les tensions de fase de sortida ( $V_{a1}$  o  $V_{a2}$ ) són 103,53% més grans que la tensió de fase d'entrada ( $V_a$ ).

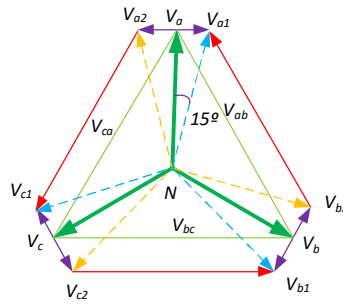


Figura 2. 14 Diagrama fasorial de les tensions de l'ATRU de 12 polsos poligonal

La tensió mitja es pot obtenir integrant la tensió instantània a la càrrega en un període o analíticament mitjançant la següent equació:

$$V_{DC} = 2\sqrt{2}V_S \frac{3}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) = 2.42V_{in} = \frac{2.42}{\sqrt{2}} \hat{V}_a = 1.71\hat{V}_a \quad (2.21)$$

El resultat és que la tensió del bus de corrent continu, a la sortida de les bobines d'acoblament, és 2,42 vegades el valor del mòdul de la tensió d'entrada en valor eficaç o també 1,71 vegades la tensió màxima per fase de la font de subministrament.

Tenint en compte que totes les bobines d'acoblament són iguals i considerant la simetria mostrada a la Figura 2. 14 del diagrama fasorial i de la representació de voltatges instantanis de la Figura 2. 15 s'obté de l'equació (2.22) la tensió instantània a la càrrega, que es representa els voltatges instantanis a L'ATRU de 12 polsos poligonal:

$$\begin{aligned} v_{DC}(\omega t) &= v_{d1}(\omega t) - v_{d2}(\omega t) = \\ &= \frac{1}{2} \max(v_{DC1}(\omega t) + v_{DC2}(\omega t)) - \frac{1}{2} \min(v_{DC1}(\omega t) + v_{DC2}(\omega t)) \end{aligned} \quad (2.22)$$

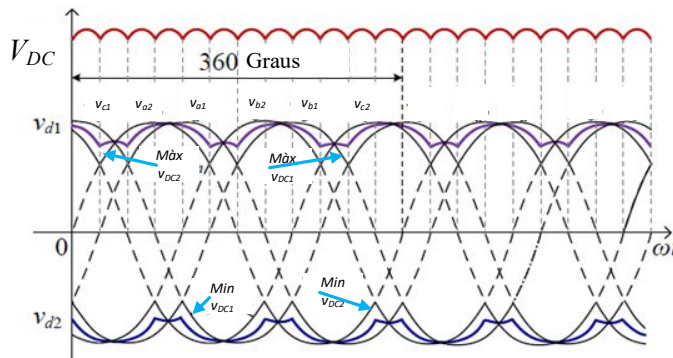


Figura 2. 15 Voltatges instantanis a l'ATRU de 12 polsos poligonal

La tensió instantània a la càrrega (corba de color vermell) és la diferència entre la tensió  $v_{d1}$  valor mig entre màxims dels dos rectificadors (corba de color violeta) i la tensió  $v_{d2}$  valor mig entre mínims dels dos rectificadors (corba de color blau marí) com es pot veure a la Figura 2. 15.

### 2.3.2. Corrents a l'atru de 12 polsos amb bobines d'acoblament

Es defineixen els corrents dels enrotllaments de l'ATRU poligonal de 12 polsos segons es mostra a la Figura 2. 16.

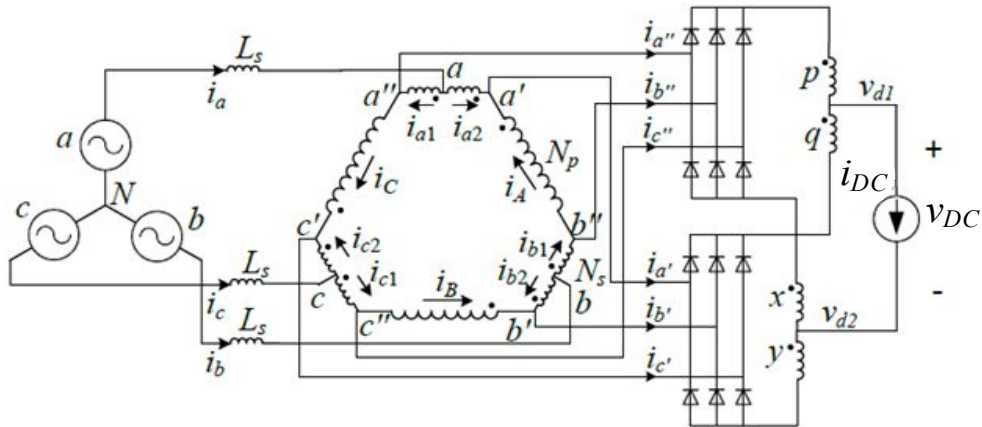


Figura 2. 16 Definició dels corrents a l'ATRU de 12 polsos poligonal

Les connexions i els enrotllaments dels bobinats de l'ATRU de 12 polsos poligonal a les columnes del ferro de l'autotransformador es mostren a la Figura 2. 17.

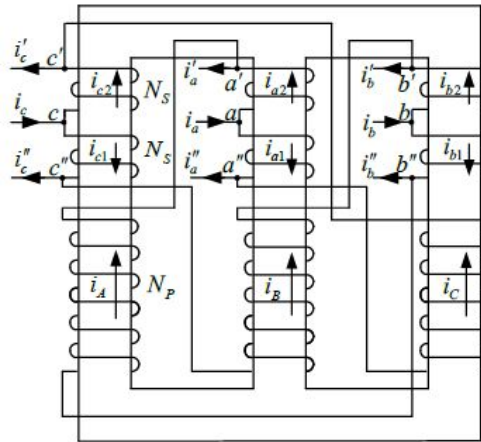


Figura 2. 17 Bobinats de l'ATRU de 12 polsos poligonal

La relació que es pot establir entre els corrents als debanats de cada columna de la Figura 2. 17, tenint en compte que els amper-volta totals han de ser zero, és mostra a la següent equació:

$$\begin{aligned}
 N_p i_A &= N_s (i_{c1} - i_{c2}) \\
 N_p i_B &= N_s (i_{a1} - i_{a2}) \\
 N_p i_C &= N_s (i_{b1} - i_{b2})
 \end{aligned}
 \tag{2.23}$$

A on:

- $N_p$ : el nombre d'espines del debanat gran.
- $N_s$ : el nombre d'espines del debanat petit.
- $i_A, i_B, i_C$  són els corrents als tres debanats grans.
- $i_{a1}, i_{a2}, i_{b1}, i_{b2}, i_{c1}, i_{c2}$  són els corrents als sis debanats petits.

El corrent d'alimentació de la fase "a" es pot obtenir a partir de la llei de Kirchoff de corrents i de l'equació (2.23),

$$\begin{aligned}
i_a &= (i_{a1} + i_{a2}) \\
i_{a1} &= i_{a'} + i_C \\
i_{a2} &= i_{a'} - i_A \\
i_A &= \frac{N_S}{N_S + N_P} (i_{c''} - i_{c'}) \\
i_B &= \frac{N_S}{N_S + N_P} (i_{a''} - i_{a'}) \\
i_C &= \frac{N_S}{N_S + N_P} (i_{b''} - i_{b'})
\end{aligned} \tag{2.24}$$

de les que es pot aïllar el corrent desitjat:

$$i_a = i_{a'} + i_{a''} + \frac{N_S}{N_S + N_P} (i_{b''} - i_{b'} + i_{c'} - i_{c''}) \tag{2.25}$$

De forma similar es pot obtenir l'expressió per les altres dues corrents d'alimentació.

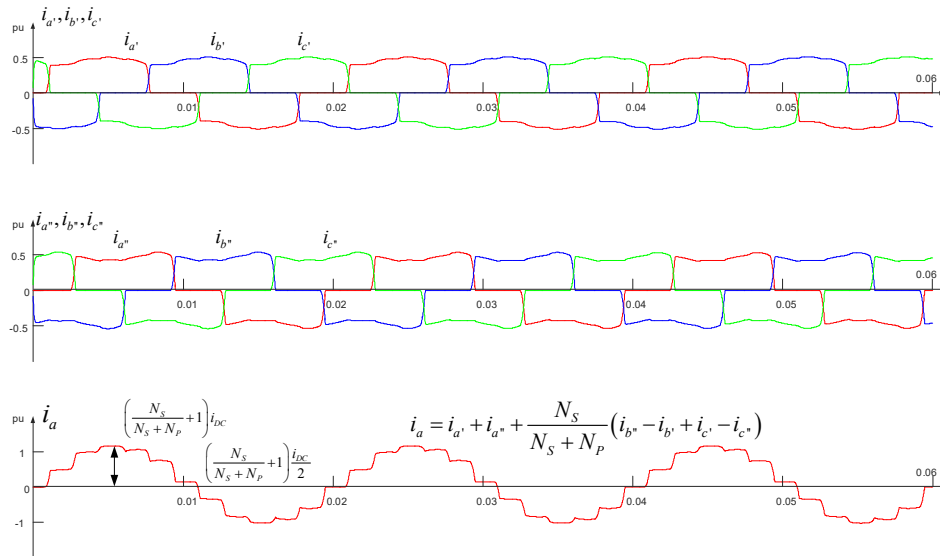


Figura 2. 18 Evolució dels corrents instantanis segons simulació corresponents a la fase “a” a l’ATRU de 12 polsos poligonal

El corrent  $i_a$  de la (2.26) es pot expressar com la següent sèrie de Fourier

$$i_a = \sum_{\substack{k=1,2,3,\dots \\ h=12k\pm 1}}^{\infty} \frac{i_{DC}}{h} \left[ \left( 1 + \frac{N_S}{N_S + N_P} \right) \cos \frac{h\pi}{12} + \frac{N_S}{N_S + N_P} \cos \frac{3h\pi}{12} + \frac{N_S}{N_S + N_P} \cos \frac{5h\pi}{12} \right] \sin h\omega t \tag{2.26}$$

Si s'anomena  $I_a$  al valor eficaç del corrent de la fase "a" i  $I_{a1}$  al valor eficaç del corrent de la component fonamental de la sèrie de Fourier, podem obtenir la taxa de distorsió harmònica total:

$$THD\% = \frac{\sqrt{I_a^2 - I_{a1}^2}}{I_{a1}} 100 = 15,22\% \quad (2.27)$$

Si a més es té en compte la inductància equivalent vista des del primari de l'autotransformador  $L_s$  es redueix la THD, i els corrents als debanats gran i petit són respectivament [39]:

$$|I_A| = |I_B| = |I_C| = \sqrt{\frac{2}{\pi} \frac{\pi}{6} \left( \frac{N_s}{N_s + N_p} \frac{i_{DC}}{2} \right)^2} = 0.0447 i_{DC} \quad (2.28)$$

$$|I_{a1}| = |I_{a2}| = 0.426 i_{DC}$$

Combinant les equacions de tensió i corrent tindrem que la potència de l'autotransformador és:

$$P_{ATRU} = \frac{1}{2} \sum VI = 0.5(3I_C V_{Np} + 6I_{a1} V_{Ns}) = 0.182 V_{DC} i_{DC} = 0.182 P_0 \quad (2.29)$$

$$P_{ATRU} = \frac{3 * 0.0447 * (2\sqrt{3} - 2) + 6 * 0.426 * (2 - \sqrt{3})}{2 * 2.42} V_{DC} i_{DC} = 0.182 P_0$$

És important destacar que la relació entre la potència nominal de l'autotransformador  $P_{ATRU}$  i la potència nominal de la càrrega  $P_0$  és del 18.2%. Per tant el pes i el volum de l'equip ATRU és molt reduït respecte al cas del TRU per la mateixa aplicació [8].

### 2.3.3. ATRUs de 18 polsos simètric

Existeixen diferents configuracions d' ATRUs de 18 polsos, tot seguit es mostren les més habituals. Les configuracions més habituals dels ATRUs de 18 polsos són les configuracions simètriques com les que es presenten a la Figura 2. 19. Els ATRUs de 18 polsos tenen tres ponts rectificadors. Al primer pont rectificador, els voltatges  $V_a, V_b, V_c$  procedeixen directament de la font d'alimentació trifàsica, pels casos a) i b) de la Figura 2. 19. Els altres dos ponts s'alimenten amb voltatges d'igual amplitud que els voltatges d'alimentació però desfasats en  $40^\circ$ , al segon pont  $V_{a1}, V_{b1}, V_{c1}$  en avançament, i al tercer pont els voltatges  $V_{a2}, V_{b2}, V_{c2}$  en retard. Les fases  $a$  es marquen en color vermell, les  $b$  en color blau i les  $c$  en color verd.

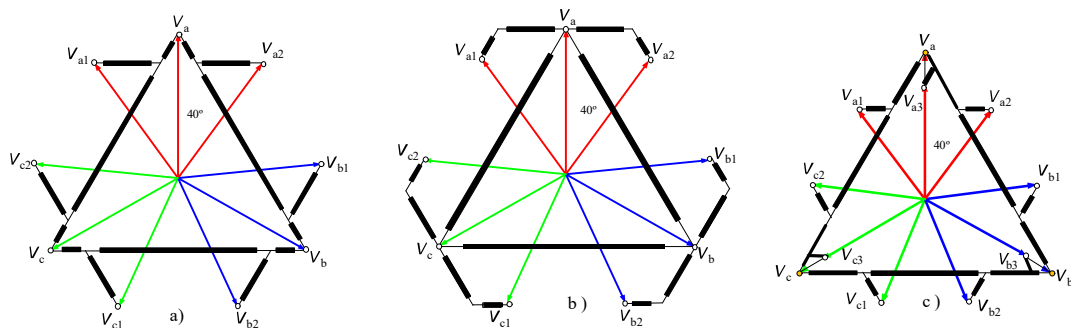


Figura 2. 19 ATRU de 18 polsos simètric: a) configuració Delta b) configuració T-Delta c) configuració Polígon

A l'esquema c), la tensió al tercer rectificador no és la tensió directa de les fases d'entrada com als esquemes a) i b), sinó que és la que prové dels terminals  $V_{a3}, V_{b3}, V_{c3}$  que estan en fase amb les tensions de

la font d'alimentació, però l'amplitud es reduïda al 76,7% de l'amplitud de la tensió d'entrada.

$$|V_{a3}| = 0,767|V_a| \tag{2.30}$$

En tots tres casos Delta, T\_Delta i Poligonal, la tensió de les tres fases és igual en mòdul a l'entrada dels rectificadors i el desfasament entre ells és de 40°, és per això que es denominen SIMÈTRICS. Al cas dels asimètrics, les tensions als rectificadors no són les tres iguals en magnitud, ni el desfasament és de 40 graus, sol ser inferior, de l'ordre de 37°.

A la Figura 2. 20 és mostra un autotransformador T-delta [40], a on a més per tal que els tres punts puguin treballar simultàniament s'afegeixen tres bobines d'acoblament per cada pol (tres pel positiu i tres pel negatiu).

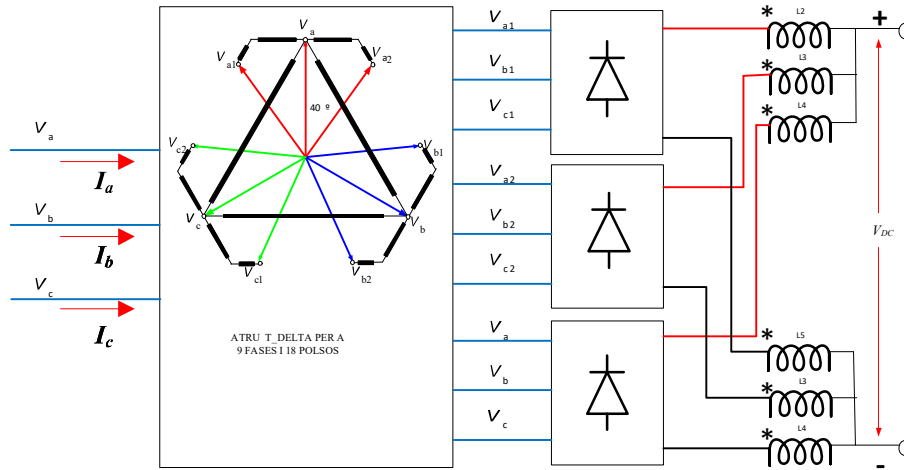


Figura 2. 20 ATRU T-Delta de 18 polsos simètric amb bobines d'acoblament

Per determinar la tensió ideal en borns de la càrrega es pot procedir de la mateixa forma que es va fer pel cas d'ATRU de 12 polsos amb l'equació (2.22), però ara el valor mig és de tres rectificadors, així la nova equació serà igual a:

$$v_{DC}(\omega t) = v_{d1}(\omega t) - v_{d2}(\omega t) = \frac{1}{3} \max(v_{DC1}(\omega t) + v_{DC2}(\omega t) + v_{DC3}(\omega t)) - \frac{1}{3} \min(v_{DC1}(\omega t) + v_{DC2}(\omega t) + v_{DC3}(\omega t)) \tag{2.31}$$

A la Figura 2. 21 és representen les tensions màximes i mínimes a cada rectificador, així com els valors mitjos  $V_{d1}$  i  $V_{d2}$ , que són respectivament les tensions del pol positiu i la tensió del pol negatiu. També és pot veure com la diferencia d'ambdós, en color blau, és la tensió de CC a la sortida de les bobines d'acoblament.

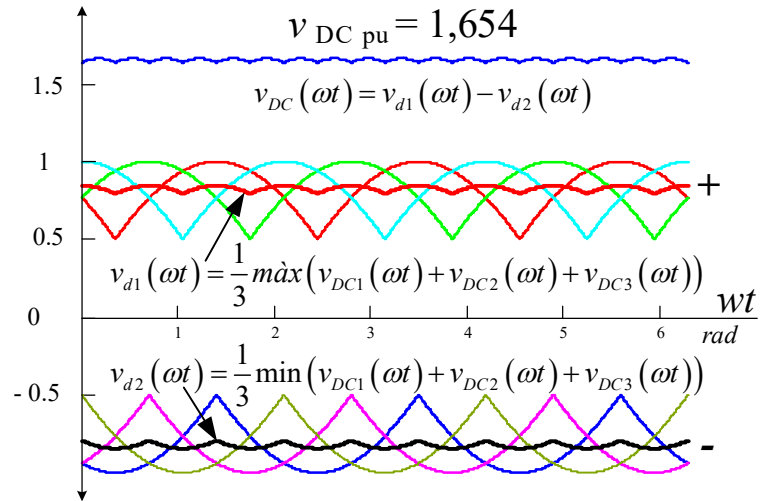


Figura 2. 21 Tensions màximes als rectificadors i tensió mitja a la càrrega en p.u.

La tensió de sortida en borns de les bobines d'acoblament d'ATRU de 18 polsos és 1,654 pu de la tensió màxima per fase d'entrada als rectificadors, quan el sistema és equilibrat i simètric. S'ha de recordar que, als rectificadors Delta i T-Delta, la tensió de fase de la font d'alimentació i les tensions de fase als rectificadors són iguals en amplitud.

Una altra configuració també utilitzada per un ATRU de 18 polsos simètric és la que es mostra a la Figura 2. 22, que consisteix en un autotransformador simètric. La configuració mostrada a la Figura 2. 22 no presenta bobina d'acoblament pel que cada pont treballa en intervals de conducció diferents, treballant en cada interval la branca de díodes que presenta màxima tensió respecte a la que en presenta mínima tensió.

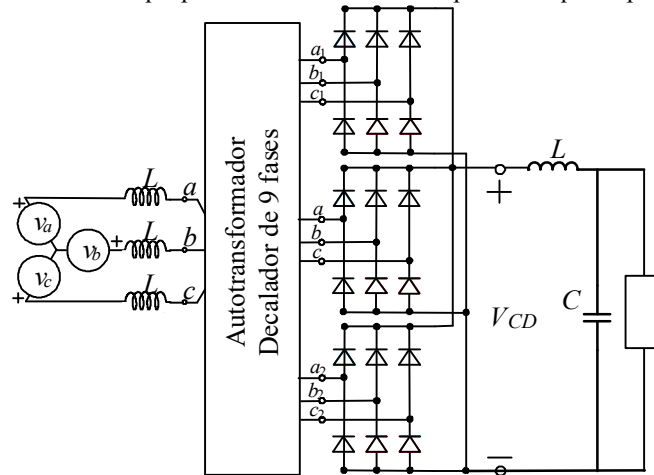


Figura 2. 22 ATRU de 18 polsos tipus P simètric sense bobina d'acoblament

A continuació s'analitza la tensió de sortida de l'ATRU de 18 polsos amb configuració simètrica poligonal sense bobines d'acoblament Figura 2. 23, a on les tensions de fase de sortida de l'ATRU són 0,767 vegades la tensió de fase de la font d'alimentació com es pot veure a la Figura 2. 24.

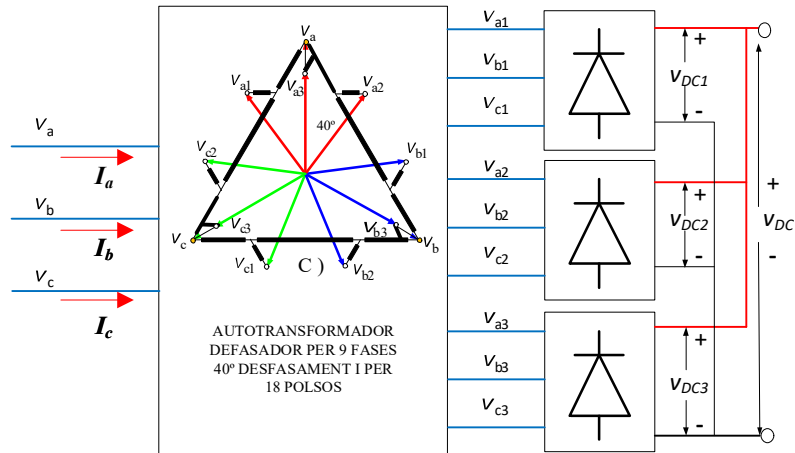


Figura 2. 23 ATRU simètric de 18 polsos Poligonal sense bobines d'acoblament

En aquest cas l'equació  $V_{DC}$  serà directament la diferència entre la màxima tensió de tots els punts menys la mínima tensió de tots els punts rectificadors:

$$v_{DC}(\omega t) = v_{\max}(\omega t) - v_{\min}(\omega t) = \max(v_{DC1}(\omega t), v_{DC2}(\omega t), v_{DC3}(\omega t)) - \min(v_{DC1}(\omega t), v_{DC2}(\omega t), v_{DC3}(\omega t)) \quad (2.32)$$

A la Figura 2. 24 es representen les tensions que intervenen a l'equació (2.32), ara hi ha més tensió a la càrrega ja que els díodes que condueixen no són d'un mateix pont rectificador si no que, el díode directe correspon al que tingui més tensió de tots ells i l'invers al que té menys tensió de totes les branques dels tres punts rectificadors.

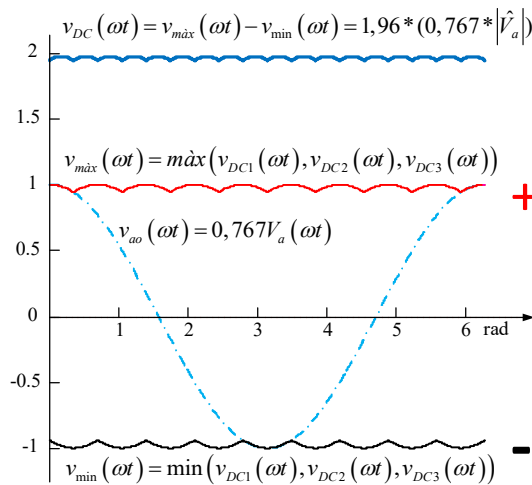


Figura 2. 24 Tensions en ATRU poligonal simètric de 18 polsos en pu

Segons [40], els harmònics de corrent a la font que s'eliminen són el 5<sup>è</sup>, 7<sup>è</sup>, 11<sup>è</sup> i 13<sup>è</sup>. El primers harmònics presents són els harmònics 17<sup>è</sup> i el 19<sup>è</sup>, i a més la potència de l'autotransformador és només del 16% de la potència a la càrrega de corrent continu.

Aquest ATRU de 18 polsos simètric s'ha de construir amb 8 debanats per columna, tal com es mostra a la Figura 2. 25 c), és important observar que no tots els enrotllaments tenen el mateix nombre d'espises, es pot observar que els debanats 5a, 5b, 5c i els 7a, 7b, 7c, són més petits i amb el mateix nombre d'espises



per tal d'aconseguir que els voltatges siguin equilibrats.

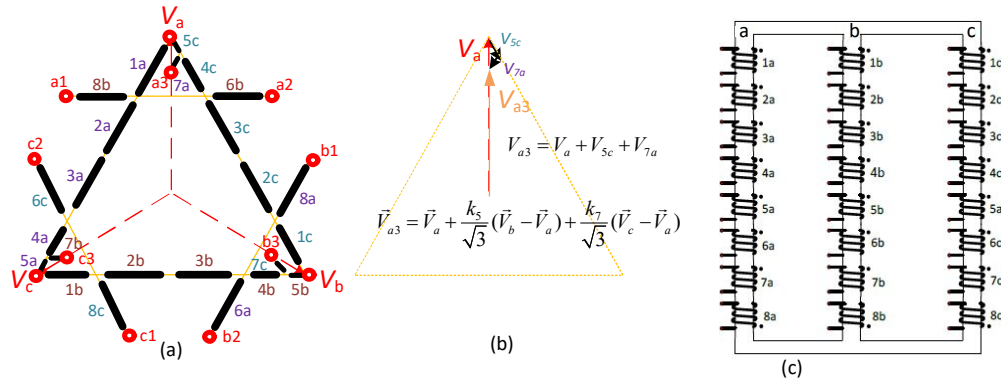


Figura 2. 25 ATRU de 18 polsos tipus P simètric a) distribució i connexió de les bobines b) fasors tensió i les seves composicions c) bobines distribuïdes en el nucli de l'autotransformador

Les equacions de la geometria permeten determinar els coeficients que representen la relació entre el número d'espires dels enrotllaments, per trobar la tensió al terminal de sortida a3, s'han de compondre les tensions d'entrada de la fase "a" amb les tensions de les bobines 5c i 7a com es veu a la Figura 2. 25. Per exemple:

$$\vec{V}_{a3} = \vec{V}_a + \frac{k_5}{\sqrt{3}}(\vec{V}_b - \vec{V}_a) + \frac{k_7}{\sqrt{3}}(\vec{V}_c - \vec{V}_a) \quad (2.33)$$

D'aquesta equació complexa s'obtenen els dos coeficients reals  $k_5$  i  $k_7$ . Veiem per la geometria del dibuix de la Figura 2. 25 (a) que la component real de la bobina 5c és igual però de signe contrari al de 7a, i que la part imaginària de cada un dels enrotllaments 5c i 7a és a  $30^\circ$  de l'eix imaginari, materialitzant aquest observació a les següents expressions, és té:

$$\begin{aligned} \frac{k_5}{\sqrt{3}} V_L &= \frac{k_7}{\sqrt{3}} V_L \quad \text{on} \quad \frac{V_L}{\sqrt{3}} = V_a \\ V_a(1 - 0.767) &= \frac{k_5}{\sqrt{3}} V_L \cos 30^\circ + \frac{k_7}{\sqrt{3}} V_L \cos 30^\circ \end{aligned} \quad (2.34)$$

De la primera és dedueix que els dos termes  $k_5$  i  $k_7$  són iguals, i de la segon és dedueix:

$$k_5 = k_7 = \frac{1 - 0.767}{2 \cos 30^\circ} = \frac{1 - 0.767}{\sqrt{3}} = 0.1345 \quad (2.35)$$

Per determinar la tensió de l'extrem a de la Figura 2. 25 (a) en forma vectorial es podria fer a partir de la suma dels següents vectors:

$$\begin{aligned} \vec{V}_{a2} &= \vec{V}_a + \frac{(k_5 + k_4)}{\sqrt{3}}(\vec{V}_b - \vec{V}_a) + \frac{k_6}{\sqrt{3}}(\vec{V}_b - \vec{V}_c) \quad \text{on} \\ \vec{V}_{a2} &= |\vec{V}_a| (1 - 0.767)(\text{sen}(40^\circ) + j \cos(40^\circ)) \end{aligned} \quad (2.36)$$

D'on es dedueix que  $k_4 = 0.3417$  i  $k_6 = 0.255$ .

Per simetria, s'observa a la Figura 2. 25 (a), que els enrotllaments 6 i 8 són iguals, això vol dir que els coeficients  $k_6$  i  $k_8$  són iguals. També es pot deduir que la suma de les bobines 5c + 4c ha de ser igual en

magnitud a la bobina  $Ic$  tant en numero d'espises com en amplitud de tensió, amb el que és pot dir que  $k_l = k_5 + k_4 = 0,476$ .

Cada tensió de línia del triangle esta composta per les bobines {5, 4, 3, 2, 1} per exemple la  $V_{ab}$  tindria la següent equació:

$$\vec{V}_{ab} = \frac{k_5 + k_4 + k_3 + k_2 + k_1}{\sqrt{3}} (\vec{V}_b - \vec{V}_a) \quad (2.37)$$

Com que les bobines 2 i 3 podrien ser juntes (ja que a les equacions han d'estar les dues additivament) o iguals, llavors en el supòsit que  $k_2 = k_3$ , aquestes prendran el valor  $k_3 = 0,39$ . Seria exactament el mateix si és fes als càlculs, com un únic valor.

$$k_2 + k_3 = 0,78.$$

En resum, els valors dels coeficients de les bobines, es presenta a la Taula 2. 3 :

Taula 2. 3 Coeficients dels bobinats del ATRU 18 polsos simètric

$k_1 = 0.476$	$k_2 = 0.39$	$k_3 = 0.39$	$k_4 = 0.3417$
$k_5 = 0.1345$	$k_6 = 0.255$	$k_7 = 0.1345$	$k_8 = 0.255$

Les equacions que componen les tensions de fase  $a$  als tres rectificadors són:

$$\begin{aligned} \vec{V}_{a1} &= \vec{V}_a + \frac{k_1}{\sqrt{3}} (\vec{V}_c - \vec{V}_a) + \frac{k_8}{\sqrt{3}} (\vec{V}_c - \vec{V}_b) \\ \vec{V}_{a2} &= \vec{V}_a + \frac{k_5 + k_4}{\sqrt{3}} (\vec{V}_b - \vec{V}_a) + \frac{k_6}{\sqrt{3}} (\vec{V}_b - \vec{V}_c) \\ \vec{V}_{a3} &= \vec{V}_a + \frac{k_5}{\sqrt{3}} (\vec{V}_b - \vec{V}_a) + \frac{k_7}{\sqrt{3}} (\vec{V}_c - \vec{V}_a) \end{aligned} \quad (2.38)$$

De igual forma es poden compondre les de la fase  $b$  i  $c$ .

$$\begin{aligned} \vec{V}_{b1} &= \vec{V}_b + \frac{k_1}{\sqrt{3}} (\vec{V}_a - \vec{V}_b) + \frac{k_8}{\sqrt{3}} (\vec{V}_a - \vec{V}_c) \\ \vec{V}_{b2} &= \vec{V}_b + \frac{k_5 + k_4}{\sqrt{3}} (\vec{V}_c - \vec{V}_b) + \frac{k_6}{\sqrt{3}} (\vec{V}_c - \vec{V}_a) \\ \vec{V}_{b3} &= \vec{V}_b + \frac{k_5}{\sqrt{3}} (\vec{V}_c - \vec{V}_b) + \frac{k_7}{\sqrt{3}} (\vec{V}_a - \vec{V}_b) \end{aligned} \quad (2.39)$$

---


$$\begin{aligned} \vec{V}_{c1} &= \vec{V}_c + \frac{k_1}{\sqrt{3}} (\vec{V}_b - \vec{V}_c) + \frac{k_8}{\sqrt{3}} (\vec{V}_b - \vec{V}_a) \\ \vec{V}_{c2} &= \vec{V}_c + \frac{k_5 + k_4}{\sqrt{3}} (\vec{V}_a - \vec{V}_c) + \frac{k_6}{\sqrt{3}} (\vec{V}_a - \vec{V}_b) \\ \vec{V}_{c3} &= \vec{V}_c + \frac{k_5}{\sqrt{3}} (\vec{V}_a - \vec{V}_c) + \frac{k_7}{\sqrt{3}} (\vec{V}_b - \vec{V}_c) \end{aligned} \quad (2.40)$$

### 2.3.4. ATRUs de 18 polsos asimetric: configuracions i tensions

Finalment, també es pot aconseguir un ATRU de 18 polsos amb una configuració asimètrica tal com es mostra a la Figura 2. 26. En aquest cas les tensions d'entrada als tres punts no són iguals, amb el que s'aconsegueix que sense bobina d'acoblament puguin treballar díodes de diferents punts simultàniament.

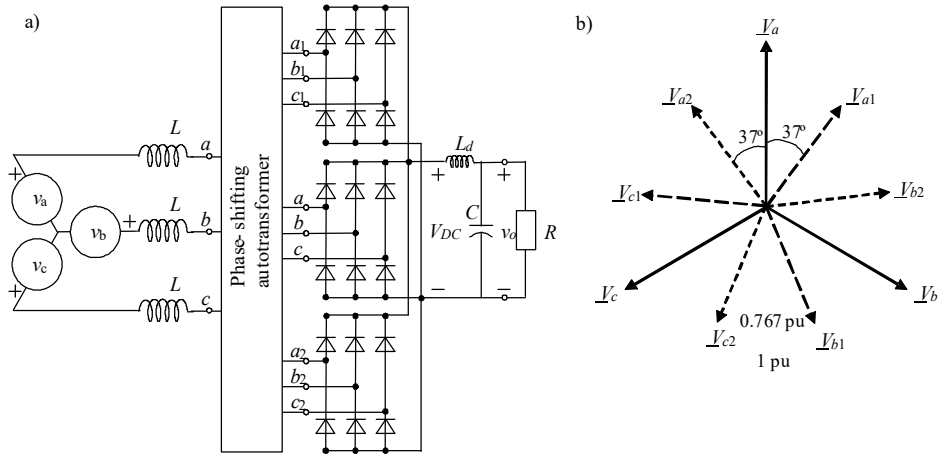


Figura 2. 26 ATRU asimètric de 18 polsos tipus P sense bobina d'acoblament: a) Configuració de l'ATRU b) Diagrama fasorial de voltatges

La tensió que es té a la càrrega està donada per l'equació:

$$v_{DC}(\omega t) = v_{d1}(\omega t) - v_{d2}(\omega t) = \max(v_{DC1}(\omega t), v_{DC2}(\omega t), v_{DC3}(\omega t)) - \min(v_{DC1}(\omega t), v_{DC2}(\omega t), v_{DC3}(\omega t)) \quad (2.41)$$

A la Figura 2. 27 es mostra l'evolució temporal de la tensió del pol positiu  $v_{d1}(\omega t)$  i la tensió del pol negatiu  $v_{d2}(\omega t)$ . La diferència entre aquests dos valors en cada instant de temps és la tensió en el bus de corrent continu; si aquest s'integra i es calcula el seu valor mig s'obté un valor 1,729 vegades la tensió de fase màxima de la font d'alimentació.

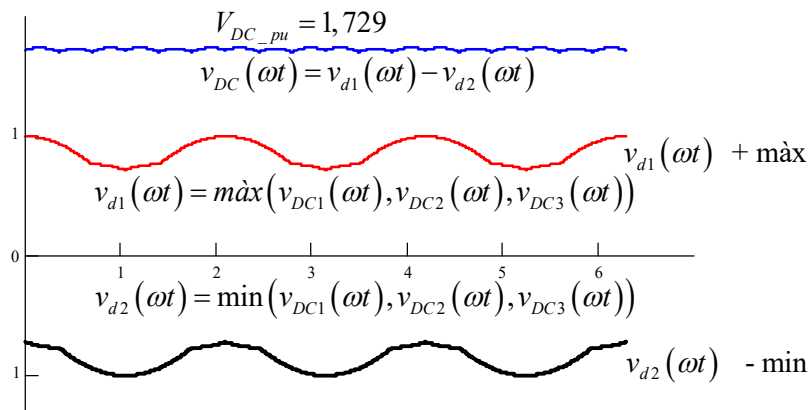


Figura 2. 27 Tensions en pu en ATRU asimètric sense bobines d'acoblament

Si a l'ATRU de 18 polsos asimètric en connexió poligonal s'afegeixen bobines d'acoblament, en aquest cas, si totes les bobines d'acoblament són iguals, la tensió a cada pol és el valor mig, i la tensió a la càrrega és la seva diferència, que és pot obtenir amb la següent expressió:

$$v_{DC}(\omega t) = v_{d1}(\omega t) - v_{d2}(\omega t) = \frac{1}{3} \max(v_{DC1}(\omega t) + v_{DC2}(\omega t) + v_{DC3}(\omega t)) - \frac{1}{3} \min(v_{DC1}(\omega t) + v_{DC2}(\omega t) + v_{DC3}(\omega t)) \quad (2.42)$$

A la Figura 2. 28, es pot observar que:

- les tensions del pol positiu i negatiu presenten menys arriestat que al cas sense bobines d'acoblament mostrat a la Figura 2. 27, tot i la diferència entre la tensió que arriba directament de la font i les tensions que passen per l'autotransformador,
- la tensió del bus de CC amb les bobines d'acoblament és 1,397 vegades la tensió màxima, mentre que en el cas sense bobines d'acoblament mostrat a la Figura 2. 27, és 1,729.

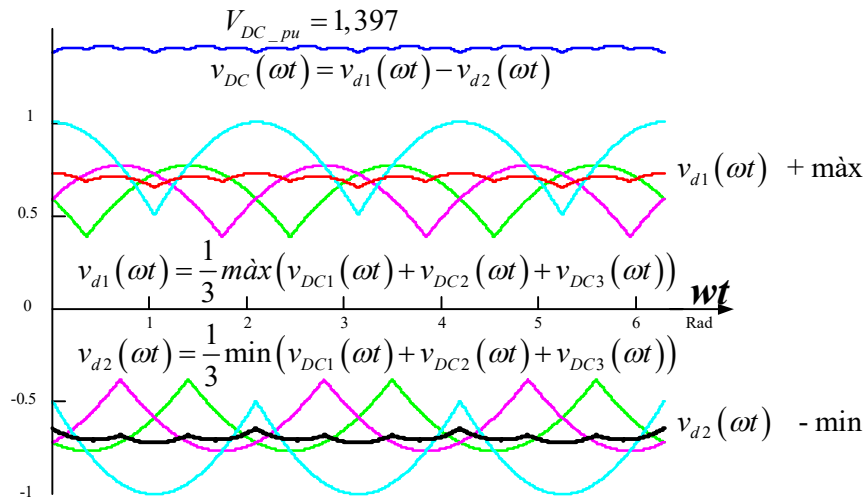


Figura 2. 28 Tensions pu en ATRU asimètric de 18 polsos amb bobines d'acoblament

Les propostes de noves configuracions per ATRUs, no consisteixen només en incrementar el nombre de polsos  $p$ , per mantenir la qualitat de les variables elèctriques, tensió, corrent o potència desitjada, sinó que també pretenen reduir la potència nominal de l'autotransformador mantenint la potència nominal, reduint el cost, el volum i el pes del sistema general, que el fan molt interessant pel transport aeri o marítim. Quan la topologia és tal que un dels rectificadors trifàsics atrau el corrent directament de la font d'energia d'entrada sense passar per l'autotransformador llavors el seu volum i pes es redueixen significativament.

### 2.3.5. L'increment de polsos en sistemes de rectificació amb transformadors i autotransformadors.

Des del començament del segle es van investigant sistemes de rectificació cada cop amb el número de polsos més elevat, ja que compleixen els estrictes estàndards de qualitat d'energia definits per IEEE-519. El rendiment de les noves topologies es van comparar amb les conegudes i establertes, i es valoren mitjançant programes de simulació com MATLAB i prototips experimentals [41]-[42].

Amb l'evolució de nous conceptes com More Electric Aircraft (MEA), els convertidors d'alt número de polsos han aconseguit l'atenció de les empreses i dels investigadors per la seva milloria en la qualitat de l'ona i l'energia. Entre els convertidors d'alt número de polsos, la unitat rectificadora d'autotransformador de 18 pols (ATRU) ofereix un millor nivell de qualitat d'energia amb petites

dimensions, pes i amb complexitat mitjana.

La comparació entre els ponts rectificadors de potència de 6, 12 i 18 pols és dóna a la

<b>6 Polsos</b>	<b>12 Polsos</b>	<b>18 Polsos</b>
5é	--	--
7é	--	--
11é	11é	--
13é	13é	--
17é	--	17é
19é	--	19é
23é	23é	--
25é	25é	--
29é	--	--
31é	--	--
35é	35é	35é
37é	37é	37é

. que mostra que les tècniques de 6 polsos i 12 polsos són insuficients per complir els nivells actuals de distorsió recomanats a l'IEEE 519 (1992) per a grans i molt grans instal·lacions de potència [43].

Hi ha moltes solucions per millorar i reduir el contingut harmònic, entre les solucions més actuals hi ha els transformadors de fase (IPT) o els transformadors de bloqueig de seqüència zero (ZSBT) pensats per reduir els harmònics de baix ordre i millorar les característiques de l'ona dels corrents del costat de subministrament de CA. Però aquestes eines no només afegixen un sobrecost al total de l'equip de rectificació, sinó que també són pesats i voluminosos.

Taula 2. 4 Harmònics característics presents als corrent de línia en ATRUS i TRUs de 6, 12 i 18 polsos

<b>6 Polsos</b>	<b>12 Polsos</b>	<b>18 Polsos</b>
5é	--	--
7é	--	--
11é	11é	--
13é	13é	--
17é	--	17é
19é	--	19é
23é	23é	--
25é	25é	--
29é	--	--
31é	--	--
35é	35é	35é
37é	37é	37é

## 2.4. Tensió mitja VDC

A la literatura es presenten diferents mètodes de càlcul del valor mig de la tensió de continua,  $V_{DC}$ , aquests de forma general es poden classificar en mètodes analítics i mètodes numèrics.

Els mètodes utilitzats a la bibliografia bàsica, són sempre en components *abc*, com si tots els sistemes de potència fossin sempre trifàsics. En primer lloc, s'analitzaran els mètodes tradicionals anomenats amb components *abc*, que presenten l'avantatge de que, si el sistema de tensions d'alimentació és equilibrat, el càlcul del valor mig de la tensió de continua és senzill, degut a la simetria de les formes d'ona, però si és desequilibrat la dificultat augmenta de forma significativa, el que aconsella utilitzar d'altres mètodes d'anàlisi.

### 2.4.1. Mètodes analítics

Els mètodes analítics utilitzen expressions analítiques deterministes per trobar la tensió  $V_{DC}$ . Aquesta es pot calcular a partir dels voltatges de fase aplicats al rectificador (valor màxim de cadascuna de les tensions de fase i del seu angle de desfasament), i considerant sempre conducció en modo continu (CCM).

El valor mig de la tensió  $V_{DC}$  s'obté dividint la integral definida de  $v_{DC}(wt)$  en un semiperíode pel temps del semiperíode. Tenint en compte que la  $v_{DC}(wt)$  és funció continua i en trams es correspon a tots els possibles voltatges de línia en un període, es calculen els punts d'intercanvi  $N_{bp}$ , que determinen cada interval de conducció  $[t_k, t_{k+1}]$ . L'expressió de  $v_{DC}(wt)$  a partir dels voltatges d'entrada al rectificador a la banda CA.

$v_{ij}(wt)$  és a la dreta de la expressió (2.43):

$$V_{DC} = \frac{1}{T} \int_{t=0}^T v_{DC}(\omega t) dt = \frac{1}{T} \sum_{k=0}^{N_{bp}} \left( \int_{t=t_k}^{t_{k+1}} v_{ij}(\omega t) dt \right) \quad (2.43)$$

Els instants de temps que determinen l'inici i el final de cada pols es poden obtenir per Newton-Raphson, però com que hi ha moltes solucions, s'ha de donar d'inici un valor pròxim al valor buscat, això requereix d'experiència i saber el que estàs buscant entre totes les possibles solucions, per això proposem de fer-ho mitjançant la següent equació deduïda a partir de la teoria *Shadow Projection* que s'explica al Tema 3:

$$t_k = \begin{cases} 0 & k = 0 \\ \frac{1}{\omega} \tan^{-1} \left( \frac{V_i \cos(\alpha_i) - V_j \cos(\alpha_j)}{V_i \sin(\alpha_i) - V_j \sin(\alpha_j)} \right) & 1 \leq k \leq N_{bp} \\ T & k = N_{bp} + 1 \end{cases} \quad (2.44)$$

És evident que el càlcul de la tensió mitja  $V_{DC}$  és molt més fàcil quan les ones de tensió són equilibrades, amb igual amplitud i igual desfasament, però quant canvien o bé les amplituds dels voltatges o bé les fases, o les dues alhora, la complexitat de càlcul augmenta, sobretot quan es treballa amb un elevat nombre de polsos.

Tot i que els mètodes numèrics es poden utilitzar pel càlcul de la tensió mitja  $V_{DC}$ , a partir de l'equació (2.43), la seva precisió depèn en gran mesura de la discretització de la  $V_{DC}(wt)$ , pel que s'ha d'utilitzar un pas d'integració,  $\Delta t$ , petit, el que implica que s'han de realitzar molts càlculs per semiperíode. A més, els mètodes numèrics, pels casos desequilibrats requereixen d'una potència de càlcul que creix amb el número de fases del rectificador, donat que s'han de calcular molts intervals de conducció dels diferents díodes.

- Rectificadors polifàsics alimentats amb voltatges equilibrats

Per un sistema d'alimentació  $M$ -fàsic equilibrat (tensions iguals en mòdul i desfasament entre elles igual) d'un rectificador en pont de  $M$ -branques, tenint en compte que els intervals definits per cada pols són regulars, de igual durada ( $\pi/M$ ) i arrissat, l'expressió analítica del voltatge CC, que s'obté a partir de l'expressió (2.43), és la següent:

$$V_{DC} = 2 \frac{M\hat{V}}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right) \quad (2.45)$$

A on  $\hat{V}$  és el valor màxim dels voltatges de fase sinusoidals d'entrada al pont rectificador. Per exemple, per un sistema trifàsic,  $M=3$  fases i essent  $V_L$  el voltatge de línia en valor eficaç s'obté:

$$V_{DC} = 2\sqrt{2} \frac{3V_L}{\pi\sqrt{3}} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (2.46)$$

Si es calcula de forma aproximada el coeficient que multiplica al voltatge de línia, s'obté la coneguda expressió:

$$V_{DC} = 1.35V_L \quad (2.47)$$

➤ ATRU alimentat amb voltatges equilibrats

El valor mig del voltatge CC pel cas d'un ATRU de 12 polsos alimentat amb voltatges equilibrats bé donat per la següent equació:

$$V_o^{(p-12)} = V_{DC1} = 2 \frac{3\sqrt{2} V_s / \cos(15^\circ)}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) = 2.42V_s = 1,71\hat{V}_s \quad (2.48)$$

I pel cas de l'ATRU de 18 polsos es pot obtenir mitjançant:

$$V_o^{(p-18)} = \sqrt{6}V_s \frac{\sin(\pi/18)}{\pi/18} = 2.437V_s = 1.723\hat{V}_s \quad (2.49)$$

En general per un ATRU simètric de  $N$  polsos alimentat amb voltatges equilibrats el valor mig del voltatge CC es pot calcular a partir de l'equació:

$$V_{oN} = \sqrt{6}V_s \frac{\sin(\pi/N)}{\pi/N} = k_N V_s \quad (2.50)$$

A on  $k_N$  es la constata que relaciona el voltatge mig CC amb el valor eficaç de la tensió de fase de la font, per tant la tensió al bus de CC es funció del número de polsos  $N$  de l'ATRU i del valor eficaç de la tensió  $V_s$  de fase de la font d'alimentació.

➤ ATRUS alimentats amb voltatges desequilibrats

La bibliografia no es centra a l'anàlisi de casos desequilibrats aplicant mètodes analítics, una aproximació es dona a la referència [44]. L'equació (2.51) permet fer una aproximació del valor mig del voltatge CC per un ATRU poligonal de 12 polsos:

$$V_o^{(12-p)} \approx 2.42 \left( \frac{\lambda_a + \lambda_b + 1}{3} \right) V_s \quad (2.51)$$

I l'equació (2.52) permet fer una aproximació del valor mig del voltatge CC per un ATRU poligonal de 18 polsos:

$$V_o^{(18-p)} \approx 2.437 \left( \frac{\lambda_a + \lambda_b + 1}{3} \right) V_s \quad (2.52)$$

A on lambda ( $\lambda$ ), és la relació entre el valor de la tensió de fase i el voltatge de fase de la font. Per tant, el que fan es promitjar les tres tensions d'entrada a l'ATRU en CA, per trobar el valor mig de la tensió de

CC. Aquestes aproximacions donen resultats aproximats sempre i quan hi hagi petits desequilibris als voltatges de fase de la font, i tenint en compte que els coeficients  $\lambda$  siguin major a la unitat.

D'altres tècniques d'anàlisi de sistemes desequilibrats com poden ser les component simètriques no són fàcils d'aplicar, donat que el principi de superposició no és directe al passar de CA a CC.

### 2.4.2. Mètodes numèrics

Els mètodes numèrics utilitzen valors discrets de  $v_{DC}(wt)$  durant el període del voltatge de línia CA per obtenir el valor estimat de la tensió  $V_{DC}$ . Els mètodes numèrics fonamentalment es basen en l'aplicació de tècniques d'integració numèrica.

#### a) Sèries de Fourier:

El valor de la tensió  $V_{DC}$  s'obté del primer terme de la sèrie de Fourier. Aquest es pot calcular fàcilment aplicant en MATLAB la funció  $fft(.)$  de  $v_{DC}(wt)$  sobre el semiperíode

$$v_{DC}(wt) = V_{DC} + \sum_{k=1}^{\infty} V_{DCk} \cos(kwt + \beta_k) \quad (2.53)$$

#### b) Integració numèrica. El valor de la tensió $V_{DC}$ s'obté dividint la integració numèrica de $v_{DC}(wt)$ sobre el semiperíode. També es pot calcular en MATLAB utilitzant la funció $mean(.)$ de $v_{DC}(wt)$ sobre el semiperíode.

$$v_{DC} = \frac{1}{T} \sum_{k=1}^{T-\Delta t} \frac{v_{DC}(w(t+\Delta t)) + v_{DC}(wt)}{2} \Delta t \quad (2.54)$$

Els mètodes numèrics prenen força amb l'aparició dels ordinadors ja que es necessiten molts punts per definir un simple període de temps, això fa que aquest mètode requereixi de certa potència computacional.

A la segona meitat del segle passat apareixen conceptes com variables transformades, com l'aplicació de la transformada de Park per passar les variables  $abc$  a components  $dq0$ , [45] que faciliten els càlculs quan el sistema és desequilibrat.

## 2.5. Circuits equivalents

L'anàlisi del sistemes elèctrics es simplifica amb la utilització de circuits equivalents. En aquest cas s'obté un circuit equivalent que permeti calcular la tensió CC a la càrrega a partir de les tensions de la font d'alimentació. Una vegada calculat el voltatge a la càrrega es pot obtenir el corrent i la potència a la càrrega, i posteriorment determinar els corrents de línia de la font. Aquest propòsit no es fàcil, ja que tenim tot un seguit d'equacions simultànies amb moltes incògnites. Per aquest motiu els rectificadors de dos polsos són els primers estudiats a la literatura, ja que s'utilitzen àmpliament en aplicacions de petita potència, com és el cas de la font d'alimentació d'un ordinador o de televisors, etc. Els següents rectificadors més estudiats són els ponts rectificadors de 6 polsos, utilitzats en aplicacions de potència més gran, el comportament dels quals és molt conegut per a sistemes equilibrats. Però per a algunes aplicacions de potència, com en el cas dels avions o per sistemes de corrent directe d'alta tensió (HVDC), entre d'altres, es requereix un nombre més gran de polsos [46]-[47], el que complica el seu anàlisi.

### 2.5.1. Rectificador en pont monofàsic

El circuit equivalent d'un rectificador monofàsic es pot trobar a diferents referències, com per exemple els mostrats a les referències [48] i [49]. En aquest cas el circuit equivalent consta d'una font de corrent continu, el valor de la qual és el valor absolut de la tensió d'alterna (monofàsica o bifàsica):

$$V_{DC}(wt) = \|V_{an}(wt)\| \quad \text{o} \quad V_{DC}(wt) = \|V_{ab}(wt)\| \quad (2.55)$$



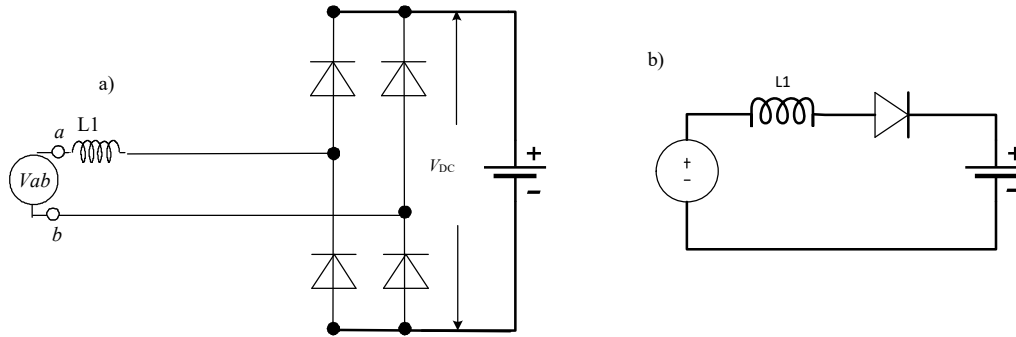


Figura 2. 29 Rectificador monofàsic: a) Esquema, b) Circuit equivalent

Si el pont rectificador treballa en forma de conducció contínua llavors la tensió de la font a la Figura 2. 29 b) serà la imposada per les fases *ab* de l'esquema a) i el seu valor és igual al valor absolut de la tensió *V<sub>ab</sub>*, però si la càrrega no és resistiva pura, i per exemple també es connecta un condensador amb capacitat suficient, com per emmagatzemar i subministrar el corrent necessari a la càrrega resistiva llavors hi ha discontinuïtat, i el circuit equivalent de la Figura 2. 29 no és vàlid. En aquest cas s'ha d'analitzar per separat el circuit en conducció continu Figura 2. 30 (a) i el de descàrrega Figura 2. 30 (b) que consta d'un circuit RC, a on *C* és el condensador del filtre, *I<sub>c</sub>* és el corrent de càrrega i *I<sub>d</sub>* és el corrent de descàrrega. La Figura 2. 30 mostra els circuits equivalents pels trams de conducció contínua (Figura 2. 30(a)) i conducció discontinua (Figura 2. 30(b)), tenint en compte el filtre del bus de contínua.

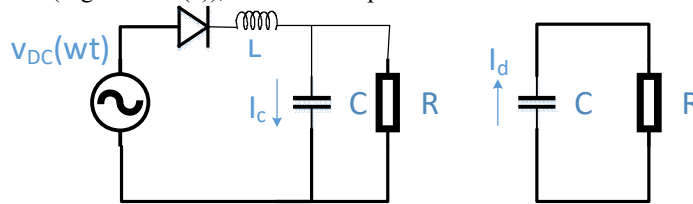


Figura 2. 30 Descomposició del circuit equivalent: a) interval de conducció contínua, b) interval de conducció discontinua

De la voluntat inicial d'estudiar tot en un únic circuit equivalent, ja es presenten dos possibles estats diferents dintre d'un període d'ona d'alterna d'entrada, que s'han de representar per circuits equivalents diferents, segons estiguin en una condició de continuïtat o no. El comportament dinàmic d'un rectificador de dos polsos es pot analitzar mitjançant l'equació diferencial que el defineix [22]–[24], per exemple, aquest tipus d'estudi es desenvolupa a [50] per l'estudi d'un "buck-converter" representat per *P<sub>L</sub>*, una càrrega de potència constant, mitjançant les equacions diferencials amb variables d'estat, on és dona una expressió de la tensió de sortida del rectificador, si *i<sub>L</sub>*>0 i *v<sub>c</sub>*>0.

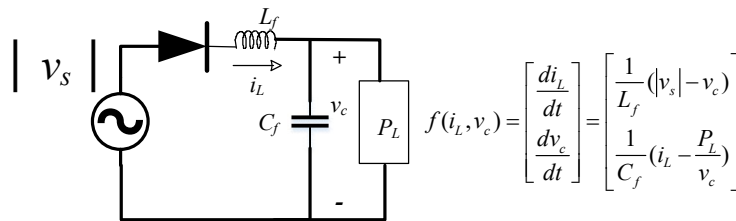


Figura 2. 31 Circuit equivalent per una càrrega de potència constant i l'equació diferencial a considerar, segons [24]

El circuit equivalent que proposa aquesta referència és similar al circuit proposat en aquest manuscrit per a *p* polsos.

### 2.5.2. Rectificador en pont trifàsic

Pel que fa als rectificadors de 6 polsos, també es pot estudiar fàcilment sempre que el sistema de tensions d'alimentació  $abc$  siguin equilibrades a l'entrada i tinguem conducció continu a la sortida. Serà fàcil perquè els instants de temps de commutació són idèntics en cada període i les expressions analítiques són ben conegudes [51].

El rectificador de pont de díodes trifàsic (díode bridge -DB-) és un convertidor CA/CC àmpliament estudiat Figura 2. 32. En general, es complementa amb un filtre LC de sortida de corrent continu format per la bobina  $L_{dc}$  i el condensador  $C$ . També es pot considerar la inductància d'entrada  $L_s$  equivalent de la xarxa aigües amunt del rectificador. La càrrega CC habitualment es modelitza com una resistència equivalent  $R_L$ . Aquest convertidor de díodes és no controlat, per tant els instants de commutació es determinen exclusivament per la condició natural del circuit.

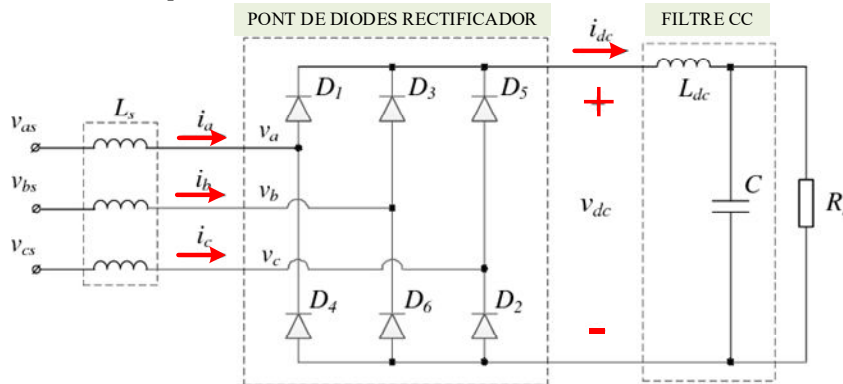


Figura 2. 32 Rectificador en pont trifàsic

Sota el subministrament equilibrat simètric, les tensions del terminal del rectificador es poden representar com

$$V_{abc} = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \hat{V} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \varphi) \\ \cos(\omega t + \varphi - 2\pi/3) \\ \cos(\omega t + \varphi + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

Aquestes depenen del temps i de la màxima tensió de fase, de  $\omega$  que és la pulsació elèctrica de subministrament i  $\varphi$  és l'angle de fase inicial. La funció de commutació dels díodes es pot donar de la manera següent:

$$S_{abc} = \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \varphi) \\ \cos(\omega t + \varphi - 2\pi/3) \\ \cos(\omega t + \varphi + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

La funció de commutació (2.57) defineix les relacions d'entrada-sortida del pont del díode:

$$v_{dc} = S_{abc}^T V_{abc} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \hat{V} \quad (2.58)$$

A la Figura 2. 33 (b) és proposa un circuit equivalent on el llaç del corrent es tanca mitjançant dues bobines i dos díodes, en sèrie amb una font d'entrada on la tensió dependrà dels valors màxims i mínim de les tensions de fase en cada instant.

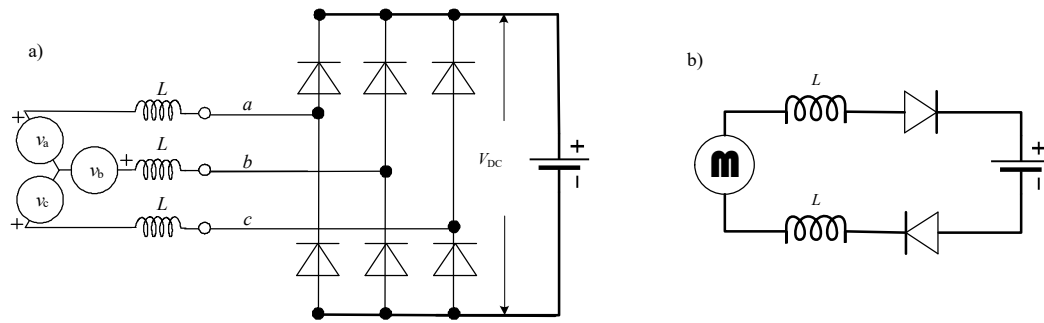


Figura 2. 33 Rectificador trifàsic: a) Esquema, b) Circuit equivalent

L'estudi en condicions equilibrades es pot trobar en diverses referències [35], [36], però en condicions desequilibrades el problema és més complicat. Però també es poden trobar diferents propostes essent una de les més habituals la utilització del desenvolupament en sèrie de Fourier, tal com es mostra a l'equació (2.59)

$$v_{DC}(wt) = \frac{V_0}{2} + \sum_{h=1,2,\dots}^{\infty} (a_h \cosh wt + b_h \sinh wt) \quad (2.59)$$

Amb aquesta representació enlloc de tenir una única font equivalent hi haurien connectades en sèrie una font de continua pel valor mig de la funció i una font d'alterna per cada harmònic, sempre i quan el rectificador treballi en mode de conducció continua i els voltatges d'alimentació siguin periòdics però poden ser desequilibrats.

$$v_{DC}(wt) = v_{DC}(wt + 2\pi) \quad (2.60)$$

Podem trobar exemples d'estudi en diferents articles a on s'utilitza l'aproximació per sèries de Fourier [52]-[53], és diu que és una aproximació ja que a la pràctica l'equació (2.59) el terme  $h$  tindrà un valor finit, si el sistema és equilibrat  $h$  comença en el número de polsos de l'ona  $h \geq p$ . Però si és desequilibrada el primer harmònic i el més important, amb més amplitud és el segon.

Una segon enfocament de la solució, des del punt de vista del càlcul analític, per a sistemes trifàsics  $abc$  desequilibrats serà descomposar el sistema  $abc$  amb components simètriques així el desequilibri ens quedarà amb un sistema  $abc$ -directe, un  $abc$ -invers (de seqüència inversa), i un homopolar. Com és mostra a les referències [54],[55].

### 2.5.3. Rectificador en pont m-fàsic

Els rectificadors de més de tres fases, com per exemple el de sis fases i 12 polsos descrit a la referència [38], són utilitzats als sistemes elèctrics dels avions. En aquesta referència s'estudia l'estabilitat i la regulació de la tensió pel sistema elèctric de l'avió. El circuit elèctric corresponent al rectificador és mostra a la Figura 2. 34. En aquesta figura el transformadors TRAF0 1 i TRAF0 2 permeten passar d'un sistema trifàsic a uns sistema hexafàsic. Al dispositiu d'acoblament es realitza la connexió en sèrie o paral·lel dels dos ponts rectificadors trifàsics.

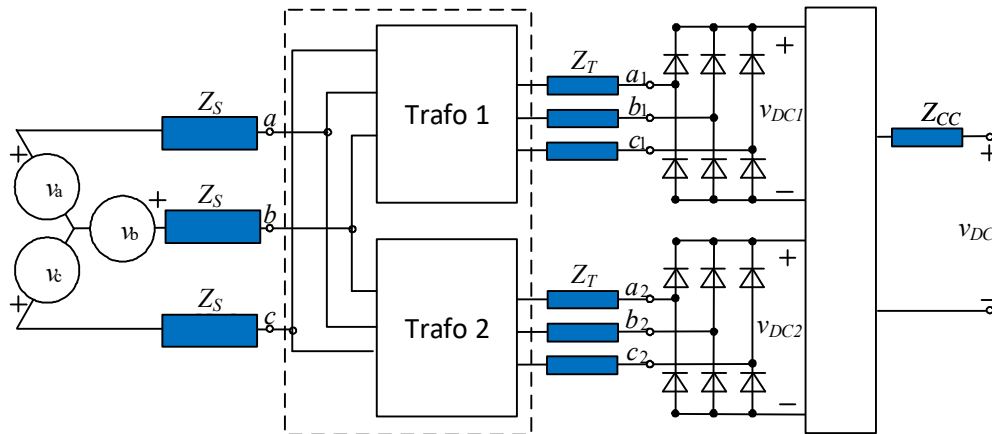


Figura 2. 34 Circuit elèctric del rectificador de 12 polsos

En aquesta referència es proposa el circuit equivalent mostrat a la Figura 2. 35, que permet estudiar el valor mig de la tensió del bus de continua. A on  $V_s$  és el valor eficaç de la tensió de línia d'entrada,  $R_s$  i  $L_s$  són els paràmetres de la impedància equivalent aigües amunt del rectificador,  $R_{TX}$  i  $L_{TX}$  són els paràmetres de la impedància del transformador referida al secundari,  $N$  és la relació de transformació dels dos transformadors,  $\gamma$  té valor 1 pel rectificador tipus paral·lel i 2 pel rectificador tipus sèrie. La caiguda de tensió deguda a la commutació es té en compte a les resistències  $(3w_s/2\pi i) \cdot L_s$  i  $(3w_s/2\pi i) \cdot L_T$ .

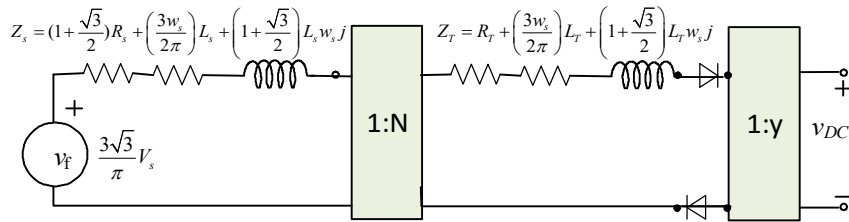


Figura 2. 35 Circuit equivalent del model pro-mitja del rectificadors de 12 polsos [8]

Les impedàncies del primari i del secundari del transformador, i els efectes dels rectificadors, així com el voltatge de la font equivalent es mostren a la següent equació:

$$\begin{aligned}
 Z_s &= \left(1 + \frac{\sqrt{3}}{2}\right) R_s + \left(\frac{3w_s}{2\pi}\right) L_s + \left(1 + \frac{\sqrt{3}}{2}\right) L_s w_s j \\
 Z_T &= R_T + \left(\frac{3w_s}{2\pi}\right) L_T + \left(1 + \frac{\sqrt{3}}{2}\right) L_T w_s j \\
 V_{DC} &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_s
 \end{aligned}
 \tag{2.61}$$

El desplaçament de l'angle dels voltatges que proporcionen els dos transformadors, al tenir índex horari diferent, s'utilitza per augmentar el nombre de polsos, mentre que les bobines d'acoblament connectades a la banda de corrent continu permeten operar de manera independent cada rectificador. Si no es connecten les bobines d'acoblament apareixen corrents circulant entre els rectificadors provocant un mal funcionament, pel que si no s'utilitzen es només per motius econòmics.

Les interaccions entre dos ponts rectificadors de sis polsos que funcionen sense bobines i amb bobines d'acoblament s'han estudiat al capítol 2.2 i 2.3 on es descriuen i analitzen de forma exhaustiva. Es calculen les formes d'ona als rectificadors i a la càrrega, i es comenten els seus components harmònics. L'eliminació de les bobines d'acoblament influeix considerablement en el disseny del transformador rectificador tal como es mostra a la referència [56].

**2.5.4. Circuit equivalent en dq0 per pont rectificador de 18 polsos.**

Membres de "Institute of Aerospace Technology" de la Universitat de Nottingham presenten un model funcional per Unitats Rectificadores en AutoTransformadors (ATRU) de polsos simètrics per a aplicacions de MEA [57] L'ATRU és considerada la forma més fiable d'aplicar-se fàcilment a MEA. No s'ha trobat cap model d'ATRU adequat per a condicions desequilibrades o defectuoses en aquest moment.

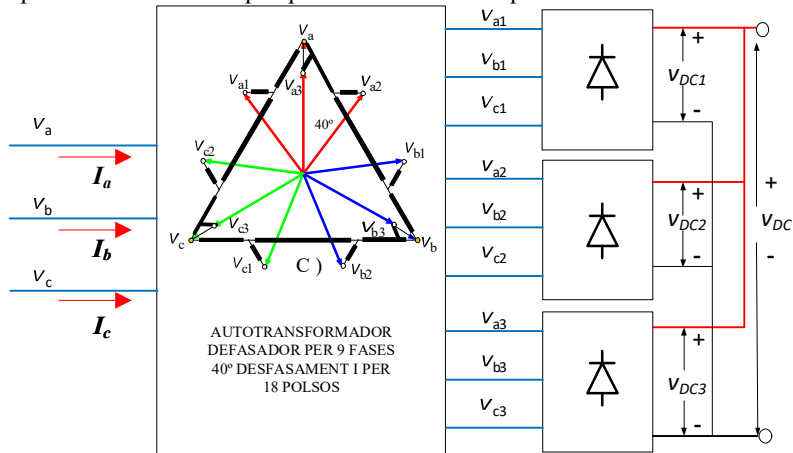


Figura 2. 36 Esquema d'un ATRU Simètric de 18 polsos

Però aquest nou circuit equivalent és basa en models funcionals adequats tant per a condicions equilibrades com desequilibrades, amb un procés matemàtic associat a l'esquema de la Figura 2. 37. Amb gran aproximació al model promitjat ("AM" Average Model).

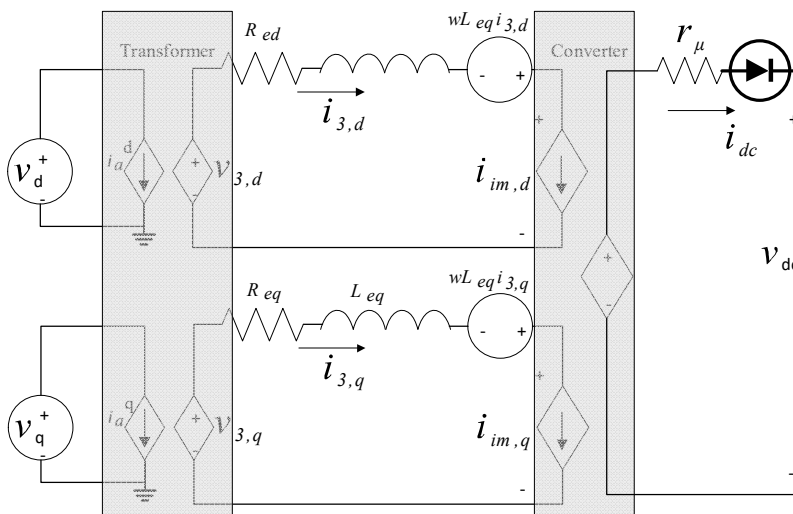


Figura 2. 37 ATRU Simètric de 18 polsos model en components dq [30]

Aquest circuit equivalent és basa en el fet de que la tensió i el corrent continu estan fortament relacionats amb els vectors de tensió i corrent dels terminals de CA dels ATRU, també han desenvolupat un model funcional per als ATRU asimètrics.

Els models funcionals desenvolupats són validats mitjançant simulació i experimentació. L'eficiència del model desenvolupat també es demostra comparant amb els models de commutació detallats corresponents. El model funcional desenvolupat mostra una millora significativa de l'eficiència de la simulació, especialment en condicions equilibrades i permeten estudiar els sistemes commutats, controlats.

- En primer lloc el model "A.M." compleix tres propòsits a l'anàlisi d'un sistema de gran potència amb elements controlats: En primer lloc, el model proporciona resultats constants i transitoris, de manera que es minimitzen les despeses computacionals i les inestabilitats numèriques.
- En segon lloc, el model valora l'estabilitat del sistema tant a escala global com local.
- Finalment, el model promitjat es utilitza per realitzar estudis paramètrics, millorant el disseny d'equips rectificadors.

Les formes d'ona del model de commutació presentades contenen harmònics d'alt ordre tant en les variables AC com DC. Per avaluar el funcionament en estat estacionari del sistema, només són d'interès els valors del primer harmònic. Per això, el model promitjat només té en compte la freqüència fonamental.

En la majoria de sistemes de commutació, el model promitjat s'obté calculant la mitjana sobre un interval de commutació. Durant aquest interval de commutació, el contingut de commutació d'alta freqüència s'elimina o es calcula un valor mig. Aquesta funció de mitjana, de vegades denominada "mitjana mòbil", es descriu a la referència [23] i es mostra a l'equació (2.62). El valor calculat canvia de període de commutació a període de commutació a mesura que el sistema vagi trobant perturbacions de baixa freqüència

$$\hat{x}(t) = \frac{1}{T_S} \int_{t-T_S}^t x(\tau) d\tau \quad (2.62)$$

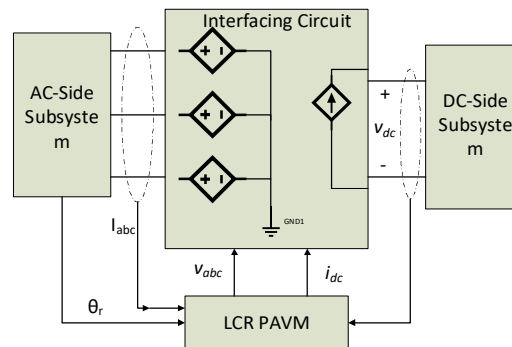


Figura 2. 38 Parametric average-value modeling (PAVM)

També s'han proposat d'altres alternatives com la "Parametric Average Modeling" (PAVM) que es veu en la Figura 2. 38. Que els investigadors de l'Universitat de Vancouver han desenvolupat models promitjats com el que es mostra a la figura anterior i porten molts articles publicats [58], [59], [60], [61], [62], [63], [64], [65]

### 2.5.5. Modelització funcional ràpida del pont rectificador a diodes mitjançant fasors dinàmics

La següent proposta de circuit equivalent que es mostra a la Figura 2. 39, utilitza com a variables externes les tensions de fase  $v_a$ ,  $v_b$  i  $v_c$ , que són transformades en variables  $dq$ . Les tensions transformades  $v_d$  i  $v_q$  s'utilitzen per calcular el valor de la font controlada  $v_{dc}$ , en funció de la configuració del TRU o de l'ATRU. El circuit de CC, format per aquesta font, les impedàncies del transformador, el filtre i la càrrega es pot resoldre plantejant les equacions diferencials corresponents, i d'aquesta forma obtenir el corrent  $i_{dc}$ , que es transforma en variables  $dq$ , en funció de la configuració del TRU o de l'ATRU, i finalment aquestes es converteixen a variables  $abc$ , determinant els corrents  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  de la xarxa. Conegudes les variables d'entrada, el circuit de CC, el estat previ de càrrega de la tensió en el condensador, llavors és pot determinar la tensió als bords de sortida del rectificador, el corrent CC a la càrrega i els corrents CA a l'entrada del sistema de potència.

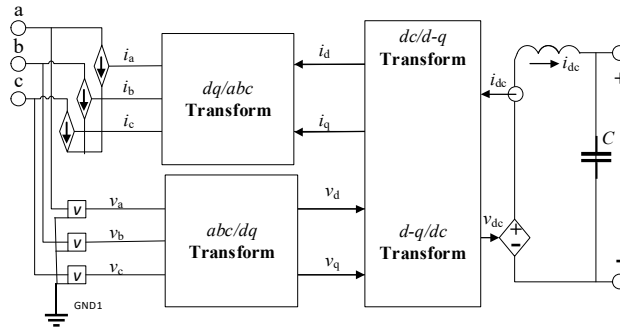


Figura 2. 39 Blocs de treball de coordenades abc a dq

Per entendre i aprofundir en el concepte de Fasors dinàmics, es recomana referir-se a la teoria bàsica [66]. El concepte fasor dinàmic suposa que una forma d'ona gairebé periòdica de domini temporal pot ser representada a l'interval  $(t-T, t]$  per una sèrie de Fourier següent:

$$x(\tau) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} X_h(t) e^{jh\omega_s \tau} \quad \tau \in (t-T, t) \quad \text{on } \omega_s = 2\pi/T \quad (2.63)$$

On  $T$  el període fonamental de la forma d'ona.  $X_h(t)$  és el  $h$ -coeficient de Fourier en forma complexa a què es fa referència com a Fasor Dinàmic i determinat de la manera següent:

$$X_h(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\tau) e^{-jh\omega_s \tau} d\tau = \langle x \rangle_h \quad (2.64)$$

on  $h$  és l'índex del Fasor Dinàmic (FD) i els claudàtors angulars  $\langle \rangle$  s'utilitzen per a indicar variables de domini FD. En contrast amb la transformació tradicional de Fourier (FT), aquests coeficients de Fourier varien en el temps a mesura que l'interval d'integració (finestra) llisca amb el temps.

A continuació, el FD representa la variació del component de freqüència específic al llarg del temps. La precisió requerida de l'aproximació de la variable del domini temporal és pot aconseguir mitjançant la selecció adequada d'un conjunt FD  $h$  per a una tasca de modelatge determinada. Per exemple, per a variables i senyals similars a CC, el conjunt d'índex només inclou el component  $h = 0$ , i per a les merament sinusoidals  $h = 1$ .

Un factor clau per desenvolupar models dinàmics basats en FD és la relació entre les derivades de la variable  $x(t)$  i els derivades dels  $h$  coeficients de Fourier [66] :

$$\left\langle \frac{dx}{dt} \right\rangle_h = \frac{dX_h(t)}{dt} + jh\omega_s X_h(t) \quad (2.65)$$

Als article [33], [67]-[68], trobem diferents exemples del ús de Fasors dinàmics pel càlcul del comportament de sistemes de potència.

## 2.6. Voltatges instantanis

Tant l'estudi del valor mig com l'estudi dels valors instantanis, es veu facilitat amb la potència de càlcul dels ordinadors actuals que poden utilitzar una gran quantitat de dades, i realitzar milers de càlculs per període utilitzant passos de càlcul adequats.

A més és possible utilitzar sistemes de mesura per realitzar milers de lectures per període, que permeten validar els valors instantanis calculats. Tot i això els mètodes matemàtics sempre seran aproximats degut als múltiples factors que poden afectar a la part experimental i que difícilment es tindran en compte a les equacions plantejades. Dintre d'aquest efectes difícilment quantificables a les equacions es poden trobar els efectes de commutació, diferències entre díodes, caigudes de tensió als díodes, efectes de la temperatura, els efectes de les pèrdues d'energia, els desequilibris a la xarxa entre diferents períodes, etc. En definitiva, hi ha una gran casuística difícilment quantificables que provoca que hi hagi petites diferències entre períodes.

Es fàcil llegir en sistemes de mesura, com amb el oscil·loscopi per exemple amb molts canals i milers de lectures per període. Però també es poden generar matemàticament amb equacions i passos incremental de temps molt i molt petits. Tots dos mètodes el experimental amb lectura i el matemàtic amb les expressions temporals han de ser aproximats, però mai seran exactament igual.

## 2.7. Faltes per díode fos o en circuit obert

Tot element actiu, té una vida útil. Aquesta depèn en gran mesura de l'ús que se'n realitzi. Això també passà amb els ponts rectificadors, tots ells algun dia deixaran de funcionar. I el final serà de no conducció, fos, com si el circuit estigués obert al díode. També pot ser que el díode estigués en curtcircuit, hora en conducció contínua, sense bloquejar-se amb el corrent invers. Aquesta últim defecte és més perillós, ja que pot haver-hi grans corrents de curtcircuit, fent saltar totes les proteccions magneto-tèrmiques del circuit elèctric.

Els ponts rectificadors de gran potència han de satisfer algunes condicions, com la de reduir el límit d'harmònics a la xarxa, l'amplada de la tensió de sortida de corrent continu, complir amb la compatibilitat electromagnètica (EMC), l'eficiència o la mida [8]. Alguns dels avantatges de tenir menys harmònics són l'augment de la potència transmesa, la regulació del sistema i la millora del control intel·ligent (per exemple, en la detecció i el diagnòstic de fallades).

La fallada dels semiconductors es pot dividir en fallades intrínseques i extrínseques depenent de diferents factors. Tanmateix, la fallada intrínseca relacionada amb el disseny i la fabricació de components està relacionada amb esdeveniments de sobrecàrrega estàtica o dinàmica (elèctrica, tèrmica, mecànica o radiativa), cicles de vida, males aplicacions, errors o accidents de manipulació [69].

Les alteracions causades per diversos components del sistema elèctric poden injectar harmònics al sistema i, per tant, les unitats rectificadores amb transformador (TRU) s'utilitzen amb el propòsit de millorar la qualitat de la potència del sistema, que s'aconsegueix augmentant el nombre de polsos per període [70]. Els TRU multi-polsants s'utilitzen també a la indústria aeroespacial pel correcte compliment dels requisits descrits a les normes per a components convencionals com IEEE 519 o la MIL-STD 1399 norma dels militars d'estats Units per equips elèctric, electrònics, d'ús militar com els exemples que es destaquen en els articles [7], [40], [41], [71], [11], [72]. Aquestes unitats TRUs també s'estan utilitzant per a sistemes de distribució d'energia, aplicacions ferroviàries o per arrencar suaument motors d'inducció de gran potència [8], [71]. Estan formades per un transformador de canvi de fase múltiple que alimenta un conjunt de rectificadors de ponts no controlats trifàsics connectats segons diferents topologies [8], [71]. Les unitats TRU de 12 polsos [8], [40], [41], [71] i les TRUs de 18 polsos [8], [71], [7], [11] són les unitats més habituals.

Les unitats multi-polsos TRUs es poden connectar en dos formes possibles: sèrie (tipus S) i connexió paral·lela (tipus P) com es mostra a la Figura 2. 7. En [73] s'han analitzat el rendiment de les dues connexions en quant a la qualitat de la tensió d'entrada/sortida i els corrents.



En general, les faltes als convertidors de potència es classifiquen en errors per curtcircuit o per circuit obert. Les faltes de curtcircuit es poden detectar fàcilment a causa dels elevats corrents implicats en el procés; no obstant, les faltes en circuit obert són difícils de diagnosticar, ja que no s'aconsegueixen grans magnituds de tensió o corrent, i el sistema continuo funcionant després de la falta en circuit obert amb pitjor rendiment i tensió als components del sistema. Diferents estudis s'han centrat als efectes de les faltes en circuit obert i com afecten a les càrregues, als generadors [6], [74]–[76]. Això és molt important al rectificador dels sistemes generadors on es fa el control de tensió en funció de la tensió de sortida del rectificador.

Les faltes per circuit obert al rectificador multi-polsos tenen conseqüències no només sobre les càrregues [74] sinó també sobre els generadors [75]–[77] i el manteniment intrínsec [6], [69] tal com es discuteix a les referències citades.

Els defectes i faltes en rectificadors no controlats aplicats als accionaments del motor de inducció de tensió i freqüència variable s'estudien en [74], a on és classifiquen els defectes de curtcircuit i circuit obert i es proposa un algorisme basat en l'anàlisi de la tensió de sortida de corrent continu. Una aproximació similar es presenta a [75] on es classifiquen, simulen i detecten tots els modes d'errors de circuit obert en rectificadors trifàsics a partir d'un algorisme k-means basat en la transformada ràpida de Fourier. En [76] es compara el rendiment d'un generador d'imants permanents de cinc fases acoblat a un circuit rectificador de pont complet en faltes de fase de circuit obert amb el del sistema trifàsic també amb un generador d'imants permanents equivalent amb la mateixa tensió de sortida, potència de sortida i per similar volum de la màquina. A [78] els autors es va centrar al manteniment d'alguns dels defectes, especialment en rectificadors multi-polsos. De la mateixa manera, a [6] s'explica com l'extracció d'un o més díodes del rectificador afecta a l'empremta de la tensió de sortida CC.

A la literatura es proposen diversos enfocaments per a l'anàlisi i el diagnòstic de faltes en circuit obert en TRUs de multi-polsos [79]–[81]. En [79], es presenta un algorisme de detecció basat en la signatura harmònica per la falta sobre la tensió de sortida de CC per a set classes diferents d'errors o faltes de circuit obert.

En [80] s'ha presentat un mètode de detecció de fallades per a una fase oberta en el rectificador a díodes trifàsic. La detecció de la falta es basa en la proporció de components harmònics dels harmònics de primer i segon ordre als harmònics del sisè ordre de les ones de la tensió de sortida de CC quan s'obre qualsevol de les tres fases.

En [81] es proposa un mètode anti-falsa alarma, que pot detectar un o dos errors de commutació oberts per a un convertidor d'energia eòlica doblement alimentat, que es basa en la investigació de les característiques dels senyals actuals.

Com es pot veure a la literatura, la majoria dels mètodes de diagnòstic de fallades es basen en la classificació harmònica de la tensió de sortida de corrent continu [79], [80] que provoca decisions imprecises en algunes situacions.

Aquest tesis presenta un nou mètode per detectar els díodes fosos i faltes per circuit obert, sigui per causa del semiconductor, per una desconexió del terminal o d'una protecció afegida, etc., basat en la signatura de la falta sobre la tensió de sortida de corrent continu. Cada falta produeix un efecte diferent sobre la tensió de sortida de CC segons el nombre de díodes defectuosos; la signatura de voltatge de sortida DC presenta diversos mínims i el seu anàlisi proporciona la informació per detectar díodes fosos o una branca on hi ha el circuit obert en TRUs i ATRUs multi-polsos amb una gran precisió de diagnòstic.

## 2.8. Sots de tensió

Els sots de tensió són una conseqüència de faltes greus a la xarxa. Les definicions dels sots de tensió relacionades amb la qualitat del subministrament elèctric aparèixen a les següents normes:

La norma UNE-EN 50160 defineix els sots de tensió com: "disminució brusca de la tensió d'alimentació a un valor situat entre el 90% i el 1% de la tensió declarada  $U_c$ , seguida del restabliment de la tensió després d'un curt lapse de temps. Per conveni, un sot de tensió dura de 10 ms a 1 min. La profunditat d'un sot de tensió és definida com la diferència entre la tensió eficaç mínima durant el sot de tensió i la tensió declarada. Les variacions de tensió que no redueixen la tensió d'alimentació a un valor inferior al 90% de la tensió declarada  $U_c$  no són considerades com a sots de tensió".

La norma IEEE Std 1159-1995, defineix sot de tensió com una disminució de la tensió, en valor eficaç, entre 0.1 i 0.9 pu a la freqüència de la xarxa, per durades compreses entre 0.5 cicles i 1 minut.

Coincidint amb les dues normes un sot de tensió queda caracteritzat pel tipus de sot, per una tensió residual referida a la tensió inicial, que es denominarà profunditat del sot de tensió,  $h$ , ( $0 \leq h \leq 1$ ), i una durada,  $\Delta t$  de tal manera que la tensió pot estar representada per:

$$v(\text{tipus}, h, \Delta t) \tag{2.66}$$

Cada tipus de sot té unes equacions que defineixen cada fase. S'ha seguit la classificació i la matemàtica desenvolupada per Bollen [82] a la que podem trobar les equacions fasorial i les components simètriques a la Taula 2. 5. Com exemple i pel cas més sever es pot veure el sot tipus A a la Figura 2.40, com les tres tensions de fase cauen simultàniament durant el sot de 5,22 períodes, com la tensió del bus de corrent continu per unitat i en color vermell, cau primer progressivament segons el valor del condensador del bus de continua, quedarà estabilitzat en un valor correspon a 1,35 vegades la nova tensió de línia, la tensió durant el sot, i finalment es recupera amb un sobre pic del 14% per l'assaig fet per a un inversor comercial.

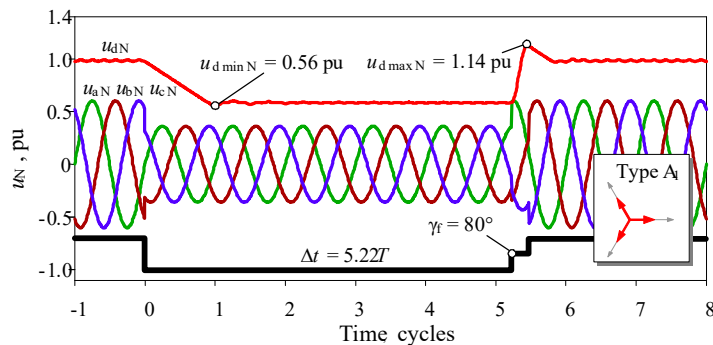


Figura 2. 40 Sot de Tensió Tipus A

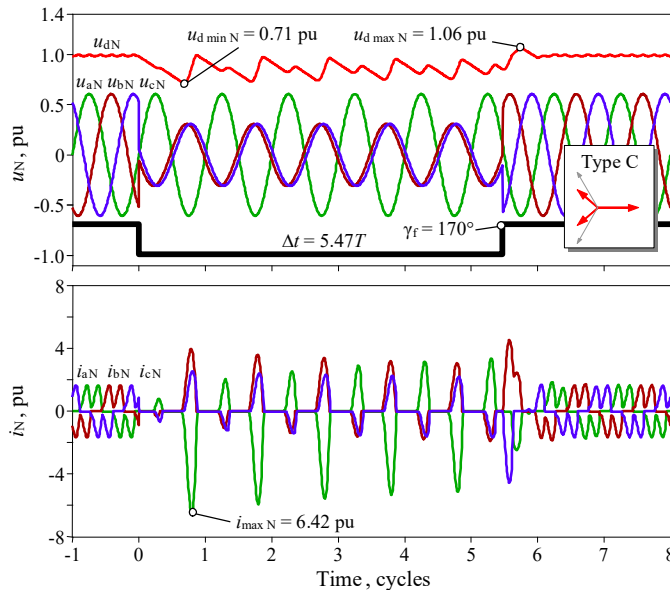


Figura 2. 41 Sot tipus C abrupte, tensions i corrents del rectificador

Un altre exemple de sot es pot veure a la Figura 2.41 en la que en primer lloc es veuen les tensions de fase i la tensió del bus de corrent continu i seguidament els corrents de fase que s'han obtingut en l'assaig en pu (per unitat). Aquest sot es correspon a un sot tipus C que afecta a les fases b i c, d'una durada de 5,47 períodes. En aquest cas es pot observar com els corrents tenen l'efecte de conducció discontinua i que és un sot de recuperació abrupte.

Les equacions que defineixen les tensions de fase segons el tipus de sot i la profunditat del sot, segons Bollen són les que es descriuen en la següent Taula 2. 5.

Taula 2. 5 Expressió de la tensió fasorial en funció de la h i tipus de sot

Tipus	Expresio Fasorial	Diagrama
A	$\underline{V}_a = h\hat{V}$ $\underline{V}_b = -(1/2)h\hat{V} - j(\sqrt{3}/2)h\hat{V}$ $\underline{V}_c = -(1/2)h\hat{V} + j(\sqrt{3}/2)h\hat{V}$	
B	$\underline{V}_a = h\hat{V}$ $\underline{V}_b = -(1/2)\hat{V} - j(\sqrt{3}/2)\hat{V}$ $\underline{V}_c = -(1/2)\hat{V} + j(\sqrt{3}/2)\hat{V}$	
C	$\underline{V}_a = \hat{V}$ $\underline{V}_b = -(1/2)\hat{V} - j(\sqrt{3}/2)h\hat{V}$ $\underline{V}_c = -(1/2)\hat{V} + j(\sqrt{3}/2)h\hat{V}$	
D	$\underline{V}_a = h\hat{V}$ $\underline{V}_b = -(1/2)h\hat{V} - j(\sqrt{3}/2)\hat{V}$ $\underline{V}_c = -(1/2)h\hat{V} + j(\sqrt{3}/2)\hat{V}$	
E	$\underline{V}_a = \hat{V}$ $\underline{V}_b = -(1/2)h\hat{V} - j(\sqrt{3}/2)h\hat{V}$ $\underline{V}_c = -(1/2)h\hat{V} + j(\sqrt{3}/2)h\hat{V}$	
F	$\underline{V}_a = h\hat{V}$ $\underline{V}_b = -(1/2)h\hat{V} - j[(2+h)/\sqrt{12}]\hat{V}$ $\underline{V}_c = -(1/2)h\hat{V} + j[(2+h)/\sqrt{12}]\hat{V}$	
G	$\underline{V}_a = [(2+h)/3]\hat{V}$ $\underline{V}_b = -[(2+h)/6]\hat{V} - j(\sqrt{3}/2)h\hat{V}$ $\underline{V}_c = -[(2+h)/6]\hat{V} + j(\sqrt{3}/2)h\hat{V}$	



### 3 Nou mètode per calcular el voltatge CC per a rectificadors no controlats m-fàsics

#### 3.1. Mètode de l'evolvent convexa "phasorial convex hull" per determinar la tensió mitja del voltatge CC

Per tal de superar tots els inconvenients que presenten els mètodes descrits al capítol 2, es proposa un nou enfoc, anomenat mètode d'evolvent convexa o "phasorial convex hull", per calcular el valor mig de la tensió de sortida dels rectificadors en pont. Aquest mètode es pot utilitzar amb rectificadors de ponts no controlats polifàsics, tant en condicions d'equilibri de tensió de subministrament com de desequilibri, assumint només les hipòtesis habituals de CCM.

El nou enfoc del mètode de l'evolvent convexa dels fasors, permet obtenir el valor mig de  $v_{DC}(\omega t)$  en rectificadors de ponts no controlats de múltiples fases, tant en condicions d'equilibri de tensió de subministrament com de desequilibri aplicant la següent expressió,

$$V_{DC} = \frac{L(\partial\Omega_v)}{\pi}, \tag{3.1}$$

On  $L(\partial\Omega_v)$  és la longitud del límit de la capa convexa fasorial  $\partial\Omega_v$ ,

$$\partial\Omega_v = \bigcup_{m=1}^M S_m \Rightarrow L(\partial\Omega_v) = \sum_{m=1}^M L(S_m). \tag{3.2}$$

$M$  son el numero total de costats o cares del polígon convex, i  $m$  ca d'una de les cares o costats del polígon, La longitud del límit de la capa es la suma de les longituds de cada una de les cares del polígon, segons és veu a la Figura 3. 1 c)

Prova: Sigui  $\Omega$  un domini convex acotat, on  $\theta$  és el angle de  $\Omega$  respecte a l'origen del pla complex de Gauss, I on  $w(\theta)$  és la longitud de la projecció ortogonal del límit convex del domini  $\partial\Omega$  a una recta donada segons la Figura 3. 1

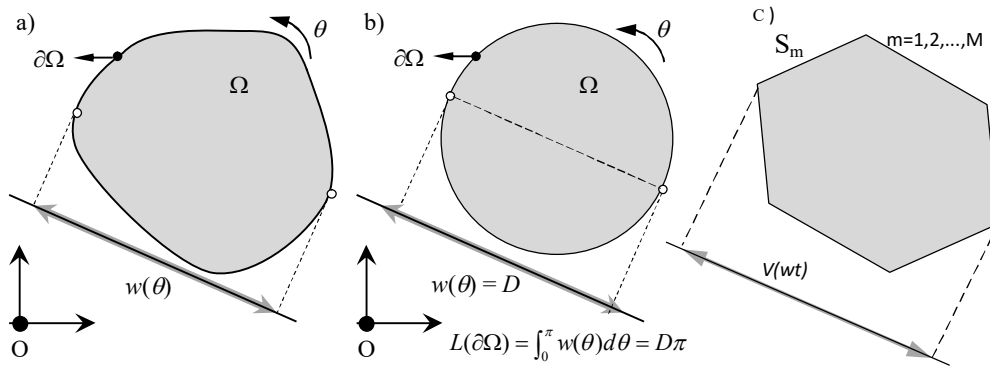


Figura 3. 1 Formula de Cauchy a) Cos convex b) Circumferència c) Polígon convex

Llavors la formula de Cauchy (1841), [83], afirma que la longitud de  $\partial\Omega$ ,  $L(\partial\Omega)$ , es pot determinar de la manera següent

$$L(\partial\Omega) = \int_0^\pi w(\theta) d\theta. \tag{3.3}$$

Com a exemple, per un rectificador en pont no controlat de  $M$  fases com el de la Figura 3. 2, a on els díodes designats per  $D_{ij}$  són els connectats al pol positiu pel càtode i la “ $j$ ” representa la fase on es connectat, de igual forma els díodes  $D_{bj}$  són els connectats pel ànode al pol negatiu. Quant les tensions de la font no són equilibrades, la tensió  $v_{DC}$  presenta la diferència entre els valors màxims i mínims de les tensions presents als díodes directes respecte la present als díodes invers.

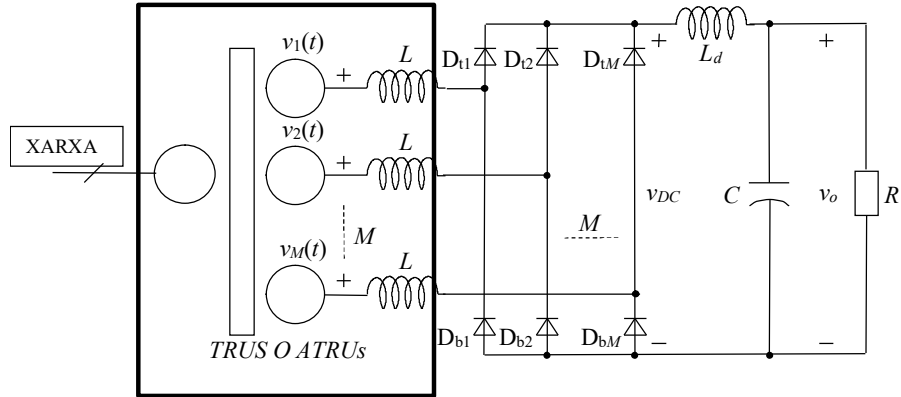


Figura 3. 2 Pont rectificador polifàsic no controlat

Es la tensió entre dos extrems del polígon que formen les diferents tensions  $v_j (wt)$  de fase del TRU o del ATRU previ al rectificador en pont.

La Figura 3. 3 mostra les tensions sinusoidals de la línia de CA  $v_j (wt)$  per  $f = 50$  Hz i la tensió  $v_{DC} (wt)$  d'un pont rectificador no controlat per a sis fases,  $M = 6$  en condicions no equilibrades. A la Figura 3. 3 a) és poden veure les tensions sinusoidals de la font com són d'amplituds i angles irregulars. També es mostra l'empremta o signatura que aquest sistema dóna a la sortida del pont rectificador.

Es pot observar com els díodes del grup superior rectificador, és a dir,  $D_{t1}$  a  $D_{t6}$  a la taula de la Figura 3. 3 b) amb el seu càtode a la tensió de línia de CA més alta i els díodes del grup inferior, és a dir,  $D_{b1}$  a  $D_{b6}$  a la taula de la mateixa figura, amb el seu ànode a la tensió de línia de CA més baixa. Aquests díodes condueixen en diferents interval, en cada interval condueix un dels díodes connectats al càtodes i un dels connectats a l'ànode, tal com s'observa a la Figura 3. 3.a) i s'indica en la taula Díodes ON.

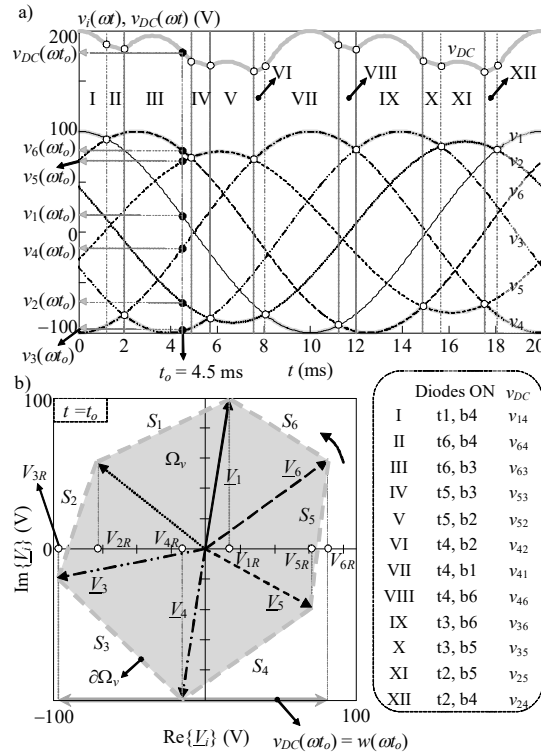


Figura 3. 3 Estudi d'un pont rectificador 6 fase no controlat: a) empremta a la tensió CC de les tensions de fase al pla temporal b) Diagrama al pla de Gauss dels fasors de les tensions corresponents a l'instant  $t_0 = 4,5$ ms

A la Figura 3. 3 b) és representen els vectors de les tensions en un instant  $t_0$  també es marcat el polígon convex evolucionant dels vectors. En aquest cas totes les sis fases de la font aporten energia al sistema, ja que cap d'elles construiria un polígon no convex. També s'han projectat els extrems del vector sobre la recta de l'eix real, en  $t_0$  s'observa que l'extrem més positiu és la projecció de  $V_6$ , denominat  $V_{6R}$ . I el més negatiu és l'extrem projectat pel vector  $V_3$ , denominat  $V_{3R}$ . El segment que va del punt màxim projectat al mínim projectat de l'evolvent convexa, és el valor de tensió instantània a la sortida del pont rectificador. Per l'exemple presentat, a l'instant  $t_0 = 4,5$ ms i a la figura a) es mostra que les projeccions  $V_{6R}, V_{5R}, V_{1R}, V_{4R}, V_{2R}, V_{3R}$  és corresponen amb el valor instantani de les ones sinusoidals.

Com el sentit de  $\omega t$  és positiu, els angles roten en sentit antihorari, per això l'extrem del vector  $V_5$  serà el nou màxim, quan es passi de l'interval III a l'interval IV, canviant el díode directe que condueix. En aquest cas és passa del  $D_{16}$  al  $D_{15}$ , però no l'invers, i la tensió a la sortida del rectificador passa a ser  $v_{53}$  enlloc de  $v_{63}$ .

L'interval IV finalitza amb el canvi de conducció del díode invers, deixa de conduir el díode  $D_{b3}$  per fer-ho el díode invers  $D_{b2}$ , i la tensió de l'interval és  $v_{52}$  enlloc de  $v_{53}$ , com es pot veure a la gràfica temporal i a la taula de díodes en conducció (díodes ON). Aquestes tensions compostes es poden trobar per la diferència de les tensió simple o de fase. El concepte de tensió de fase es manté, però ara les tensions compostes o de línia no es corresponen a la tensió d'una cara del polígon, ja que tenim més de tres cares, i no estem parlant d'un triangle evolucionant.

Així, la tensió  $v_{DC}(\omega t)$  és igual a la diferència entre els valors màxim i mínim de les tensions de fase de CA, és a dir, els voltatges de línia a línia de CA, en cada moment de conducció dels díodes superior i inferior (Figura 3. 3 (a)), és a dir:

$$v_{DC}(wt) = \max \{v_i\} - \min \{v_i\} \quad 1 \leq i \leq M \quad (3.4)$$

Les tensions sinusoidals de la línia de CA es poden representar amb fasors al pla complex segons:

$$V_i(wt) = V_i \cos(wt + \alpha_i) = \operatorname{Re} \left\{ \vec{V}_i e^{j\omega t} \right\} \quad (i=1 \dots M) \quad (3.5)$$

on  $\vec{V}_i = V_i e^{j\alpha_i}$  són els fasors de tensió del fasor equivalent en pla de Gauss per les fonts de tensió de CA. Per tant, es pot deduir de (3.4) i (3.6) el següent:

$$v_{DC}(wt) = \max \left\{ \operatorname{Re} \left\{ \vec{V}_i e^{j\omega t} \right\} \right\} - \min \left\{ \operatorname{Re} \left\{ \vec{V}_i e^{j\omega t} \right\} \right\} \quad 1 \leq i \leq M \quad (3.6)$$

La Figura 3. 3(b) mostra la representació del diagrama fasorial de les tensions de la línia de CA a la Figura 3. 3 (a) (és a dir,  $V_i$  amb  $i = 1$  fins a 6) a l'instant  $t_0 = 4,5$  ms. Es pot observar que les parts reals dels fasors (és a dir, les projeccions ortogonals  $V_{iR}$  dels fasors a l'eix horitzontal) a la Figura 3. 3(b) són els valors de les tensions de línia de CA a la Figura 3. 3 (a) al instant de la representació del fasor, és a dir,  $\operatorname{Re} \{V_i\} = V_{iR}$  a la Figura 3. 3(b) són iguals a  $v_i(wt_0)$  a la Figura 3. 3 (a). Segons (3.6),  $v_{DC}(wt)$  a cada instant de temps és igual a la diferència entre la part real més alta i la més baixa de la fase de tensió de línia de CA en aquest moment, per l'instant " $t_0$ ": (per exemple,  $v_{DC}(wt_0) = \operatorname{Re} \{V_6\} - \operatorname{Re} \{V_3\} = V_{6R} - V_{3R}$ ).

A la Figura 3. 3(b) també es representa la evolvent convex  $\Omega$ , del conjunt d'extremes dels fasors de tensió de línia de CA (evolvent convex fasorial) a l'instant  $t_0 = 4,5$  ms, que es defineix com la regió convexa més petita que enllaça tots els extrems del conjunt. Es pot assenyalar que la diferència entre la part real amb major valor absolut i la negativa en major valor absolut a la Figura 3. 3(b) equival a la longitud  $w$  de la projecció ortogonal del límit de la capa convexa fasorial a l'eix horitzontal a l'instant de la representació fasor, és a dir, tots dos  $\operatorname{Re} \{V_6\} - \operatorname{Re} \{V_3\} = V_{6R} - V_{3R}$  i  $w(wt_0)$  són iguals a la Figura 3. 3 (b). Això es pot generalitzar a qualsevol instant de temps, cosa que suposarà

$$\max \left\{ \operatorname{Re} \left\{ \vec{V}_i e^{j\omega t} \right\} \right\} - \min \left\{ \operatorname{Re} \left\{ \vec{V}_i e^{j\omega t} \right\} \right\} = W(wt) \quad 1 \leq i \leq M \quad (3.7)$$

En conseqüència, es pot deduir de (3.6) i (3.7) això

$$V_{DC}(wt) = W(wt) \quad (3.8)$$

Considerant (3.8),  $v_{DC}(\omega t)$  a cada instant de temps és igual a  $w(\omega t)$  (vegeu l'exemple a la Figura 3. 3(b)). Per tant,

$$\frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} v_{DC}(\omega t) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} w(\omega t) d(\omega t). \quad (3.9)$$

En conseqüència, es pot deduir de (3.8) i (3.9) això que es volia demostrar

$$V_{DC} = \frac{L(\partial\Omega)}{\pi}. \quad (3.10)$$

### 3.2. Mètode de l'evolvent convexa aplicat a ponts rectificadors m-fàsics

Demostració i validesa de la fórmula de Cauchy per a formes poligonals on l'evolvent convexa no és derivable a tots els punts.

- Què és vol demostrar?

Es vol demostrar la validesa de la fórmula (3.1) per a polígons. És a dir, la projecció mitja ortogonal de qualsevol polígon convex, regular o irregular, que giri a velocitat constant, des de qualsevol punt de



l'espai (intern o extern al polígon), sobre qualsevol recta de l'espai fixa (la recta de projecció no gira), és igual al perímetre del polígon dividit entre la constant  $\pi$ .

$$\overline{P_{projection}} = \frac{Perimeter}{\pi} \quad (3.11)$$

El primer polígon que es pot formar és el triangle, definit per tres puntes A, B, C des del punt de rotació O (Figura 3. 4). En aquest cas tenim:

$$\overline{P_{projection}} = \frac{|AB| + |BC| + |CA|}{\pi} \quad (3.12)$$

El següent polígon que podem formar és el quadrilàter, definit per quatre puntes A, B, C, D des del punt de rotació O (Figura 3. 5). En aquest cas tenim:

$$\overline{P_{projection}} = \frac{|AB| + |BC| + |CD| + |DA|}{\pi} \quad (3.13)$$

En tots els casos, els extrems del segment de la projecció a, b, c, ... és corresponen als punts extrems A, B, C, ... del polígon. Quant canvia el punt de projecció tenim tots els punts del costat del polígon alineats perpendicularment a la recta eix projectat, i els dos extrems del segment ho són alhora sobre el mateix punt. És el moment del canvi d'extrem. Pel cas de la Figura 3. 4 quant el segment CB és perpendicular a la recta de projecció, els punt projectats c i b son superposats, és el instant de canvi de conducció de díodes inversos, del díode associat al extrem B que deixa de conduir al díode directe associat al extrem C que inicia la conducció del díode d'ànode comú. Fins aquest instant la projecció inferior corresponia al punt b i a partir d'ara ho farà el punt c.

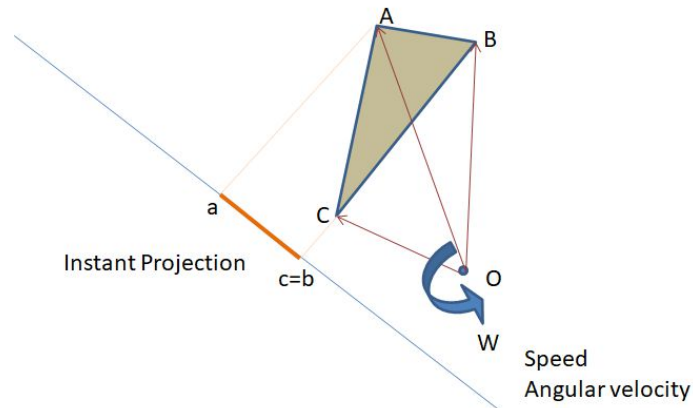


Figura 3. 4 Projecció d'un triangle sobre una recta

Mentre que al cas del triangle els costats del triangle són els que fan l'ombra, son els responsables de la projecció inicialment el segment projectat es el que és correspon amb el vector AB i ara canvia per ser la projecció del segment, del costat, vector CA, en els quadrilàteres ho són les diagonals. A l'exemple mostrat a la Figura 3. 5 és la diagonal AC la responsable de la projecció ortogonal sobre la recta.

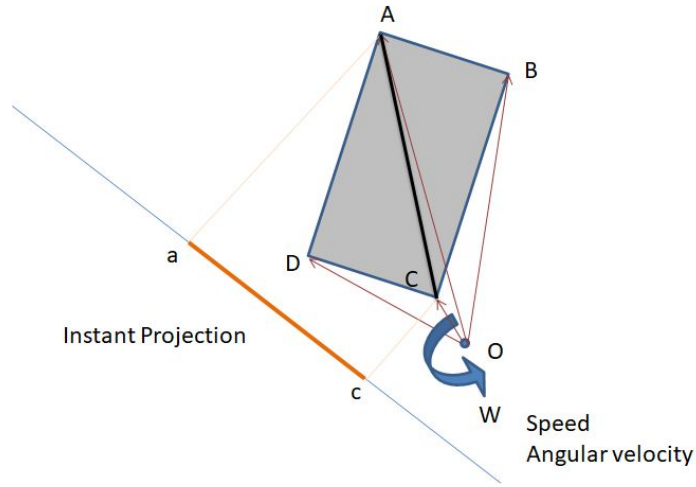


Figura 3. 5 La projecció del rectangle, és igual al de la diagonal AC

Si tenim una recta paral·lela a la recta desitjada qualsevol que passi pel centre de gir O, que també és el centre d'origen de tots els vectors, la projecció ortogonal és la mateixa en totes dues rectes paral·leles. I el mateix passa per totes les rectes que tenen el mateix vector director ( $\alpha$  és el vector director unitari d'aquestes rectes a la Figura 3. 6).

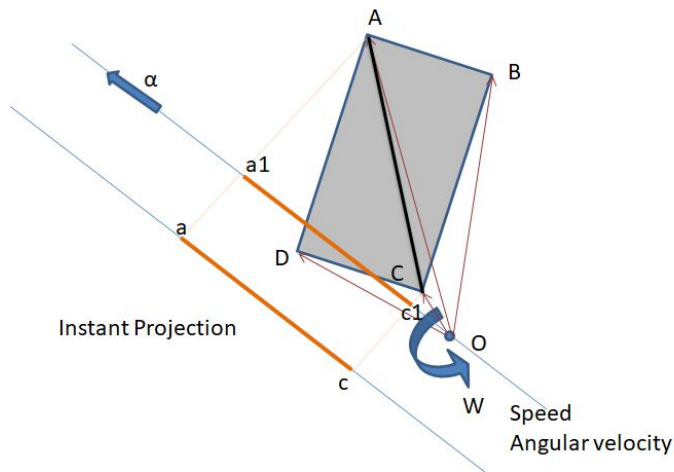


Figura 3. 6 Projecció sobre la recta que passa per l'eix de rotació O

Per un sistema pentafàsic de tensions, el polígon que defineixen les tensions de fase és un pentàgon, definit per cinc puntes A, B, C, D i E ara per un punt de rotació interior la projecció o l'ombra sobre la recta de projecció a la Figura 3. 7 és el valor  $be$  ( En color vermell) i la tensió mitja del rectificador es igual a la projecció mitja en una rotació completa, que equival a un període de una ona de tensió de fase. El valor mig pren per valor:

$$\overline{P_{rojection}} = \frac{|AB| + |BC| + |CD| + |DE| + |EA|}{\pi} \tag{3.14}$$

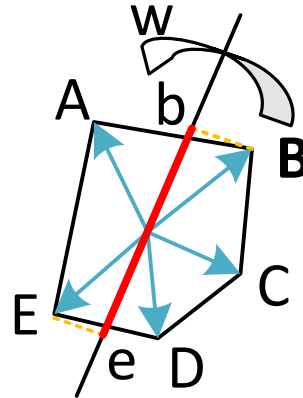


Figura 3. 7 Projecció d'un pentàgon sobre una recta

Si bé els casos comentats corresponents a un triangle o a un pentàgon, es poden aplicar als sistemes de tensions trifàsics i pentafàsics, també és cert que cada vegada hi ha una major tendència a augmentar el nombre de fases, per exemples en aplicacions navals, aerogeneradors, aeronaus o aplicacions militars. És a dir, en aquelles aplicacions en que es vol incrementar la continuïtat de servei, reduir el contingut harmònic o incrementar el parell.

El cas extrem, amb el numero infinit de vectors e infinits costats descrivint una circumferència, és el cas més evident és quant tots els punts del polígon, són extrems, i per tant la projecció ortogonal sobre la recta és sempre el diàmetre de la circumferència, com es pot comprovar, en la següent Figura 3. 8

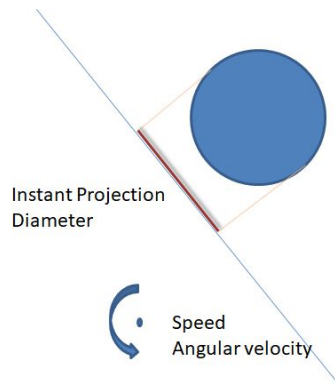


Figura 3. 8 Projecció d'un polígon de infinits extrems, com la circumferència

I Matemàticament:

$$\overline{P_{\text{projecció}}} = \frac{\text{Perimetre}}{\pi} = \frac{2\pi R}{\pi} = \text{Diameter} \quad (3.15)$$

Per a la demostració és considera un polígon convex de  $n$  puntes i  $n$  costats, que gira a velocitat constant des del punt origen de vectors. On els extrems o puntes son definits pels punts, de valor conegut. Sent  $n > 2$  per obtenir com a mínim un triangle.

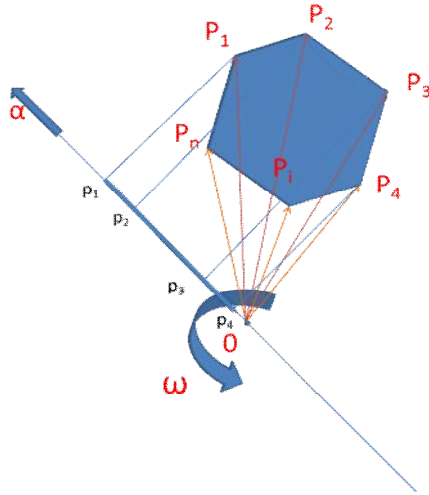


Figura 3. 9 Polígon girant a velocitat  $\omega$

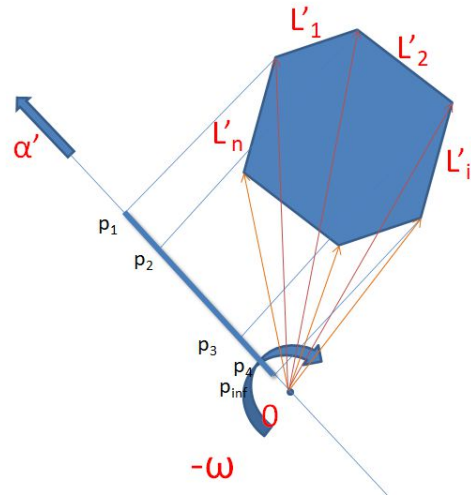


Figura 3. 10 Eix girant a velocitat  $-\omega$ , inversió cinemàtica

A la Figura 3. 9 i a la Figura 3. 10 la seqüència de les projeccions del polígon sobre la recta és la mateixa, ja que s'aplica el principi de la inversió cinemàtica.

$$\forall n \in \mathbb{N} \quad n > i \geq 1 \quad P_i = |P_i|_{\varphi_i + \omega t} \quad (3.16)$$

On  $\varphi_i$  són el angle inicial dels vectors  $P_i$  que amb els extrems  $i$ -èsima formen el polígon. Els costats del polígon, estan determinats per dues puntes consecutives del polígon i són els vectors:

$$L_i = P_{i+1} - P_i = |L_i| e^{j\lambda_i} \quad (3.17)$$

On els mòduls dels vectors són:

$$|L_i| = |P_{i+1} - P_i| \quad (3.18)$$

I els arguments:

$$\lambda_i = \arctg \frac{\text{Im}(P_{i+1} - P_i)}{\text{Re}(P_{i+1} - P_i)} \quad P_i = |P_i|_{\varphi_i + \omega t} \quad (3.19)$$

Per una recta qualsevol de vector director unitari alfa,

$$\alpha = 1_\alpha \quad (3.20)$$

les projeccions sobre aquesta recta o una paral·lela que passa per l'origen  $0$  són iguals.

Al ser un polígon tancat la suma dels vectors costat del polígon serà:

$$\sum_{i=1}^n L_i = 0 \quad (3.21)$$

Al considerar una font de llum al infinit perpendiculars a la recta de projecció, és pot dir que el polígon es divideix en una banda o part del polígon il·luminada i una banda fosca, on la projecció d'aquestes dues

bandes sobre la recta de projecció defineixen el mateix segment projecció sobre la recta i per tant són iguals. I que pel cas de la Figura 3. 9 o la Figura 3. 10 s'obté:

$$\overline{P_{rojecció}} = \left\langle \alpha, \sum_{j=1}^3 L_j \right\rangle = \left\langle \alpha, \sum_{k=4}^n L_k \right\rangle \quad (3.22)$$

Que també es pot expressar, pel cas de l'esquema de les Figura 3. 9 i Figura 3. 10 com:

$$\overline{P_{rojecció}} = \overline{p_1 p_2} + \overline{p_2 p_3} + \overline{p_3 p_4} \quad (3.23)$$

Genèricament es pot dir que anirà des de la primera cara il·luminada la *inf* (inferior) fins la última il·luminada la *sup-1* (superior)

$$\overline{P_{rojecció}} = \overline{p_{inf} p_{inf+1}} + \dots + \overline{p_{sup-1} p_{sup}} \quad (3.24)$$

Si és realitza una inversió cinemàtica, tal com és mostra a la Figura 3. 11

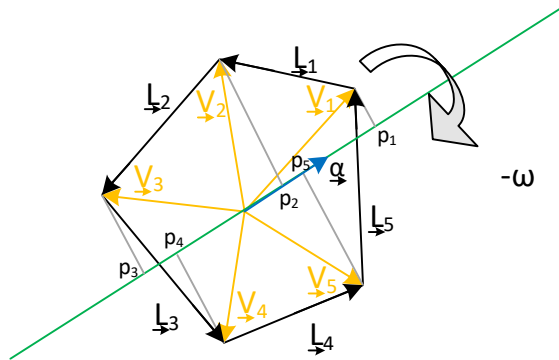


Figura 3. 11 Fases, vectors fixes en el pla, recta mòbil sobre la que es projecta els extrems dels vectors i alhora són els angles del polígon convex descrit

el que gira és la nova recta situada a l'origen i gira en sentit contrari a com o feia el polígon i el resultat que s'obté és que les projeccions són les mateixes.

En aquesta nova situació, en que gira la recta de projecció el polígon és estàtic, les relacions que s'obtenen són les següents:

$$P_i = |P_i|_{\varphi_i} \quad L_i = P_{i+1} - P_i \quad \alpha = 1_{\alpha - \omega t} \quad (3.25)$$

L'inici de la projecció d'un costat del polígon es produeix quan el costat del polígon, corresponent al punt inferior  $p_{inf}$ , és perpendicular a la recta de projecció, i per tant, la longitud projectada és nul·la:

$$\langle \alpha, L_{jinf} \rangle = 0 \quad (3.26)$$

Com que els angles dels costat ara són constants i invariables en el temps, al no dependre de la velocitat angular, s'obté.

$$\lambda_i = \arctg \frac{\text{Im}(P_{i+1} - P_i)}{\text{Re}(P_{i+1} - P_i)} \quad P_i = |P_i|_{\varphi_i} \quad (3.27)$$

L'inici de l'aportació a la projecció es produeix quan:

$$\alpha - \omega t_{j\text{inf}} = \lambda_{j\text{inf}} - \frac{\pi}{2} \quad (3.28)$$

D'on trobem el límit inferior d'integració:

$$\omega t_{j\text{inf}} = \alpha - \lambda_{j\text{inf}} + \frac{\pi}{2} \quad (3.29)$$

El límit superior es pot trobar mitjançant el producte escalar del costat superior amb el vector director de la recta mòbil, al igual que s'ha fet per trobar el punt de la projecció del inici del costat inferior:

$$\langle \alpha, L_{j\text{sup}} \rangle = 0 \quad (3.30)$$

Troblem el límit superior d'integració:

$$\omega t_{j\text{sup}} = \alpha - \lambda_{j\text{sup}} - \frac{\pi}{2} \quad (3.31)$$

La projecció instantani d'un segment és igual producte escalar del vector director de la recta de projecció pel costat del polígon que es projecta:

$$p_i p_{i+1}(\omega t) = |\alpha| * |L_i| * \cos(\alpha - \omega t - \lambda_i) \quad (3.32)$$

Projecció mitja per volta del segment és igual al valor mig del segment.

$$\overline{p_i p_{i+1}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_{i\text{inf}}}^{\omega t_{i\text{sup}}} p_i p_{i+1}(\omega t) d\omega t \quad (3.33)$$

Substituint:

$$\overline{p_i p_{i+1}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha - \lambda_i + \frac{\pi}{2}}^{\alpha - \lambda_i - \frac{\pi}{2}} |\alpha| * |L_i| * \cos(\alpha - \omega t - \lambda_i) d\omega t \quad (3.34)$$

La solució de la integral definida és:

$$\overline{p_i p_{i+1}} = \frac{1}{2\pi} |L'_i| (\text{sen}(\frac{\pi}{2}) - \text{sen}(-\frac{\pi}{2})) \quad (3.35)$$

Operant i simplificant tenim:

$$\overline{p_i p_{i+1}} = \frac{|L'_i|}{\pi} \quad (3.36)$$

Com és volíea demostrar la projecció mitja del polígon al girar una volta sobre una recta valdrà:

$$\overline{P_{\text{projecció}}} = \sum_{i=1}^n \overline{p_i p_{i+1}} = \sum_{i=1}^n \frac{|L'_i|}{\pi} = \frac{\text{perimetre}}{\pi} \quad (3.37)$$

- És pot concloure que:

- a.- El perímetre d'un polígon és igual a la projecció mitja del polígon en fer una volta a velocitat constant des de qualsevol punt i sobre qualsevol recta, multiplicat per  $\pi$ .
- b.- Qualsevol polígon no convex, és pot transformar en un de convex, eliminant els extrems no convexes al unir amb una línia els extrems que han quedat formant un nou costat i eliminant-ne els costats còncaus. El polígon serà de dimensió menor al no convex.
- c.- La suma de les projecció dels costats il·luminats, és igual a la suma dels costats no il·luminats del polígon sobre la mateixa recta mòbil.
- d.- Si al rotar un polígon irregular una volta sencera els extrems projectats sobre la recta mòbil proporcionen punts sobre la recta mòbil numerats correlativament, llavors el polígon és convex, si no és numerable correlativament no es convex.
- e.- Si el sistema és monofàsic o bifàsic, també és pot considerar, com un polígon, que en aquest cas serà un rectangle d'amplada zero, format per dos cares, que per al cas monofàsic una cara aniria del neutre al afix del vector tensió, i l'altra cara del afix al neutre així, assimilant les tensions de fase com els costats d'un polígon és tindrà:

$$V_{DC} = \frac{|V_{AN}| + |V_{NA}|}{\pi} \quad (3.38)$$

I pel cas bifàsic, el polígon es un rectangle format pel dos afixes del vector tensió.

$$V_{DC} = \frac{|V_{AB}| + |V_{BA}|}{\pi} \quad (3.39)$$

En el primer cas ( Equació (3.38)) el neutre és un punt fixat, pel contrari en el bifàsic (Equació (3.39)) A i B són punts flotants.

El procediment per aplicar el mètode del "phasorial convex hull method" consisteix en els següents passos:

- 1) Representar en un pla complex de Gauss els fasors de tensió de les fases de corrent altern  $\underline{V}_i$  ( $i = 1$  to  $M$ ) que alimenten el rectificador de ponts de díodes polifàsic no controlat i desequilibrat o no.
- 2) Determinar el polígon convex  $\Omega$ , format pel conjunt dels extrems dels fasors de tensió de fase de corrent altern. Això es pot fer mitjançant la funció MATLAB convhull(.) aplicat al conjunt dels extrems dels fasors de tensions de fase AC.
- 3) Calcular la longitud del polígon convex  $\partial\Omega_v$ , amb l'expressió.

$$L(\partial\Omega_v) = \sum_{m=1}^{M_S} L(S_m) = \sum_{m=1}^{M_S} \left\| \underline{V}_i^m - \underline{V}_j^m \right\|, \quad (3.40)$$

on  $M_S$  és el número de costats del polígon, el límit de la capa convexa fasorial,  $\partial\Omega_v$ , i  $\underline{V}_i^m$ ,  $\underline{V}_j^m$  són els fasors de tensió de fase del corrents d'alterna AC que caracteritzen el costat  $S_m$ .

En l'aplicació al cas equilibrat: Podem afirmar que la fórmula (3.41) es deriva de (3.42), ja que la magnitud dels fasors de tensió de línia d'CA d'un pont rectificador no controlat en  $M$  fases en condicions d'equilibri de tensions d'alimentació,  $2 \cdot V \cdot \sin(\pi/M)$ , és multiplica pel nombre de fases  $M$  per obtenir la longitud de  $\partial\Omega_v$ , i després dividit per  $\pi$ .

$$V_{DC} = 2 \frac{MV}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right) \quad (3.41)$$

$$V_{DC} = \frac{L(\partial\Omega_v)}{\pi} \tag{3.42}$$

Per l'aplicació al cas desequilibrat: la figura següent és mostra les tensions sinusoidals de les fases de corrent altern i el diagrama de fasors de les tensions d'alimentació d'un rectificador de ponts de díodes de 9 fases sota condicions de desequilibri de tensió d'alimentació. Es desprèn de la figura de l'exemple proposat que es pot aplicar fins i tot quan les tensions de fase CA d'algunes fases no funcionaran (en el exemple, les tensions de fase CA de les fases 4 i 9) o els fasors de tensió de fase CA de fases consecutives no són consecutius al pla complex de Gauss (com en el exemple de la figura amb els fasors de tensió de fase 1 i 2). A més, també es pot aplicar quan l'origen del pla complex de Gauss no pertany a un pont intern del polígon o casquet convex.

### 3.3. Mètode de l'ombra projectada (“shadow projection”) per determinar la tensió instantània del voltatge CC

En aquesta secció s'aplica el mètode que denominem de projecció d'ombra (“Shadow Projection” –SP–), per calcular el valor instantani del voltatge CC de la font de tensió equivalent que modela el rectificador de  $n$  polsos. El valor instantani d'aquesta font, anomenat  $v_{SP}(t)$ , es troba en projectar tots els costats d'un polígon convex format per les tensions de fase d'un sistema m-fàsic sobre una línia definida pel vector unitari  $\alpha$  girant a  $\omega$  en sentit de les agulles del rellotge, on  $\omega$  és la pulsació de la xarxa, mentre que els fasors de tensió es fixen al pla de Gauss, com es mostra a la Figura 3. 12.

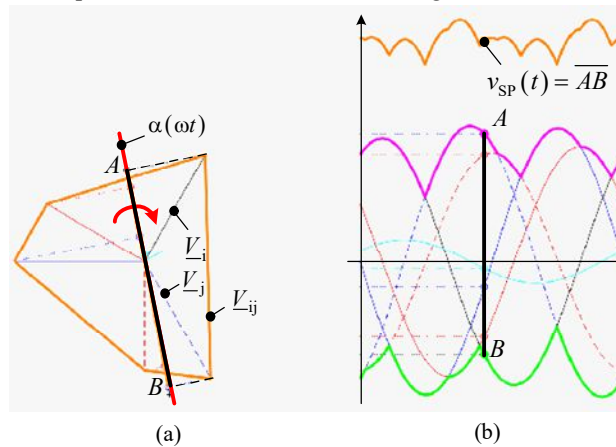


Figura 3. 12 Tensió CC instantània obtinguda a partir dels voltatges CA d'un sistema m-fàsic. (a) Polígon convex format pel sistema de tensions de fase i el vector unitari rotatiu  $\alpha(\omega t)$ , i (b) evolució en el temps de les tensions en CA de les m-fases i la “Shadow Projection” per obtenir el voltatge CC

Amb aquestes consideracions, només l'angle del vector director de la recta mòbil a la Figura 3. 12 depèn del temps. Si l'angle inicial del vector director és zero s'obté la següent equació:

$$\alpha(\omega t) = 1e^{(-j\omega t)} \tag{3.43}$$

Cal assenyalar que el polígon ha de ser convex (un polígon de 3 costats sempre és un polígon convex). Per tant, entre totes les tensions de fase del sistema  $V_a, V_b, \dots V_m$ , es descartaran aquelles fases que els seus extrems estiguin dins del polígon definit.

El mètode proposat consta dels passos mostrats al diagrama de la Figura 3. 13.



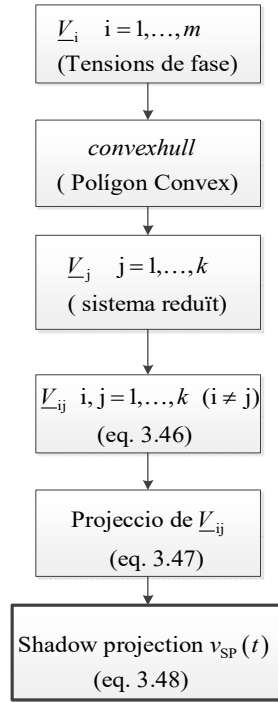


Figura 3. 13 Diagrama de flux amb l'algorisme per obtenir la tensió  $v_{sp}(t)$

1) Si la càrrega s'alimenta a través d'un rectificador de n-polsos a partir d'un sistema de tensió m fàsic, aquest es defineix per les següents expressions vectorials:

$$\underline{V}_a = V_a e^{j\phi_a}; \underline{V}_b = V_b e^{j\phi_b}; \underline{V}_c = V_c e^{j\phi_c}; \dots; \underline{V}_m = V_m e^{j\phi_m} \quad (3.44)$$

on  $V$  i  $\phi_v$  són el mòdul i l'angle de la tensió de cada una de les fases, respectivament.

2) Els vectors anteriors es classifiquen de manera que hagin de definir el polígon convex corresponent. Cal descartar els vectors que no formen part del polígon, que indica que aquestes fases no contribuiran al càlcul de  $v_{sp}(t)$  per causa de la manca de tensió suficient. Aquest procés es fa mitjançant la funció convexhull de MATLAB, que retorna el sistema de voltatges ordenat:  $\underline{V}_1, \underline{V}_2, \dots, \underline{V}_k$ , sent  $k \leq m$ .

3) Seguidament, s'obtenen els valors màxims de la tensió de fase a fase del sistema ordenats, és a dir, es calculen els costats del polígon convex, mitjançant la equació (3.45) de la següent manera:

$$\begin{bmatrix} \underline{V}_{12} \\ \vdots \\ \underline{V}_{i+1} \\ \vdots \\ \underline{V}_{kl} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 1 & -1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & \dots & 0 \\ -1 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{V}_1 \\ \underline{V}_2 \\ \vdots \\ \underline{V}_i \\ \underline{V}_{i+1} \\ \vdots \\ \underline{V}_k \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

on es poden escriure tots aquests fasors, com:

$$\underline{V}_{ij} = V_{ij} e^{j\phi_{ij}} \quad (3.46)$$

4) La projecció de cada vector  $V_{ij}$  a la línia que gira en sentit horari, definida pel vector director (3.43), s'obté com:

$$s_{ij}(t) = |\alpha(t)| |V_{ij}| \cos(\omega t + \varphi_{V_{ij}}) \quad (3.47)$$

És important tenir present que les tensions no s'han definit com a fasors sinó com a vectors fixes en el temps en el pla de Gauss, però la seva projecció es fa sobre un eix giratori.

5) Finalment, s'obté la tensió instantània generada donada per la font de tensió equivalent o la tensió de l'ombra de projecció, que denominem "SP", mitjançant la següent equació:

$$v_{SP}(t) = \sum |s_{ij}(t)| / 2 \quad (3.48)$$

On  $v_{SP}(t)$  és l'ona de tensió a la sortida del rectificador, considerant conducció continua (Figura 3. 12 b).

La tensió  $v_{SP}(t)$  també es podria obtenir com a diferència entre el valor màxim i el valor mínim de les tensions de fase instantànies obtingudes després de l'aplicació de la funció convexhull:

$$\begin{aligned} v_{\max}(t) &= \max \{v_1(t), v_2(t), \dots, v_m(t)\} \\ v_{\min}(t) &= \min \{v_1(t), v_2(t), \dots, v_m(t)\} \\ v_{SP}(t) &= v_{\max}(t) - v_{\min}(t) \end{aligned} \quad (3.49)$$

No obstant, cal assenyalar que encara que (3.49) sembli fàcil de calcular, el temps computacional necessari per trobar el valor de  $v_{SP}(t)$  és més alt utilitzant l'equació (3.49) que amb la (3.48), ja que cada valor ha de ser calculat aplicant un petit pas d'integració. Per aquesta raó, la primera proposta que és mostra a (3.48) s'ha implementat en aquest treball.

La tensió mitja al bus DC,  $V_{SP}(t)$ , es pot obtenir a través del polígon convex format pels vectors de tensió com:

$$V_{SP} = L / \pi \quad (3.50)$$

on  $L$  és la longitud del polígon convex definit per (3.46). Si el sistema trifàsic està equilibrat, per a un rectificador de 6 polsos, en aquesta situació els costats del polígon tindran la mateixa longitud. Així doncs, segons: (3.50)

$$V_{SP} = 3\sqrt{2}V_{LL} / \pi = 1.35V_{LL} \quad (3.51)$$

on  $V_{LL}$  és el valor RMS de la tensió de línia. Cal assenyalar que l'equació anterior coincideix amb l'equació comuna que es troba a la literatura [6].

Es poden trobar expressions similars a la literatura per a rectificadors de  $n$  polsos en condicions equilibrades [48], [49], però per a condicions desequilibrades hauria de destacar-se que no hi ha cap mètode en la literatura per obtenir la tensió mitja al bus de CC mitjançant una expressió simple.

El parell de díodes que conduiran connectats entre les línies d'alimentació són aquells en que la diferència de potencial és superior (valor línia a línia). En el cas d'assumir que les tensions són equilibrades és fàcil la definició dels límits d'integració per calcular el valor mig de la tensió de bus CC, ja que el període de conducció es pot obtenir com  $\pi/m$  [48], [49], on  $m$  és el nombre de les fases de què consta el sistema. Quan apareixen tensions desequilibrades i el nombre de fases és  $m > 3$ , llavors l'expressió analítica per obtenir la tensió mitja en CC és molt més complicada. En aquest cas, la dificultat rau a determinar quins díodes estan en conducció en cada instant per tal de considerar les tensions de fase

correctes que s'han de integrar en cada interval. Si la conducció en cada interval no està ben calculada, els valors obtinguts de la tensió mitja seran incorrectes. Per als sistemes desequilibrats, el càlcul del valor mig de la tensió del bus CC és molt sensible a l'increment de temps utilitzat per definir adequadament els límits d'integració.

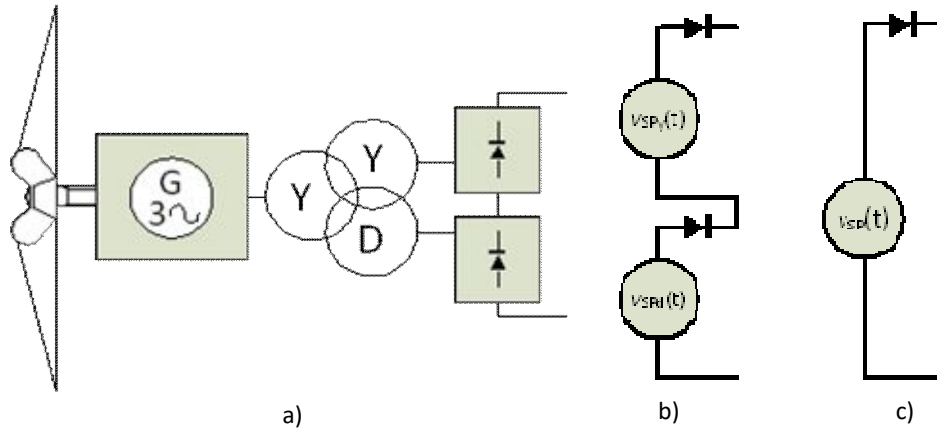


Figura 3. 14 Aerogeneradors per HVDC (a) Part de sortida de potència en CC a partir de transformador amb dos debanats secundaris i rectificador trifàsic en connexió sèrie. (b) Fonts "SP" equivalents en sèrie. (c) Font resultant de la suma de fonts "SP" sèrie.

L'avantatge del mètode proposat és que no és necessari obtenir els interval de conducció ni és necessari conèixer les tensions de fase que operen en cada interval ni fer integracions. Per tant, és més fàcil d'implementar i es pot utilitzar per a qualsevol sistema: sistemes equilibrats o desequilibrats, ja siguin sistemes trifàsics o de  $m$  fases.

El mètode proposat, a part del sistema desequilibrat trifàsic considerat, també es pot utilitzar per a diferents aplicacions, com els sistemes HVDC. La Figura 3. 14 mostra l'exemple d'un parc eòlic offshore, on els aerogeneradors estan connectats a la xarxa a través d'un sistema HVDC. El sistema indicat consisteix en: un aerogenerador que representa el model agregat de tots els aerogeneradors de la figura; un transformador de tres bobines els enrotllaments secundaris estan connectats en estrella i en triangle, respectivament, amb l'objectiu de desfasar les tensions de fase; i dos rectificadors en sèrie per obtenir 12 polsos per període, disminuint així l'arriat del corrent continu. Segons el mètode proposat, per a cada rectificador es pot obtenir una font equivalent "SP", i s'obté la font equivalent global mitjançant l'addició de les dues tensions de projecció d'ombres. En el cas general de les unitats rectificadores  $k$  en sèrie (és a dir, convertidor modular-multinivell o MMC), es pot obtenir la font equivalent global com:

$$v_{SP}(t) = \sum_{i=1}^k v_{SP_i}(t) \tag{3.52}$$

### 3.4. Circuit equivalent per rectificadors multi-polsos

La Figura 3. 15 mostra un sistema m-fàsic que alimenta un rectificador de  $n$  polsos. El conjunt de fonts de tensió, transformadors i rectificadors es poden transformar al circuit equivalent mostrat a la Figura 3. 15 amb una única font de tensió equivalent i un díode en sèrie.

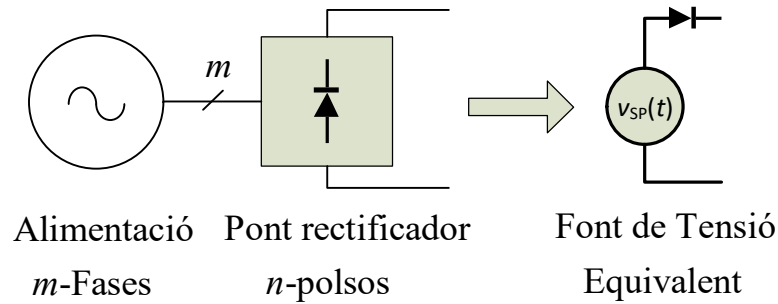


Figura 3. 15 Font de tensió equivalent a un sistema de rectificació en pont no controlat de *m*-fases i *n*-polsos

L'anàlisi del sistema *m*-fàsic alimentant un rectificador de *n*-polsos dependrà dels elements que es connectin. El cas més senzill correspon a la connexió a la sortida del rectificador d'una càrrega equivalent resistiva pura. Tot i que l'anàlisi també es pot estendre si s'afegeix un filtre format per un condensador en paral·lel amb la càrrega, i fins i tot un filtre format per l'esmentat condensador i una bobina en sèrie. Aquestes configuracions s'analitzen en els següents subseccions, essent els desenvolupament vàlids tant si el sistema d'alimentació *m*-fàsic és equilibrat com desequilibrat.

### 3.4.1. Càrrega resistiva pura

Considerem que la càrrega es modelitza com una càrrega purament resistiva que s'alimenta d'un rectificador de *n*-polsos. En aquest cas, el circuit equivalent a analitzar es mostra a la Figura 3. 16. En aquest circuit equivalent el rectificador de *n* polsos es modelitza amb la font de tensió d'ombra projectada "SP" equivalent, a on el càlcul del valor del voltatge instantani d'aquesta font equivalent s'ha explicat a la secció 3.3.

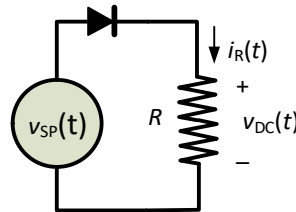


Figura 3. 16 Model equivalent d'un rectificador en pont de díodes de *m*-fases i *n*-polsos connectats a una càrrega resistiva.

En aquest cas, la tensió a la resistència de càrrega, és igual a la tensió de la font d'ombra de la projecció "SP" de les cares del polígon sobre la recta definida pel vector unitari rotatiu  $\alpha(\omega t)$ , i el corrent que flueix a través d'aquesta resistència s'obté en conseqüència de la llei d'Ohm:

$$v_{DC}(t) = v_{SP}(t) \tag{3.53}$$

$$i_R(t) = v_{SP}(t)/R \tag{3.54}$$

En aquesta situació de càrrega resistiva pura, la conducció és contínua i la resposta del sistema a la tensió CC provoca que el corrent tingui la mateixa forma d'ona. També el valor mig de tensió a la càrrega és el de la font i el del corrent en valor mig és el voltatge mig de la font dividit per la resistència de la càrrega, *R*.

**3.4.2. Càrrega resistiva amb condensador de filtre en el bus de corrent continu**

Considerem ara que al cas mostrat a la secció 3.4.1 s'afegeix un condensador al bus de corrent continu, tal com es mostra a la Figura 3. 17. Si es considera conducció contínua, el comportament de la càrrega resistiva es pot descriure mitjançant les equacions (3.53) i (3.54).

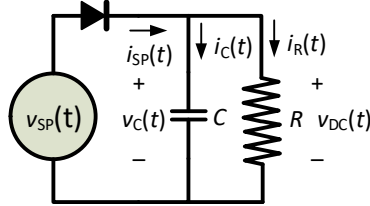


Figura 3. 17 Model equivalent d'un rectificador en pont de díodes de m-fases i n-polsos no equilibrats i connectats a una càrrega resistiva i capacitiva (RC)

Tanmateix, si hi ha intervals de conducció no contínua, llavors no es compleix que la tensió de la font i la de la càrrega són iguals tot el temps, quan hi ha discontinuïtat del corrent, es pot afirmar que:

$$\begin{aligned} v_{DC}(t) &\neq v_{SP}(t) \\ v_{DC}(t) &= v_C(t) \end{aligned} \tag{3.55}$$

El procediment proposat per obtenir la tensió al bus CC,  $v_{DC}(t)$ , en cada interval de temps es mostra a la Figura 3. 18. L'estat de càrrega inicial del condensador es considera conegut, per tant es considera que és una dada el voltatge inicial,  $v_C(0)$ .

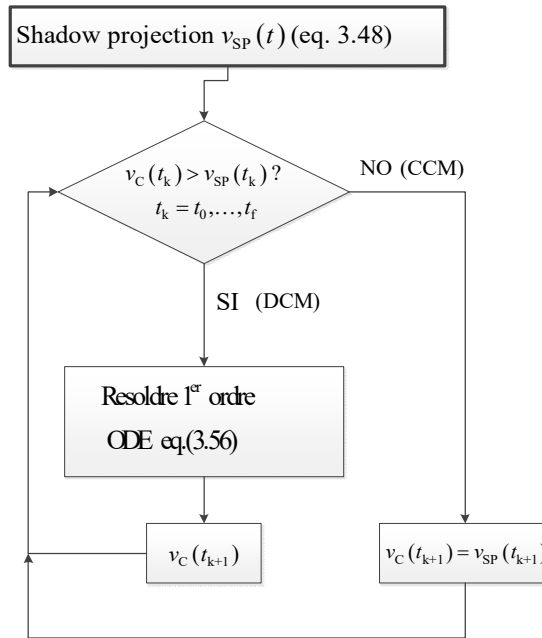


Figura 3. 18 Diagrama de flux de l'algorisme per obtenir la tensió en un rectificador de pont de díodes de n-polsos amb càrrega resistiva i condensador al bus CC de filtre

El mètode proposat consta dels passos mostrats al diagrama de la Figura 3. 18, i que a continuació es detallen:

1) Obtenir la tensió generada per la font de tensió equivalent en un instant  $t_k$ ,  $v_{SP}(t_k)$  tal com es mostra a l'apartat 3.4.1, a l'equació (3.48).

2) Comparar el valor de la tensió del condensador  $v_C(t_k)$ , amb el valor de la tensió de la font "SP"  $v_{SP}(t_k)$ :

- a) Si  $v_C(t_k) > v_{SP}(t_k)$ , per aquest valor tenim conducció discontinua DCM "Discontinuous Conduction Mode", llavors el nou valor de la tensió del condensador  $v_C(t_{k+1})$ , es pot obtenir mitjançant la resolució de la següent EDO (Equació Diferencial de primer Ordre):

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = -\frac{1}{RC}v_C(t) \tag{3.56}$$

- b) En cas contrari tenim conducció continua CCM "Continuous Conduction Mode", llavors el nou valor de la tensió del condensador correspon a la tensió de projecció d'ombra, és a dir,  $v_C(t) = v_{SP}(t)$ .

Les expressions temporals per a la intensitat a la resistència i el corrent al condensador es poden obtenir fàcilment i, finalment, el corrent subministrat per la font equivalent de projecció d'ombra com a suma dels dos corrents anteriors.

$$i_R(t_k) = v_C(t_k)/R \tag{3.57}$$

$$i_C(t_k) = Cv_C(t_{k-1})(1 - e^{-\Delta t/(RC)})/\Delta t \tag{3.58}$$

El procediment proposat es mostra a la Figura 3. 18 i el numero de punts per període a estudiar depèn del delta-t escollit, on R i C són els valors de la resistència i la capacitat descrits a la Figura 3. 17 i  $v_C(t_{k-1})$  és la tensió en el condensador en el pas anterior al que avaluem.

**3.4.3. Càrrega resistiva amb bobina i condensador de filtre al bus de corrent continu**

Considerem ara que al cas mostrat a la secció 3.4.2 s'afegeix una bobina al bus CC, tal com es mostra a la Figura 3. 19.

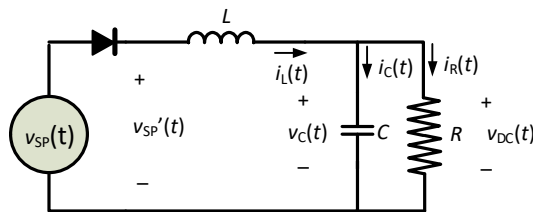


Figura 3. 19 Model equivalent d'un rectificador en pont de díodes de m fases i n polsos connectat a una càrrega resistiva amb una bobina i un condensador al bus de continua, (RLC).

El procediment proposat per obtenir la tensió al bus CC,  $v_{DC}(t)$ , en cada interval de temps a partir de les condicions inicials del condensador,  $v_C(0)$ , i de la bobina,  $i_L(0)$ , es mostra a la Figura 3. 20 i es detalla a continuació:

1) Obtenir la tensió generada per la font de tensió equivalent en un instant  $t_k$ ,  $v_{SP}(t_k)$ , tal com es mostra a l'apartat 3.4.1, a l'equació (3.48).

2) Comparar el valor de la tensió del condensador,  $v_C(t_k)$ , amb el valor de la tensió de la “SP”,  $v_{SP}(t_k)$  i analitzar el mode de conducció mitjançant el corrent a la bobina:

- a) Si  $v_C(t_k) > v_{SP}(t_k)$  i a més la conducció és discontinua  $i_L(t_k) = 0$ , llavors el nou valor de la tensió al condensador,  $v_C(t_{k+1})$ , s’obté de la solució de la equació de primer ordre que es mostra a l’equació (3.56), i la bobina continua en conducció discontinuïtat,  $i_L(t_{k+1}) = 0$ .
- b) En cas contrari, els resultats de les variables d’estat del circuit de segon ordre s’obtenen resolent el següent sistema d’equacions diferencials:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_C(t) \\ i_L(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_C(t) \\ i_L(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} v_{SP}(t) \quad (3.59)$$

El procediment es mostra a la Figura 3. 20.

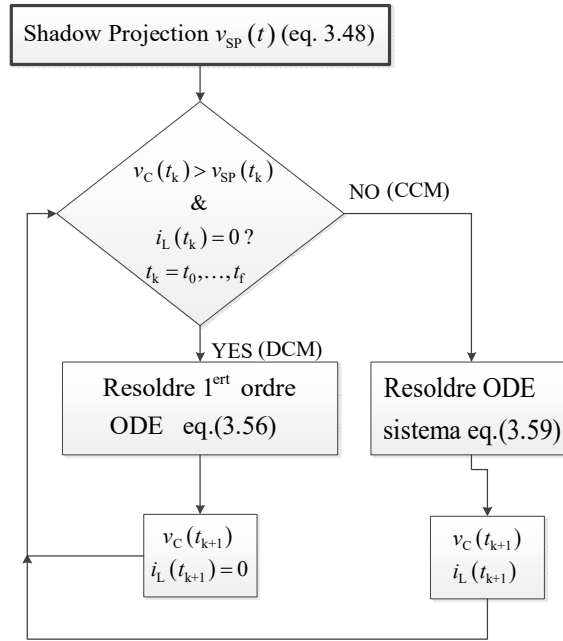


Figura 3. 20 Diagrama de flux de l’algorisme per obtenir la tensió i el corrent en un rectificador en pont de díodes de n polsos amb càrrega resistiva amb bobina i condensador de filtre al bus CC.

Cal assenyalar que la condició per canviar de conducció contínua a discontinua passa quan el corrent de la bobina és fa 0 i  $v_C(t_k) > v_{SP}(t_k)$ . El corrent donat per la font “SP” és igual que el corrent que passa per la bobina. Aquest enfoc permet analitzar el comportament d’aplicacions reals com són els sistemes HVDC.

Com s’observa, per calcular tensions i corrents, cal fer servir l’equació apropiada segons el mode de conducció, i per tant els resultats estan condicionats per les condicions inicials a la bobina i el condensador.

A l’annex 4 es mostra l’arxiu de MATLAB que s’ha utilitzat per a fer les simulacions, en aquest arxiu es pot veure la longitud de les equacions de tensió i de intensitat que es desprenen de les equacions

diferencials plantejades.

### 3.5. Mètode de l'ombra projectada aplicat a TRUs

Per determinar la tensió de CC a la sortida en un TRU, cal primer calcular la  $v_{SP}(t)$  de cada un dels punts rectificadors de cada secundari, i segons sigui la connexió s'aplica la fórmula apropiada, com es pot veure a la figura adjunta.

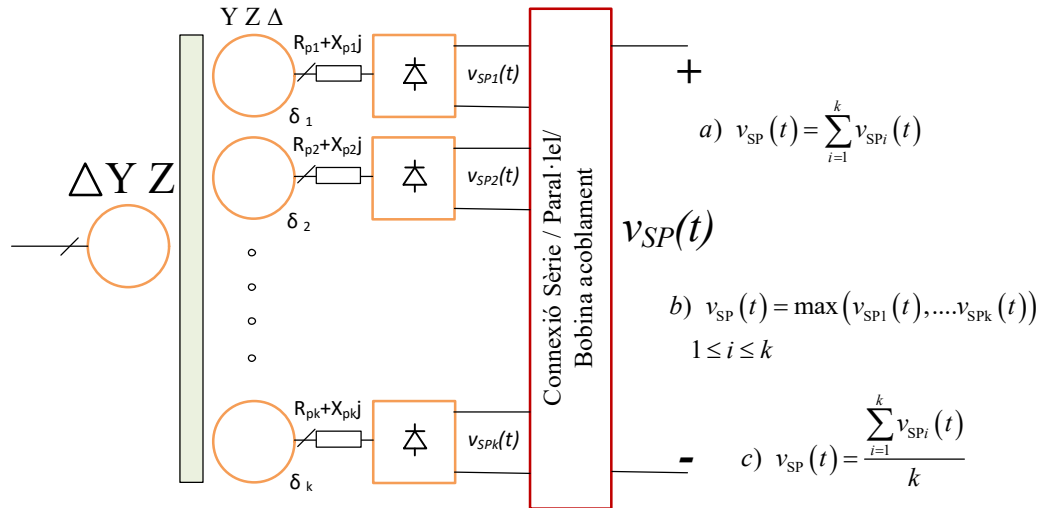


Figura 3. 21 Equacions de Tensió en un TRU, segons connexió a) Sèrie, b) Paral·lel c)Paral·lel amb bobines d'acoblament.

En el cas de connexió sèrie, la tensió  $v_{SP}(t)$  de sortida és la suma de totes les tensions parcials “SP” a cadascun dels punts rectificadors. En el cas de connexió en paral·lel la tensió de sortida es correspon a la “SP” màxima en aquell instant de temps, treballant només un pont rectificador en cada instant. Però si la connexió en paral·lel es realitza amb bobines d'acoblament llavors intentaran treballar tots alhora, repartint-se proporcionalment el corrent de la càrrega, segons sigui la impedància de cada subsistema, segons la tercera equació de la Figura 3. 21.

Per aplicar el mètode als TRUs de 12 polsos amb els debanat secundaris independents per a connexió paral·lel i per a connexió en sèrie segons Figura 3. 22 a) i b) respectivament s'ha desenvolupat el procediment a seguir en el diagrama de flux de la Figura 3. 23. La connexió i la relació de transformació determina la relació entre les tensions del primari i les del secundari, així qualsevol pertorbació de la tensió del primari es reflecteix en pertorbació en les tensions del secundari, marcades per les relacions del numero d'espores i la relació de transformació



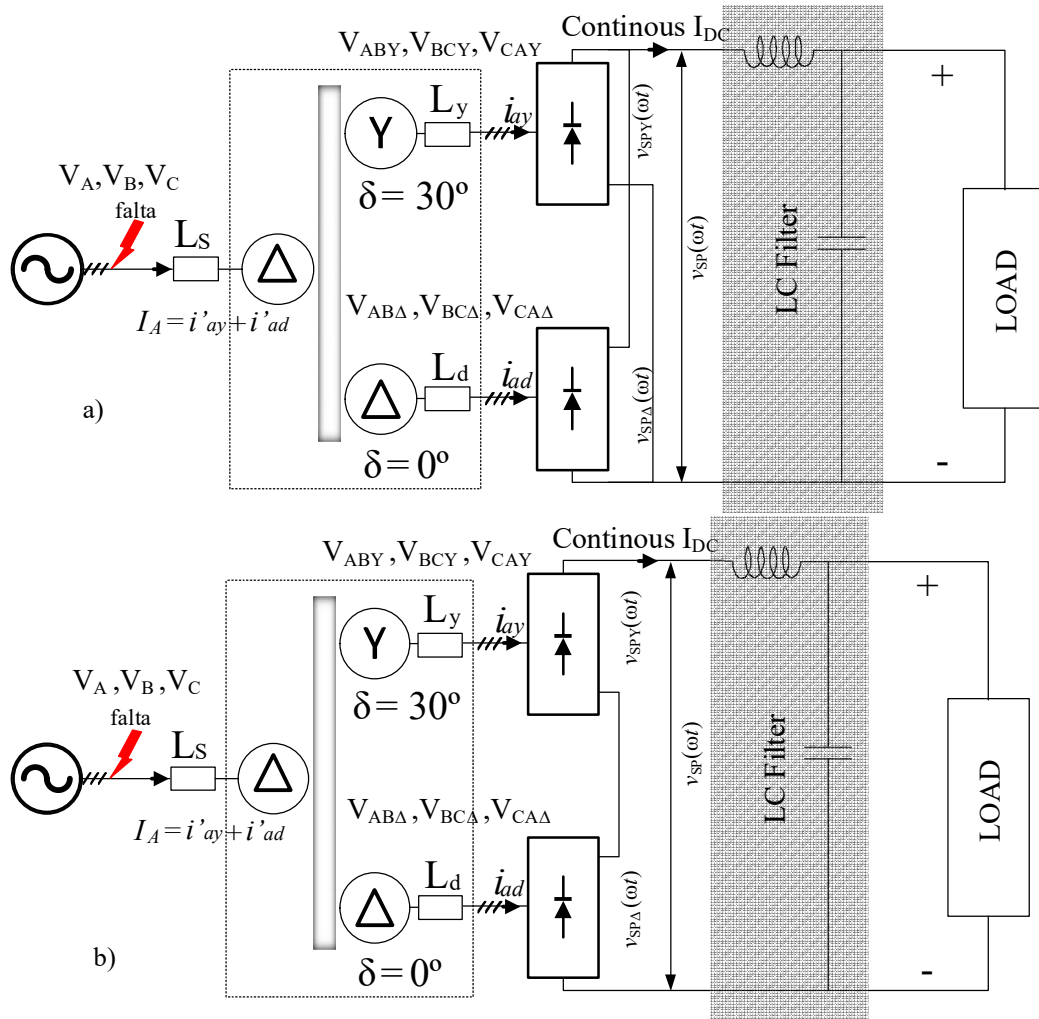


Figura 3. 22 TRUs 12 polsos independents en connexions: a) Paral·lel b) Sèrie

En la Figura 3. 23 és mostra el diagrama de flux com obtenir les tensions (“Shadow Projection”) de les ombres projectades, primer sabent la tensió nominal del transformador i la relació de transformació pels dos secundaris, que és la mateixa, ja que han de treballar en paral·lel. En el segon pas, indiquem la falta en aquest cas és un sot de tensió tipus B, que afecta a una única fase la A, amb una profunditat  $h$ , conegudes les seves expressions vectorials es calculen la  $V_A, V_B, V_C$  en bornes del primari del transformador, en el tercer pas per al cas estrella és calcula les tensions de fase i les de línia  $V_{ABY}, V_{BCY}, V_{CAY}$  i pel cas triangle les tensions  $V_{AB\Delta}, V_{BC\Delta}, V_{CA\Delta}$  En el següent pas és calculen les tensions d’ombra projectada pel secundari estrella i pel secundari triangle. Per a determinar la tensió global a l’entrada del filtre amb l’equació b) de la Figura 3. 21 pel cas paral·lel i l’equació a) per la connexió sèrie. Llavors ja es poden representar les signatures de les tensions buscades.

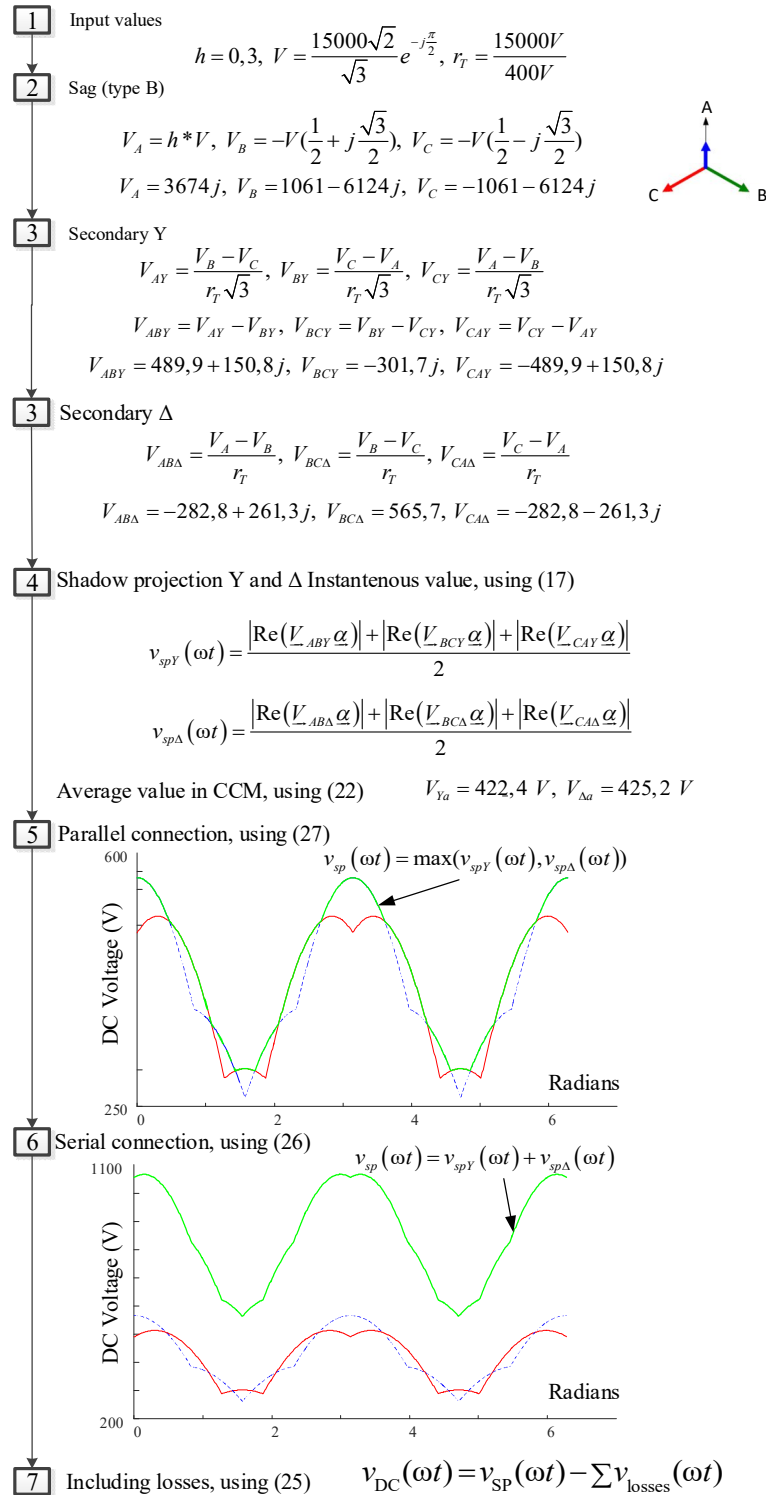


Figura 3. 23 Diagrama de Flux per al procediment de càlcul de la Tensió d'Ombra Projectada per a TRUs de 12 polsos

Si ara és torna a fer però per un TRU de 18 polsos amb secundaris independents i de igual tensió de línia, pel TRU de la Figura 3. 24 en connexió en Y i en Ziga Zaga.

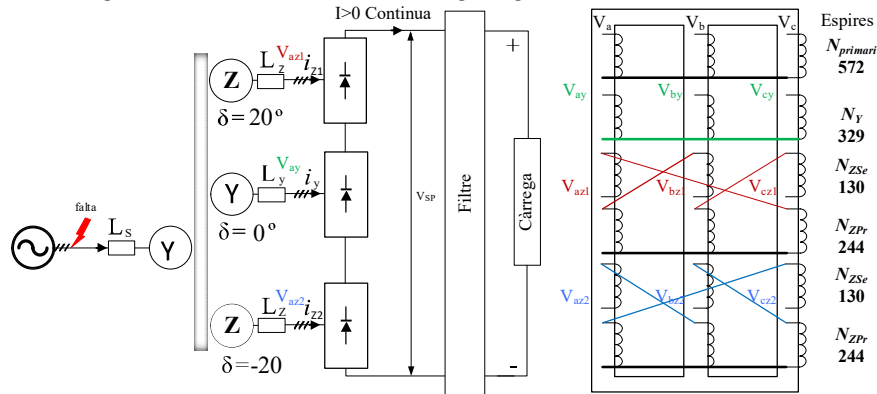


Figura 3. 24 TRUs 18 polsos independent en connexió Sèrie i debanats del transformador

També és mostren les connexions internes del transformador necessàries per aconseguir les tensions dels secundaris a 20 graus de desfasament. Per fer-ho les proporcions de les bobines no son totes iguals, ja que és té un transformador amb tres columnes i per tant només hi ha tres direccions amb que construir les noves tensions i cada bobinat ha de tenir un numero apropiat de espires, que pel cas de la figura és de 572 per les bobines primàries, 329 les secundaries per la connexió Estrella, i dues bobines de 130 més una de 244 d'un altre columna per aconseguir el desfasament de 20°. Però el càlcul és una qüestió trigonomètrica de fàcil solució i proporcionarà les relacions  $k_1$  i  $k_2$  de cada bobinat.

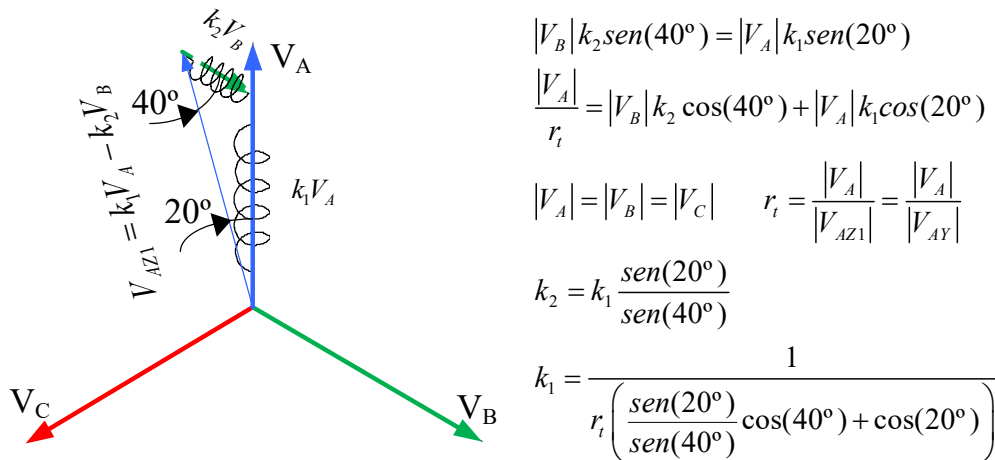


Figura 3. 25 Constants de proporció de les bobines per un YZ 20°

En el exemple de la Figura 3. 25 és pel cas de la connexió Z amb dos debanats en sèrie, un ha de ser en la columna del transformador on hi ha la tensió d'entrada  $V_A$  i l'altre debanat en la columna on hi ha la tensió d'entrada  $V_B$ , el numero de voltes ha de ser en proporció al fet d'aconseguir que la  $V_{AZ1}$  estigui desfasada 20°. D'aquí es treu el valor de la proporció  $k_1$  i  $k_2$  en funció de la relació de transformació, que pel cas d'estudi son  $k_1=0,427$  i  $k_2=0,227$  sent la  $r_T=0,575$ .

Això implica que per una base de 1000 espines al primari, caldrien 575 espines en el secundari en Estrella, i per la ziga zaga caldran un primer debanat de 427 espines i un segon de 227 segons la Taula 3. 1. Però

aquesta relació d'espises tal vegada és molt gran i cara on la tensió per espira es de tan sols 0,23 V/ espira, en la ultima columna hi ha un vol per espira en el valor de màxima tensió, però s'ha decidit per un valor entremig de 0,402V/ espira en valor eficaç la columna en gris de la taula.

Taula 3. 1 Numero d'espises per un TRUs 18 polsos de relació 400/230V

$N_{\text{Primari}}$	$base = 1000$	1000	572	326
$N_Y$	$1000 * r_T$	575	330	187
$N_{ZPr}$	$1000 * k_1$	427	244	139
$N_{ZSe}$	$1000 * k_2$	227	130	74

En la Figura 3. 26 és mostra un altre exemple de com utilitzar el mètode proposat “SP” per determinar l’empremta de la tensió a la sortida del equip TRU en el cas de patir un sot de tensió, seguint el diagrama de flux de com obtenir les tensions (“Shadow Projection”) de les ombres projectades, primer sabent la tensió nominal del transformador i la relació de transformació amb els dos secundaris, que és la mateixa, ja que han de poder treballar, també, en paral·lel. En el segon pas, indiquem la falta en aquest cas és un sot de tensió tipus C, que afecta a dos fases la B i C, amb una profunditat h, conegudes les seves expressions vectorials es calcules la  $V_A, V_B, V_C$  en bornes del primari del transformador, en el tercer pas per al cas estrella és calcula les tensions de fase i les de línia  $V_{ABY}, V_{BCY}, V_{CAY}$  i pel cas ziga zaga  $20^\circ$  les tensions  $V_{ABZ1}, V_{BCZ1}, V_{CAZ1}$  Així com les tensions de la ziga zaga  $-20^\circ$  les tensions  $V_{ABZ2}, V_{BCZ2}, V_{CAZ2}$  Un cop es coneixen aquestes tensions que son iguals a la dels costats dels polígons convex, determinen els polígons convex del secundari de Y,  $Z_1$  i  $Z_2$  polígons que si es projecten sobre la recta mòbil s’obte el valor instantani que matemàticament és suma de totes les projeccions del costats del polígon convex dividit per dos, on el valor de un costat es determina com el valor absolut de la part Real del producte del costat pel vector director de la recta mòbil. Tal i com és pot veure al quart pas del diagrama de flux. Amb les tensions d’ombra projectades del quart pas és poden compondre les tensions de sortida, el que en diem l’empremta de la tensió de sortida del TRU pel cas de connexió paral·lel en el pas cinquè i en sèrie en el sisè.

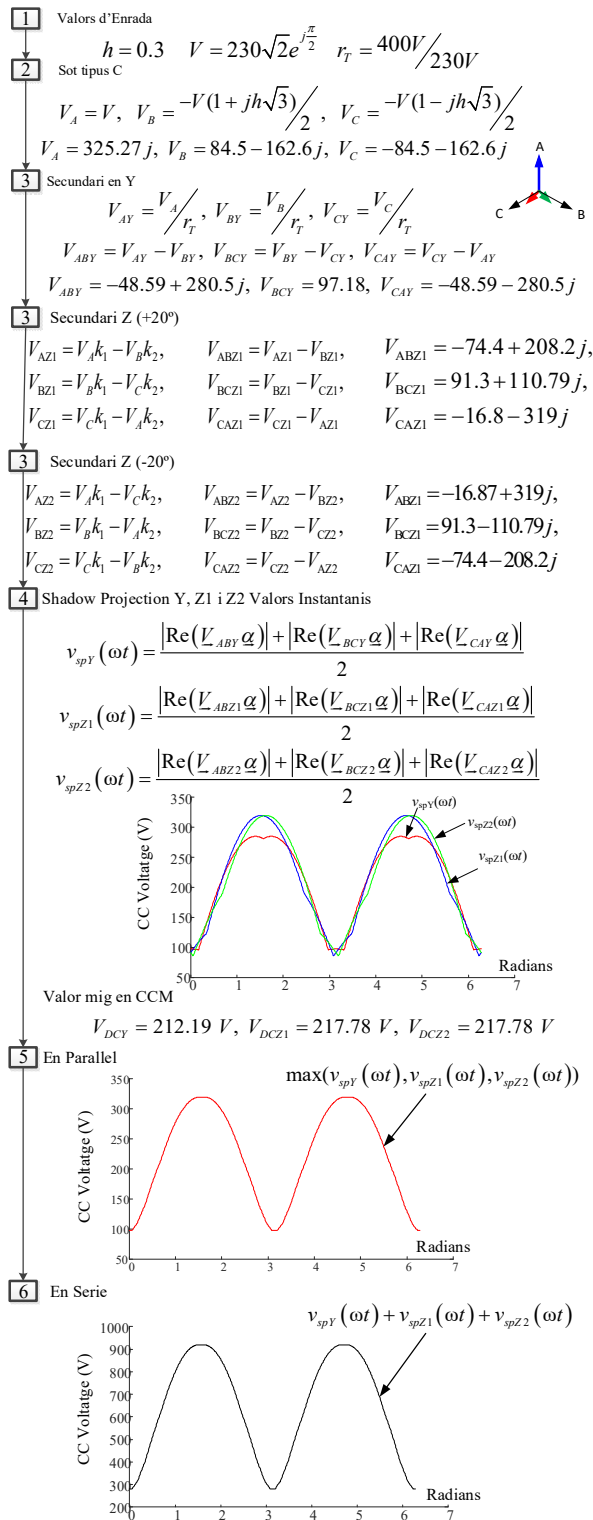


Figura 3. 26 Diagrama de flux per el càlcul de les VSP en un TRUs de 18 polsos

### 3.6. Mètode per determinar els corrents primaris en un TRU

El càlcul dels corrents primaris es pot obtenir a partir de conèixer els corrents pels díodes del rectificador secundari i terciari, així denominant els corrents primaris  $I_A, I_B, I_C$ , els corrents secundaris per a la connexió Y són  $I_{ay}, I_{by}, I_{cy}$ , i la connexió  $\Delta$  són els denominats amb  $I_{ad}, I_{bd}, I_{cd}$ . També s'assignen els valors dels corrents de fase, amb  $I_I, I_2, I_3$ , pel primari i pel terciari  $I_I, I_{II}, I_{III}$ . Els corrents es mostren a la Figura 3. 27.

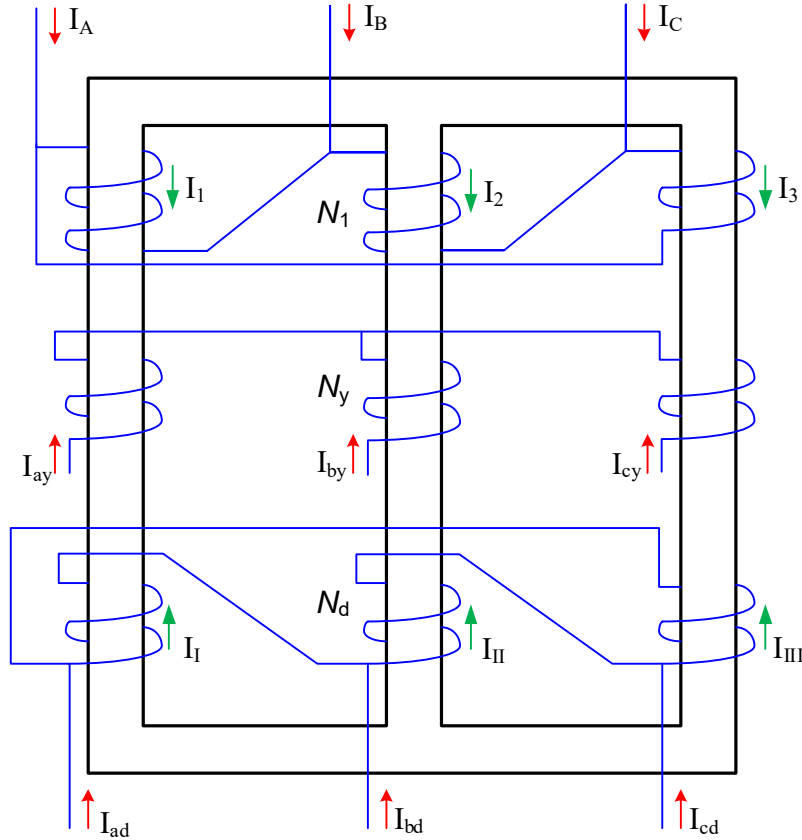


Figura 3. 27 Corrents en un transformador Dy5d6

Primer veiem la relació que hi ha entre els corrents de línia i els de fase, amb els signes de les fletxes escollits i el principi de conservació de la càrrega. Podem afirmar per la llei de suma de corrents en un nus, primera llei de kirchhoff LCK, que es compleix que pel transformador Dy5d6 és plantegen les següents equacions:

- Debanats del primari del transformador connectats en triangle:

$$I_A + I_B + I_C = 0 \quad I_1 + I_2 + I_3 = 0 \tag{3.60}$$

- Debanats del secundari del transformador connectats en estrella:

$$I_{ay} + I_{by} + I_{cy} = 0 \tag{3.61}$$

- Debanats del terciari del transformador connectats en triangle:

$$I_A + I_B + I_C = 0 \quad I_I + I_{II} + I_{III} = 0 \tag{3.62}$$

L'aplicació de LCK als vèrtexs del triangle permet obtenir les relacions entre els corrents de fase i de línia:

$$I_A = I_1 - I_3; \quad I_B = I_2 - I_1; \quad I_C = I_3 - I_2 \quad (3.63)$$

$$I_{ad} = I_I - I_{III}; \quad I_{bd} = I_{II} - I_I; \quad I_{cd} = I_{III} - I_{II}$$

La llei de Gauss en el camp elèctric:

$$\Phi = \int \vec{E} d\vec{S} = \frac{q}{\epsilon_0} \quad (3.64)$$

Indica que el flux per una superfície tancada és igual a la càrrega elèctrica total dividit per la permeabilitat elèctrica del buit. Pel contrari, Gauss en estudiar el camp magnètic diu:

$$\Phi = \int \vec{B} d\vec{S} = 0 \Rightarrow \nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (3.65)$$

Que indica que el flux magnètic per qualsevol superfície tancada és sempre zero. Que vol dir que no existeixen monopols magnètics, i per tant les línies de camp magnètiques son tancades.

La llei, originària d'Amper, indica que: "La circulació d'un camp magnètic al llarg d'una línia tancada és igual al producte de  $\mu_0$  per la intensitat neta que travessa el àrea limitada per la trajectòria de la línia" i es pot expressar com:

$$\int \vec{B} d\vec{l} = \mu_0 i \quad (3.66)$$

També com:

$$\int \frac{\vec{B}}{\mu_0} d\vec{l} = \iint_s \vec{J} \cdot d\vec{A} = I_{net} \quad (3.67)$$

On la integral de línia del camp magnètic partit per la constant magnètica al buit és igual a la integral de superfície de la densitat de corrent que travessa la superfície i per tant és igual al corrent net que travessa la superfície.

Relacionant les equacions de Gauss (3.65) i d'Amper (3.67), podem concloure que el corrent net serà zero si el flux és zero.

Per poder determinar les equacions que ens permetran deduir els corrents en el primari utilitzem la idea de que en cadascuna de les finestres del transformador, la suma de FMM (Força Magnetomotriu) ha de ser zero.

En l'actualitat seria la quarta llei de les equacions de Maxwell, també denominada Llei d'Amper generalitzada, (Amper ho va formular per corrents continus que no varien en el temps i el camp magnètic immòbil i Maxwell va ampliar) i també es pot expressar d'aquesta forma.

$$0 = \vec{\nabla} * \vec{j} + \frac{\partial \rho}{\partial t} \quad (3.68)$$

Aquesta ampliació de la fórmula d'Amper per Maxwell, ho van fer per a complir el cas del condensadors i els corrents desplaçades entre plaques, degudes al camp elèctric.

Utilitzarem la idea de que el corrent net ha de ser zero i ho expressem com:

$$\sum FMM = 0 \quad (3.69)$$

Per a cadascuna de les dues finestres del transformador escollit com exemple s'aplica l'equació (3.69).

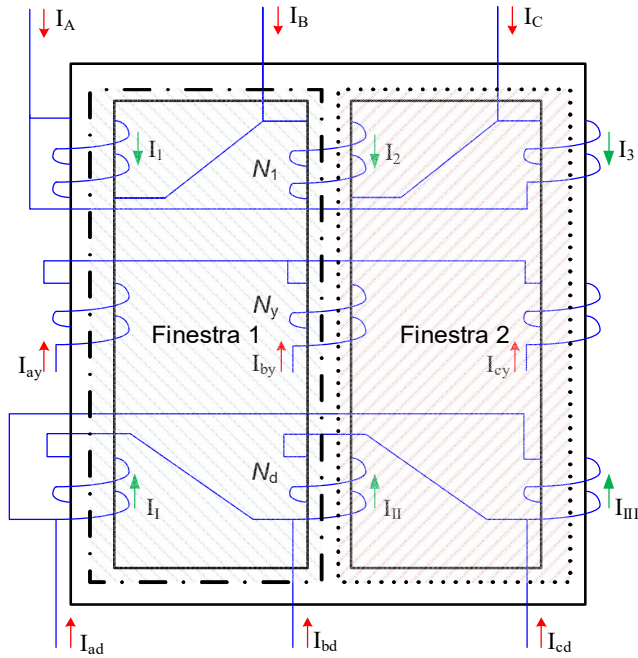


Figura 3. 28 Finestres definides en un transformador Dy5d6.

Les equacions per les finestres definides són respectivament:

$$\begin{aligned} N_1 \cdot I_1 - N_y \cdot I_{ay} - N_d \cdot I_I + N_d \cdot I_{II} + N_y \cdot I_{by} - N_1 \cdot I_2 &= 0 \\ N_1 \cdot I_2 - N_y \cdot I_{by} - N_d \cdot I_{II} + N_d \cdot I_{III} + N_y \cdot I_{cy} - N_1 \cdot I_3 &= 0 \end{aligned} \quad (3.70)$$

Les equacions (3.70) és poden agrupar com:

$$\begin{aligned} I_2 - I_1 &= \frac{N_y}{N_1} \cdot (I_{by} - I_{ay}) + \frac{N_d}{N_1} \cdot (I_{II} - I_I) \\ I_3 - I_2 &= \frac{N_y}{N_1} \cdot (I_{cy} - I_{by}) + \frac{N_d}{N_1} \cdot (I_{III} - I_{II}) \end{aligned} \quad (3.71)$$

Deixant les expressions en valors de línia, adjuntant (3.63) i (3.70) s'obté:

$$\begin{aligned} I_B &= \frac{N_y}{N_1} \cdot (I_{by} - I_{ay}) + \frac{N_d}{N_1} \cdot (I_{db}) \\ I_C &= \frac{N_y}{N_1} \cdot (I_{cy} - I_{by}) + \frac{N_d}{N_1} \cdot (I_{cd}) \end{aligned} \quad (3.72)$$

Ajuntant les equacions (3.70) i (3.72) s'obté la següent expressió matricial:



$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -m_y & m_y & 0 & 0 & m_d & 0 \\ 0 & -m_y & m_y & 0 & 0 & m_d \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} I_{ay} \\ I_{by} \\ I_{cy} \\ I_{ad} \\ I_{bd} \\ I_{cd} \end{bmatrix} \quad (3.73)$$

On  $m_y = \frac{N_y}{N_1}$  és la inversa de la relació de transformació del secundari i  $m_d = \frac{N_d}{N_1}$  és la inversa de la relació de transformació del terciari del transformador. Aïllant els corrents del primari:

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = [M_y] * \begin{bmatrix} I_{ay} \\ I_{by} \\ I_{cy} \end{bmatrix} + [M_d] * \begin{bmatrix} I_{ad} \\ I_{bd} \\ I_{cd} \end{bmatrix} \quad (3.74)$$

Per l'exemple seleccionat, el transformador Dy5d6: la matriu que correspon al secundari en "y" és:

$$[M_y] = m_y \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.75)$$

Per l'exemple seleccionat, el transformador Dy5d6: la matriu que correspon al terciari en "d" és:

$$[M_d] = m_d \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.76)$$

El programa desenvolupat permet determinar els corrents del primari a partir dels corrents en secundari i terciari. Segons la configuració del transformador es realitza la selecció de les matrius  $[M_y]$  i  $[M_d]$ . La mostra les matrius de transformació per determinar els corrents de línia segons la configuració del transformador de tres debanats i dotze polsos. Per l'exemple seleccionat, el transformador Dy5d6, operant s'obté:

Taula 3. 2 Taula de matrius de transformació per determinar els corrents de línia segons la configuració del transformador de tres debanats i dotze polsos.

Configuració	Matrius del transformador	Angle de fase
Yy0 (0h → 90) i Yd1 (1h → 60)	$M_y = m_y \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}$ $M_d = m_d \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$	$\varphi_{ay} = \frac{\pi}{2}; \varphi_{by} = \frac{-\pi}{6}; \varphi_{cy} = \frac{7\pi}{6}$ $\varphi_{ad} = \frac{\pi}{3}; \varphi_{bd} = \frac{-\pi}{3}; \varphi_{cd} = \pi$
Yy0 (0h → 90) i Yd11 (11h → 120)	$M_y = m_y \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}$ $M_d = m_d \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\varphi_{ay} = \frac{\pi}{2}; \varphi_{by} = \frac{-\pi}{6}; \varphi_{cy} = \frac{7\pi}{6}$ $\varphi_{ad} = \frac{2\pi}{3}; \varphi_{bd} = 0; \varphi_{cd} = \frac{4\pi}{3}$
Yy0 (0h → 90) i Yd5 (5h → 60)	$M_y = m_y \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}$ $M_d = m_d \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$	$\varphi_{ay} = \frac{\pi}{2}; \varphi_{by} = \frac{-\pi}{6}; \varphi_{cy} = \frac{7\pi}{6}$ $\varphi_{ad} = \frac{-\pi}{3}; \varphi_{bd} = -\pi; \varphi_{cd} = \frac{\pi}{3}$
Yy6 (0h → 90) i Yd11 (11h → 120)	$M_y = m_y \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}$ $M_d = m_d \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\varphi_{ay} = \frac{-\pi}{2}; \varphi_{by} = \frac{-7\pi}{6}; \varphi_{cy} = \frac{\pi}{6}$ $\varphi_{ad} = \frac{2\pi}{3}; \varphi_{bd} = 0; \varphi_{cd} = \frac{4\pi}{3}$
Yy6 (0h → 90) i Yd5 (5h → 60)	$M_y = m_y \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}$ $M_d = m_d \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$	$\varphi_{ay} = \frac{-\pi}{2}; \varphi_{by} = \frac{-7\pi}{6}; \varphi_{cy} = \frac{\pi}{6}$ $\varphi_{ad} = \frac{-\pi}{3}; \varphi_{bd} = -\pi; \varphi_{cd} = \frac{\pi}{3}$
Dy5 (5h → 60) i Dd0 (0h → 90)	$M_y = m_y \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}$ $M_d = m_d \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$	$\varphi_{ay} = \frac{-\pi}{3}; \varphi_{by} = -\pi; \varphi_{cy} = \frac{\pi}{3}$ $\varphi_{ad} = \frac{\pi}{2}; \varphi_{bd} = \frac{-\pi}{6}; \varphi_{cd} = \frac{7\pi}{6}$
Dy11 (11h → 120) i Dd0 (0h → 90)	$M_y = m_y \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}$ $M_d = m_d \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$	$\varphi_{ay} = \frac{2\pi}{3}; \varphi_{by} = 0; \varphi_{cy} = \frac{4\pi}{3}$ $\varphi_{ad} = \frac{\pi}{2}; \varphi_{bd} = \frac{-\pi}{6}; \varphi_{cd} = \frac{7\pi}{6}$
Dy5 (5h → 60) i Dd6 (6h → 90)	$M_y = m_y \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}$ $M_d = m_d \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\varphi_{ay} = \frac{-\pi}{3}; \varphi_{by} = -\pi; \varphi_{cy} = \frac{\pi}{3}$ $\varphi_{ad} = \frac{-\pi}{2}; \varphi_{bd} = \frac{-7\pi}{6}; \varphi_{cd} = \frac{\pi}{6}$
Dy11 (11h → 120) i Dd6 (6h → 90)	$M_y = m_y \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}$ $M_d = m_d \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\varphi_{ay} = \frac{2\pi}{3}; \varphi_{by} = 0; \varphi_{cy} = \frac{4\pi}{3}$ $\varphi_{ad} = \frac{-\pi}{2}; \varphi_{bd} = \frac{-7\pi}{6}; \varphi_{cd} = \frac{\pi}{6}$

$$\left[ M_y \right] = m_y \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.77)$$

$$\left[ M_d \right] = m_d \begin{bmatrix} 0 & -1 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.78)$$

La no mostra les matrius simplificades per tal d'identificar millor la relació entre la configuració del transformador i les matrius que intervenen al càlcul dels corrents de línia.

### 3.7. Aplicació del mètode de l'ombra projectada a ATRUs

Es presenten dues aplicacions en ATRUs de diferent número de polsos (és a dir, simulacions de PSCAD/EMTDC i proves experimentals) per il·lustrar la utilitat del mètode “phasorial convex hull method” així com per validar la precisió del mètode proposat.

Els ATRUs s'estan convertint en la base per a la futura generació de diverses aplicacions elèctriques com ara sistemes elèctrics d'avions [2], [5], [6], [7], [8], [9] i conversió d'energia eòlica sistemes [11]. Segons la figura 3.28 estan formats per múltiples rectificadors de ponts no controlats trifàsics connectats entre si principalment en topologia , paral·leles (tipus P) com es el cas de Figura 3. 29 i alimentades per un autotransformador de canvi de fase subministrat per tres tensions entrada.

$$\begin{aligned} v_a(\omega t) &= V_a \cos(\omega t + \alpha_a) \\ v_b(\omega t) &= V_b \cos(\omega t + \alpha_b) \\ v_c(\omega t) &= V_c \cos(\omega t + \alpha_c) \quad (\omega = 2\pi f), \end{aligned} \quad (3.79)$$

On  $V_a$ ,  $V_b$  i  $V_c$  són els valors màxims i  $\alpha_a$ ,  $\alpha_b$  and  $\alpha_c$  i els angles de fase dels voltatges d'entrada. Les configuracions ATRU de tipus P de 12 i 18 són les més utilitzades segons es desprèn dels articles [10], [11] i [2], [5], [6], [7], [8], [9].

El valor mitjà de la tensió de sortida del bus DC  $V_o$  en ATRUs de multi polsos es determina generalment aplicant els mètodes numèrics a la secció 2.6 i a la 2.7 de domini temporal a causa de la dificultat per obtenir expressions analítiques per a totes les configuracions d'ATRU de multi polsos i les condicions de tensió de subministrament.

D'una banda, alguns estudis proporcionen expressions analítiques per calcular el  $V_o$  en condicions de tensions de subministrament en equilibri (és a dir,  $V_a = V_b = V_c = V_s$ ,  $\alpha_b = \alpha_a - 2\pi/3$  i  $\alpha_c = \alpha_a + 2\pi/3$ ) per ATRUs multi-pols específics [5], [6], [7], [11].

D'altra banda, només uns pocs estudis presenten expressions analítiques per calcular  $V_o$  sota condicions de desequilibri de tensió de subministrament, i aquestes expressions sempre són per a ATRUs multi-pols particulars i per condicions de desequilibri de tensió de subministrament específiques [2]. El mètode “phasorial convex hull method” o “shadow-projection” podria ser una eina fàcil i potent per calcular  $V_o$  sota qualsevol valor de tensió de subministrament.

A. Simulacions de domini temporal PSCAD / EMTDC

Com a exemple, el càlcul de  $V_o$  en un ATRU de tipus P de 12 polsos amb reactors de fases, com el de la Figura 3. 29

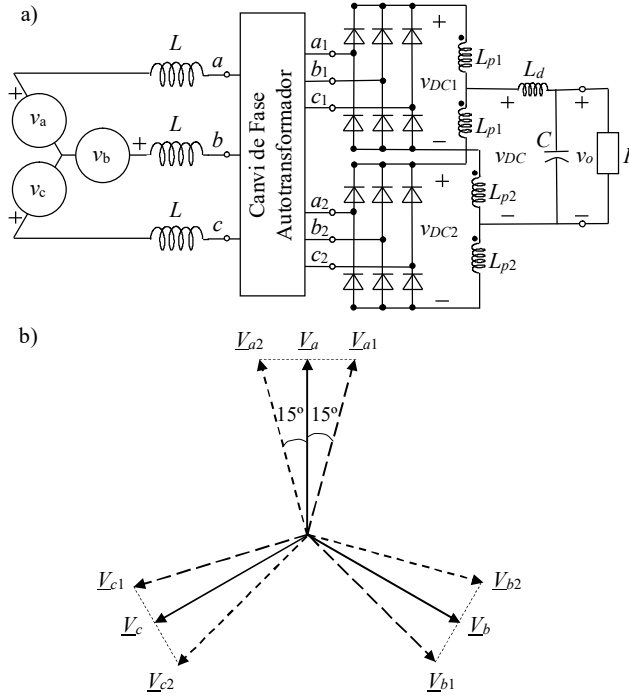


Figura 3. 29 ATRU de tipus P de 12 polsos amb bobines d'acoblament: a) Configuració ATRU en paral·lel. b) Diagrama vectorial de tensions desfasats 15°

i ATRU asimètric de 18 polsos de tipus P sense reactors de interfase descrit a la Figura 3. 30

Alimentats per tres tensions alternes segons es veu a les dos il·lustracions prèvies. Les dues configuracions d' ATRUs s'estudien en [2] on es proposen expressions analítiques per calcular  $V_o$  sota condicions no equilibrades de tensió de subministrament que es presenten com segueix  $V_a = \lambda_a V_c$ ,  $V_b = \lambda_b V_c$  i  $V_c = V_s$ , amb  $\lambda_a \geq \lambda_b \geq 1$  i  $\alpha_b = \alpha_a - 2\pi/3$  i  $\alpha_c = \alpha_a + 2\pi/3$  que obtenen, en el article [2] assumint diverses aproximacions,

$$V_o^{(12-p)} \approx 2.42 \left( \frac{\lambda_a + \lambda_b + 1}{3} \right) V_s$$

$$V_o^{(18-p)} \approx 2.437 \left( \frac{\lambda_a + \lambda_b + 1}{3} \right) V_s. \tag{3.80}$$

El mètode del "phasorial convex hull method" permet calcular  $V_o$  exactament en qualsevol condició de desequilibri de tensions subministrades. En particular, permet obtenir resultats més precisos de  $V_o$  que els de l'estudi anterior:

El ATRU de tipus P de 12 pols a la Figura 3. 29 resulta de la connexió de dos rectificadors de pont no controlats trifàsics en paral·lel per mitjà de les bobines d'acoblament amb Inductància  $L_{p1}$  i  $L_{p2}$  connectades als terminals de sortida de cada rectificador [2], [10] , [11]. Aquestes bobines d'acoblament absorbeixen la diferència de tensió entre les tensions CC de les rectificades pels ponts no controlats trifàsics en qualsevol moment i asseguruen el seu funcionament independent, sense cap corrent de circulació entre ells dos rectificadors. Segons això, la tensió de sortida del pont de díodes,  $v_{DC}$ , es pot

expressar a partir de les tensions de sortida del pont de díodes de cada rectificador,  $v_{DC1}$  i  $v_{DC2}$ , segons l'equació (3.81) com en el article [11]

$$v_{DC} = \frac{1}{2}(v_{DC1} + v_{DC2}), \quad (3.81)$$

i els valors mitjans dels ponts de díodes i el voltatge de sortida del bus DC,  $V_{DC}$  i  $V_o$ , són iguals:

$$V_o = V_{DC} = \frac{1}{2}(V_{DC1} + V_{DC2}). \quad (3.82)$$

Considerant els vectors de tensió de fase AC del diagrama de la Figura 3. 29 b), és pot afirmar que  $V_{DC1} = V_{DC2}$  i, per tant,  $V_{DC} = V_{DC1} = V_{DC2}$  segons es desprèn de (3.82). Així, el valor mitjà de la tensió de sortida del bus DC pot ser calculat a partir de  $V_{DC1}$  o  $V_{DC2}$  aplicant el procediment dels apartats 3.1 i 3.2 a les tensions de fase AC  $V_{a1}$ ,  $V_{b1}$  i  $V_{c1}$  o  $V_{a2}$ ,  $V_{b2}$  i  $V_{c2}$ , que es veuen en el diagrama de la Figura 3. 29 b). Dedueix l'equació (3.83) una expressió analítica en [11] per al càlcul de  $V_o$  sota condicions equilibrades de tensions de subministrament.

$$V_o = V_{DC1} = 2 \frac{3\sqrt{2} V_s / \cos(15^\circ)}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) = 2.42V_s. \quad (3.83)$$

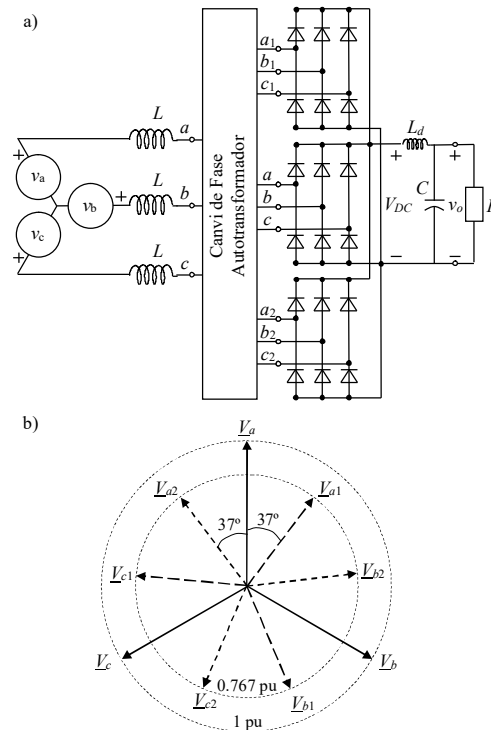


Figura 3. 30 ATRU asimètric de 18 polsos tipus P sense bobines d'acoblament: a) Configuració ATRU paral·lel. b) Diagrama vectorial de tensions asimètrica desfasades 37°.

El ATRU asimètric de tipus P de 18 polsos en la Figura 3. 30 està format per tres rectificadors de pont de díodes trifàsics amb els seus terminals de sortida connectats directament en paral·lel [2], [5], [6], [7], [8], [9], resultant el ATRU de nou fase en la Figura 3. 30 (b) amb  $N = 9$ . Aquest rectificador es subministra amb els vectors de tensió de fase AC asimètrics com es pot observar a la Figura 3. 30 b)

Per tant, es pot calcular el valor mitjà de la tensió de sortida del bus CC  $V_o$ , aplicant el procediment dels apartats 3.2 i 3.3 als vectors de tensió de fase del corrent alter de la Figura 3. 30 b)

També es dedueix una expressió analítica a [5], [7], per al càlcul de  $V_o$  sota condicions d'equilibri de les tensions de subministrament pel ATRU asimètric de 18 polsos,

$$V_o = \sqrt{6}V_s \frac{\sin(\pi/18)}{\pi/18} = 2.437V_s. \tag{3.84}$$

Donat un ATRU de  $19^\circ$  amb la configuració del dibuix, es una reconversió d'un transformador de quatre debanats per columna dos de 110 volts i dos de 220 volts eficaços.

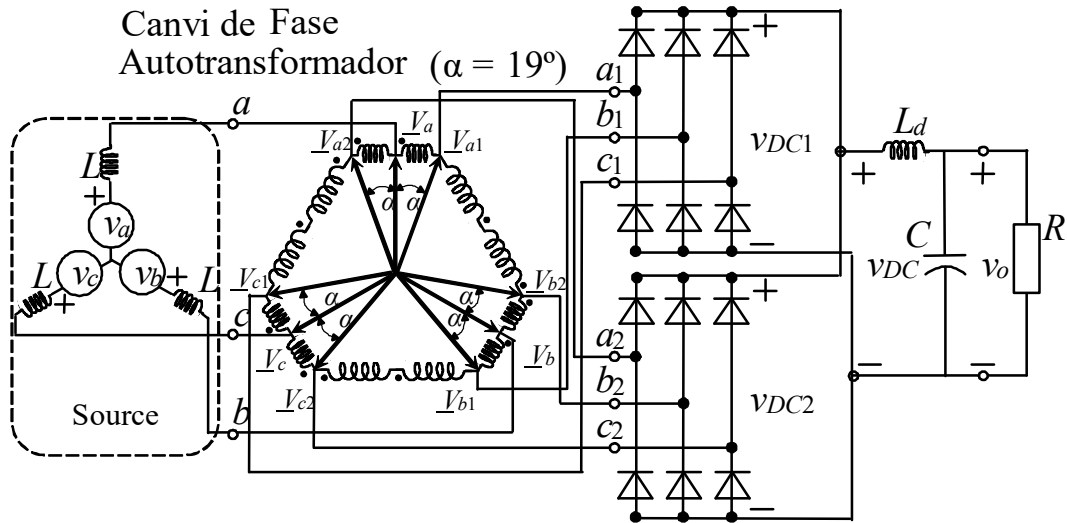


Figura 3. 31 ATRU de  $19^\circ$  (laboratori DEE)

En aquesta configuració i pel instant de temps que representa el dibuix, veiem que es el moment de canvi de díodes directes i inversos i es produeix en el mateix moment. Canvi directe del dA2 al dA1 i els inversos del dIB1 al dIC2

El diagrama vectorial de les tensions de fase es el de la figura següent.

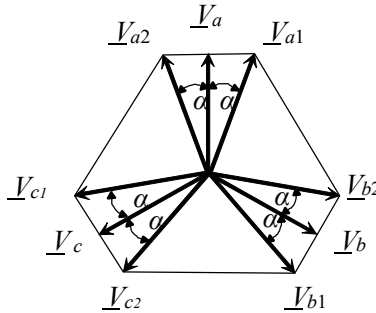


Figura 3. 32 Diagrama de les tensions de fase, d'un ATRU de 12 polsos

Els vectors de les tensions de fase d'alimentació son:

$$\begin{aligned}
V_a &= V e^{i0} & V_{a1} &= \frac{V}{\cos(\alpha)} e^{i(0-\alpha)} & V_{a2} &= \frac{V}{\cos(\alpha)} e^{i(0+\alpha)} & (\alpha &= \frac{19\pi}{180}), \\
V_b &= V e^{i(\frac{-2\pi}{3})} & V_{b1} &= \frac{V}{\cos(\alpha)} e^{i(\frac{-2\pi}{3}-\alpha)} & V_{b2} &= \frac{V}{\cos(\alpha)} e^{i(\frac{-2\pi}{3}+\alpha)} \\
V_c &= V e^{i(\frac{2\pi}{3})} & V_{c1} &= \frac{V}{\cos(\alpha)} e^{i(\frac{2\pi}{3}-\alpha)} & V_{c2} &= \frac{V}{\cos(\alpha)} e^{i(\frac{2\pi}{3}+\alpha)}
\end{aligned} \tag{3.85}$$

Que en el cas de que  $|V_a| = |V_b| = |V_c| = V$  en mòdul el sistema es equilibrat

Per conèixer la tensió  $V_{DC}$  apliquem el mètode “phasorial convex hull method” calculem el perímetre del polígon descrit i el dividim per pi.

$$V_{DC} = \frac{|V_{a1a2}| + |V_{a2c1}| + |V_{c1c2}| + |V_{c2b1}| + |V_{b1b2}| + |V_{b2a1}|}{\pi} \tag{3.86}$$

Substituïm pel cas del ATRU de 19° del DEE obtindrem:

$$V_{DC} = \frac{6(110 + 220)\sqrt{2}}{\pi} = 891,31V \tag{3.87}$$

Per determinar les tensions equilibrades o desequilibrades, d'entrada als dos rectificadors ho farem per la composició vectorial de tensions segons el numero d'espires

$$\begin{aligned}
V_{A1} &= V_A - \frac{N_S}{N_L} V_{C1B2}; & V_{A2} &= V_A + \frac{N_S}{N_L} V_{C1B2} \\
V_{B1} &= V_B - \frac{N_S}{N_L} V_{A1C2}; & V_{B2} &= V_B + \frac{N_S}{N_L} V_{A1C2} \\
V_{C1} &= V_C - \frac{N_S}{N_L} V_{B1A2}; & V_{C2} &= V_C + \frac{N_S}{N_L} V_{B1A2}
\end{aligned} \tag{3.88}$$

Operant i deixant-ho en funció de les tres tensions d'entrada  $V_A, V_B, V_C$

$$\begin{pmatrix} V_{A1} \\ V_{B1} \\ V_{C1} \\ V_{A2} \\ V_{B2} \\ V_{C2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & k & 1 & -k & 0 \\ 1 & 0 & -k & 0 & k & 0 \\ k & 0 & 0 & 0 & 1 & -k \\ -k & 1 & 0 & 0 & 0 & k \\ 0 & k & 0 & -k & 0 & 1 \\ 0 & -k & 1 & k & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{pmatrix} \tag{3.89}$$

On k es el valor de  $N_S/N_L$  que es pot deduir de la geometria i la relació que tenen el numero d'espires i las tensions als debanats.

$$k = \frac{N_S}{N_L} = \frac{\cos(75^\circ)}{2 \cos(45^\circ)} = 0,183 \tag{3.90}$$

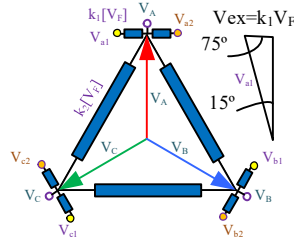


Figura 3. 33 ATRU Delta\_T

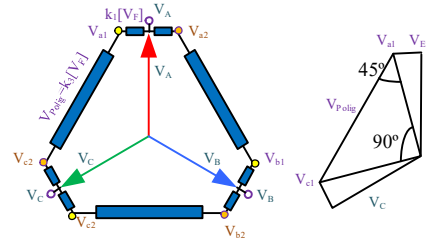


Figura 3. 34 ATRU Delta\_Poligonal

Calculs de les constants de proporció de les bobines ATRU Delta\_T i Delta\_Poligonal que permetran el calcul del numero d'espises de cada una de les bobines del Autotransformador per a cada cas.

$$\begin{aligned} V_{Ex} &= k_1 V_F = V_F \cdot \text{tg}(15^\circ) \implies k_1 = \text{tg}(15^\circ) \\ V_{AB} &= k_2 V_F = \sqrt{3} V_F \implies k_2 = \sqrt{3} \\ \frac{N_{Ex}}{N_F} &= \frac{V_{Ex}}{V_F} = \frac{k_1 V_F}{V_F} \implies N_{Ex} = N_F k_1 \\ \frac{N_{AB}}{N_F} &= \frac{V_{AB}}{V_F} = \frac{k_2 V_F}{V_F} \implies N_{AB} = N_F k_2 = N_1 \end{aligned} \tag{3.91}$$

Taula 3. 3 Taula de Numero d'espises pel ATRU Delta\_T.

	$N_F = 1000$	$N_F = 230\sqrt{2}$
$k_1 = \text{tg}(15^\circ) = 0,268$	$N_{Ex} = 268$	$N_{Ex} = 87$
$k_2 = \sqrt{3} = 1,732$	$N_1 = 1732$	$N_1 = 563$

$$\begin{aligned} V_{Ex} &= k_1 V_F = V_F \cdot \text{tg}(15^\circ) \implies k_1 = \text{tg}(15^\circ) \\ V_{Polig} &= k_3 V_F = 2 V_F \frac{\text{sen}(45^\circ)}{\cos(15^\circ)} \implies k_3 = 1,464 \\ \frac{N_{Ex}}{N_F} &= \frac{V_{Ex}}{V_F} = \frac{k_1 V_F}{V_F} \implies N_{Ex} = N_F k_1 \\ \frac{N_{Polig}}{N_F} &= \frac{V_{Polig}}{V_F} = \frac{k_3 V_F}{V_F} \implies N_{Polig} = N_F k_3 \end{aligned} \tag{3.92}$$

Taula 3. 4 Taula de Numero d'espises pel ATRU Delta\_Poligonal.

	$N_F = 1000$	$N_F = 230\sqrt{2}$
$k_1 = 0,268$	$N_{Ex} = 268$	$N_{Ex} = 87$
$k_3 = 1,464$	$N_{Polig} = 1464$	$N_{Polig} = 476$

Expressió matemàtica de les tensions de sortida del Autotransformador en funció de les tensions d'entrada i les constants de proporció

$$V_{a1} = V_A + \frac{V_{BC}}{|V_{BC}|} |V_A| k_1 = V_A + \frac{k_1}{k_2} (V_B - V_C) \tag{3.93} \quad k = \frac{k_1}{k_3} = 0,183 \text{ En matriu (3.89)}$$



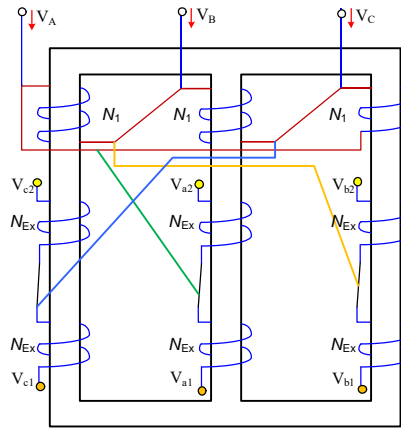


Figura 3. 35 ATRU Delta\_T connexions

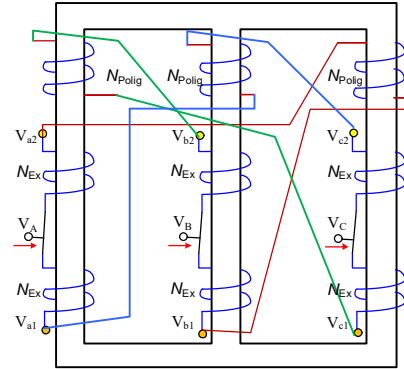


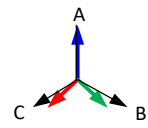
Figura 3. 36 ATRU Delta\_Poligonal connexions

$$|V_{a1}| = \frac{|V_A|}{\cos 15^\circ} = 1,035|V_A| \implies |V_{a1}| > |V_A| \quad (3.93)$$

Si es sotmet el ATRU Delta\_T descrit a la Figura 3.32 amb les connexions descrites a la Figura 3.34 a un desequilibri de tensions, seguint els passos descritos en el diagrama de flux de la Figura 3.36 coneguda la tensió inicial i el desequilibri per sot tipus C en el següent pas és possible calcular les tensions de fase a la sortida del ATRU calcular les tensions compostes de cada rectificador, en el quart pas es calculen la “Shadow Projection”, la signatura del voltatge de CC en bornes de cada rectificador així com el valor de sortida en color verd, també és calcula el valor mig segons la metodologia “Convex-Hull”

També es pot veure com, si es sotmet el ATRU Delta\_Poligonal descrit a la Figura 3.33 amb les connexions descrites a la Figura 3.35 a un sot de tensió tipus E, seguint els passos descritos en el diagrama de flux de la Figura 3.37 coneguda la tensió nominal i la profunditat del sot, en el segon pas es calculen les tensions compostes del Triangle, en el tercer pas es calculen les tensions de sortida al primer rectificador i en al segon rectificador, en el quart pas es calculen la signatura de la tensió del bus de corrent continu “Shadow Projection” per a cada rectificador, així com la tensió mitja segons “Convex-Hull”

**1** Valors d'Entrada  $h = 0.8 \quad V = 230\sqrt{2}e^{j\frac{\pi}{2}}$

**2** Sot tipus C 

$$V_A = V, \quad V_B = -V(1 + \sqrt{3}hj)/2, \quad V_C = -V(1 - \sqrt{3}hj)/2$$

$$V_A = 325.27j, \quad V_B = 225.35 - 162.63j, \quad V_C = -225.35 - 162.63j$$

$$V_{AB} = V_A - V_B, \quad V_{BC} = V_B - V_C, \quad V_{CA} = V_C - V_A$$

$$V_{AB} = -225,35 + 487,9j; \quad V_{BC} = 450,71; \quad V_{CA} = -225,35 - 487,9j$$

**3** Secundaris abc,1 (+15°)

$$V_{a1} = V_A + \frac{k_1}{k_2}(V_B - V_C); \quad V_{b1} = V_B + \frac{k_1}{k_2}(V_C - V_A); \quad V_{c1} = V_C + \frac{k_1}{k_2}(V_A - V_B)$$

$$V_{ab1} = V_{a1} - V_{b1}; \quad V_{bc1} = V_{b1} - V_{c1}; \quad V_{ca1} = V_{c1} - V_{a1}$$

$$V_{ab1} = -120,76 + 563,38j; \quad V_{bc1} = 450,7 - 150,96j; \quad V_{ca1} = -329,94 - 412,43j$$

**3** Secundaris abc,2 (-15°)

$$V_{a2} = V_A + \frac{k_1}{k_2}(V_B - V_C); \quad V_{b2} = V_B + \frac{k_1}{k_2}(V_C - V_A); \quad V_{c2} = V_C + \frac{k_1}{k_2}(V_A - V_B)$$

$$V_{ab2} = V_{a2} - V_{b2}; \quad V_{bc2} = V_{b2} - V_{c2}; \quad V_{ca2} = V_{c2} - V_{a2}$$

$$V_{ab2} = -329,94 + 412,42j; \quad V_{bc2} = 450,71 + 150,96j; \quad V_{ca2} = -120,77 - 563,38j$$

**4** Shadow Projection SP1, SP2 Valors Instantanis

$$v_{sp1}(\omega t) = \frac{|\operatorname{Re}(V_{ab1}\alpha)| + |\operatorname{Re}(V_{bc1}\alpha)| + |\operatorname{Re}(V_{ca1}\alpha)|}{2}$$

$$v_{sp2}(\omega t) = \frac{|\operatorname{Re}(V_{ab2}\alpha)| + |\operatorname{Re}(V_{bc2}\alpha)| + |\operatorname{Re}(V_{ca2}\alpha)|}{2}$$

Valor mig en CCM  $V_{CC1} = \frac{|V_{ab1}| + |V_{bc1}| + |V_{ca1}|}{\pi} = 502,82V$

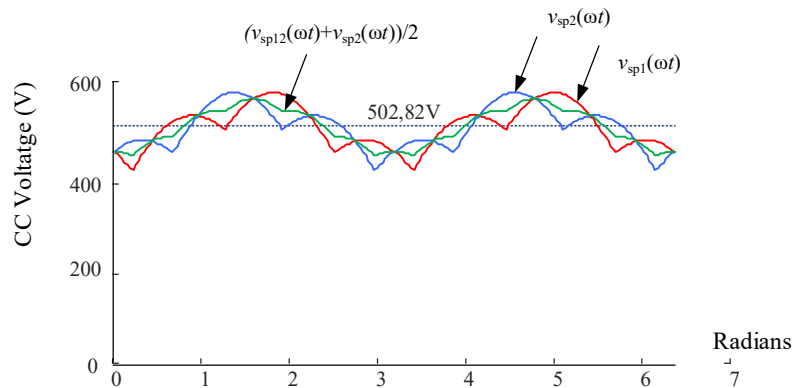


Figura 3. 37 Comportament ATRU Delta\_T a un Sot C

1 Valors d'Entrada  $h = 0.8 \quad V = 230\sqrt{2}e^{j\frac{\pi}{2}}$

2 Sot tipus E  
 $V_A = V, \quad V_B = -\frac{V(h + \sqrt{3}hj)}{2}, \quad V_C = -\frac{V(h - \sqrt{3}hj)}{2}$   
 $V_A = 325,27j; \quad V_B = 225,35 - 130,11j; \quad V_C = -225,35 - 130,11j$

3 Secundaris abc,1 (+15°) + Secundaris abc,2 (-15°)

$$\begin{bmatrix} V_{a1} \\ V_{b1} \\ V_{c1} \\ V_{a2} \\ V_{b2} \\ V_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -k & 0 & k & 0 \\ 0 & 0 & k & 1 & -k & 0 \\ -k & 1 & 0 & 0 & 0 & k \\ k & 0 & 0 & 0 & 1 & -k \\ 0 & -k & 1 & k & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -k & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_A \\ V_A \\ V_B \\ V_B \\ V_C \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -69,72 + 325,27j \\ 260,21 - 59,66j \\ -190,49 - 200,55j \\ 69,72 + 325,27j \\ 190,49 - 200,55j \\ -260,21 - 59,66j \end{bmatrix}$$

4 Tensions compostes, costats del poligon convex de tensions

$$\begin{bmatrix} V_{ab1} \\ V_{bc1} \\ V_{ca1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a1} \\ V_{b1} \\ V_{c1} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} V_{ab1} \\ V_{bc1} \\ V_{ca1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -329,93 + 384,93j \\ 450,71 + 140,88j \\ -120,77 - 525,82j \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{ab2} \\ V_{bc2} \\ V_{ca2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a2} \\ V_{b2} \\ V_{c2} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} V_{ab2} \\ V_{bc2} \\ V_{ca2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -120,77 + 525,82j \\ 450,71 - 140,88j \\ -329,93 - 384,93j \end{bmatrix}$$

5 Shadow Projection SP1, SP2 Valors Instantanis

$$v_{sp1,2}(\omega t) = \frac{|\operatorname{Re}(V_{ab1,2}\alpha)| + |\operatorname{Re}(V_{bc1,2}\alpha)| + |\operatorname{Re}(V_{ca1,2}\alpha)|}{2}$$

Valor mig en CCM  $V_{CC1} = \frac{|V_{ab1}| + |V_{bc1}| + |V_{ca1}|}{\pi} = 483,42V$

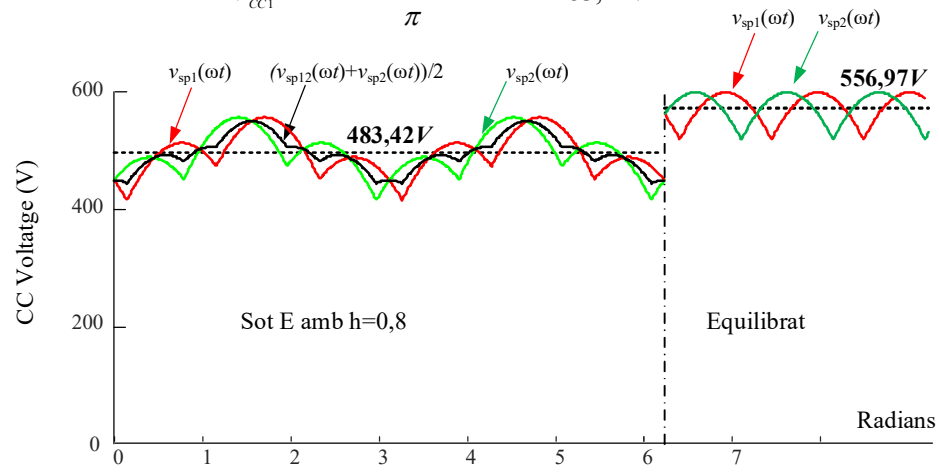


Figura 3. 38 Comportament ATRU DELTA POLIGONAL davant un sot E amb h=0,8

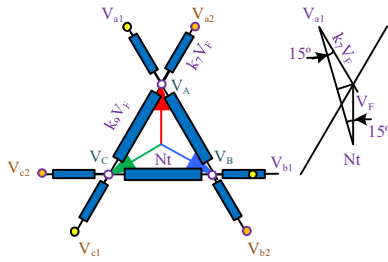


Figura 3. 39 ATRU Delta-V

$$k_7 V_F \cdot \text{sen}(15^\circ) = V_F \cdot \text{sen}(15^\circ)$$

$$k_9 V_F = \sqrt{3} V_F \implies k_9 = \sqrt{3} \quad (3.94)$$

$$k_7 = 1$$

Taula 3. 5 Numero d'espises pel ATRU Delta\_T.

	$N_F = 1000$	$N_F = 230\sqrt{2}$
$k_7 = 1$	$N_7 = 1000$	$N_7 = 325$
$k_9 = \sqrt{3} = 1,732$	$N_9 = 1732$	$N_9 = 563$

$$V_{a1} = V_A + k_7 \frac{V_{AB}}{|V_{AB}|} |V_A| = V_A + \frac{k_7}{\sqrt{3}} (V_A - V_B) \quad (3.96)$$

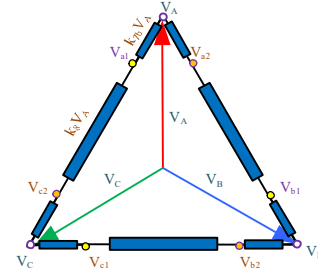


Figura 3. 40 ATRU Delta-Triangle

$$k_{7b} = \frac{\text{sen}(15^\circ)}{\text{sen}(45^\circ)} = 0,366 \quad (3.95)$$

$$(2k_{7b} + k_8) = \sqrt{3} \implies k_8 = 1$$

Taula 3. 6 Numero d'espises pel ATRU Delta\_Triangle.

	$N_F = 1000$	$N_F = 230\sqrt{2}$
$k_{7b} = 0,366$	$N_{7b} = 366$	$N_{7b} = 119$
$k_8 = \sqrt{3} - 2k_{7b}$ $k_8 = 1$	$N_8 = 1000$	$N_8 = 325$

$$V_{a1} = V_A + k_{7b} \frac{V_{CA}}{|V_{CA}|} |V_A| = V_A + \frac{k_{7b}}{\sqrt{3}} (V_C - V_A) \quad (3.97)$$

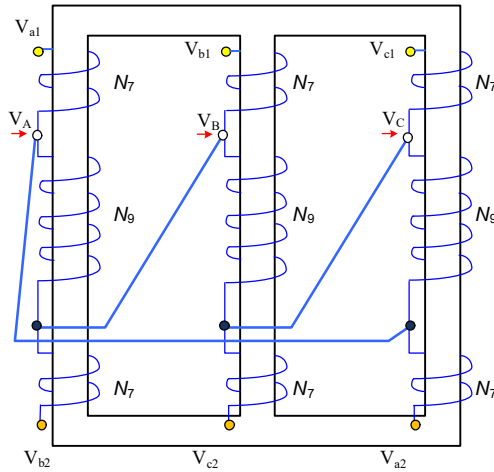


Figura 3. 41 ATRU Delta\_V connexions

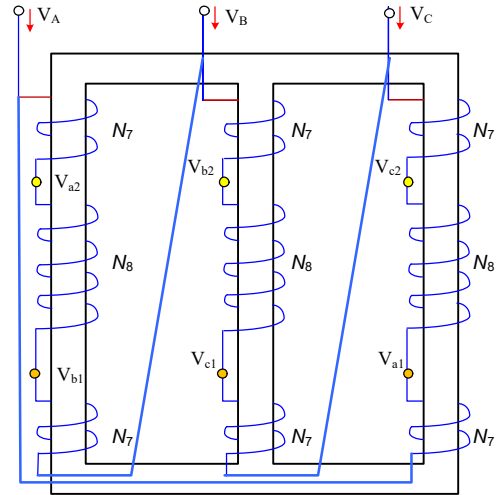


Figura 3. 42 ATRU Delta\_Triangle connexions

Si es sotmet el ATRU Delta\_V descrit a la Figura 3.38 amb les connexions descrites a la Figura 3.40 a un desequilibri de tensions, seguint els passos descrits en el diagrama de flux de la Figura 3.42 coneguda la tensió inicial i el desequilibri del segon pas és possible calcular les tensions de fase a la sortida del ATRU calcular les tensions compostes de cada rectificador, en el quart pas es calculen la “Shadow Projection”, la signatura del voltatge de CC en bornes de cada rectificador així com el valor de sortida en color verd, també és calcula el valor mig segons la metodologia “Convex-Hull”

També es pot veure com, si es sotmet el ATRU Delta\_Triangle descrit a la Figura 3.39 amb les connexions descrites a la Figura 3.41 a un sot de tensió tipus B, seguint els passos descrits en el diagrama de flux de la Figura 3.43 coneguda la tensió nominal i la profunditat del sot, en el segon pas es calculen les tensions compostes del Triangle, en el tercer pas es calculen les tensions de sortida al primer rectificador i en el segon rectificador, en el quart pas es calculen la signatura de la tensió del bus de corrent continu “Shadow Projection” per a cada rectificador, així com la tensió mitja segons “Convex-Hull”

**1** Valors d'Entrada  $V = 230\sqrt{2}e^{j\frac{\pi}{2}}$      $a = e^{j\frac{-2\pi}{3}}$

**2** Desequilibri  
 $V_A = V, V_B = 0,85 * a * V, V_C = 0,7 * a^2 * V$   
 $V_A = 325,27 j; V_B = 239,44 - 138,24 j; V_C = -197,18 - 113,84 j$

**3** Secundaris abc,1 (+15°)  
 $V_{a1} = V_A + \frac{k_7}{\sqrt{3}}(V_A - V_B); V_{b1} = V_B + \frac{k_7}{\sqrt{3}}(V_B - V_C); V_{c1} = V_C + \frac{k_7}{\sqrt{3}}(V_C - V_A)$   
 $V_{ab1} = V_{a1} - V_{b1}; V_{bc1} = V_{b1} - V_{c1}; V_{ca1} = V_{c1} - V_{a1}$   
 $V_{ab1} = -629,76 + 745,2 j; V_{bc1} = 802,55 + 215,04 j; V_{ca1} = -172,79 - 960,24 j$

**3** Secundaris abc,2 (-15°)  
 $V_{a2} = V_A + \frac{k_7}{\sqrt{3}}(V_A - V_C); V_{b2} = V_B + \frac{k_7}{\sqrt{3}}(V_B - V_A); V_{c2} = V_C + \frac{k_7}{\sqrt{3}}(V_C - V_B)$   
 $V_{ab2} = V_{a2} - V_{b2}; V_{bc2} = V_{b2} - V_{c2}; V_{ca2} = V_{c2} - V_{a2}$   
 $V_{ab2} = -263,83 + 984,64 j; V_{bc2} = 826,94 - 306,09 j; V_{ca2} = -563,11 - 678,55 j$

**4** Shadow Projection SP1, SP2 Valors Instantanis  

$$v_{sp1}(\omega t) = \frac{|\operatorname{Re}(V_{ab1}\alpha)| + |\operatorname{Re}(V_{bc1}\alpha)| + |\operatorname{Re}(V_{ca1}\alpha)|}{2}$$

$$v_{sp2}(\omega t) = \frac{|\operatorname{Re}(V_{ab2}\alpha)| + |\operatorname{Re}(V_{bc2}\alpha)| + |\operatorname{Re}(V_{ca2}\alpha)|}{2}$$

Valor mig en CCM  $V_{CC1} = \frac{|V_{ab1}| + |V_{bc1}| + |V_{ca1}|}{\pi} = 885,59V$

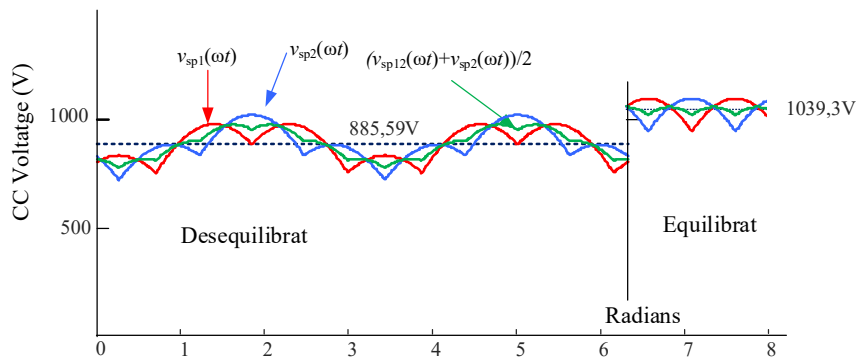
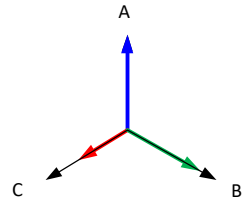


Figura 3. 43 Resposta del ATRU Delta\_V a Desequilibris de Tensions

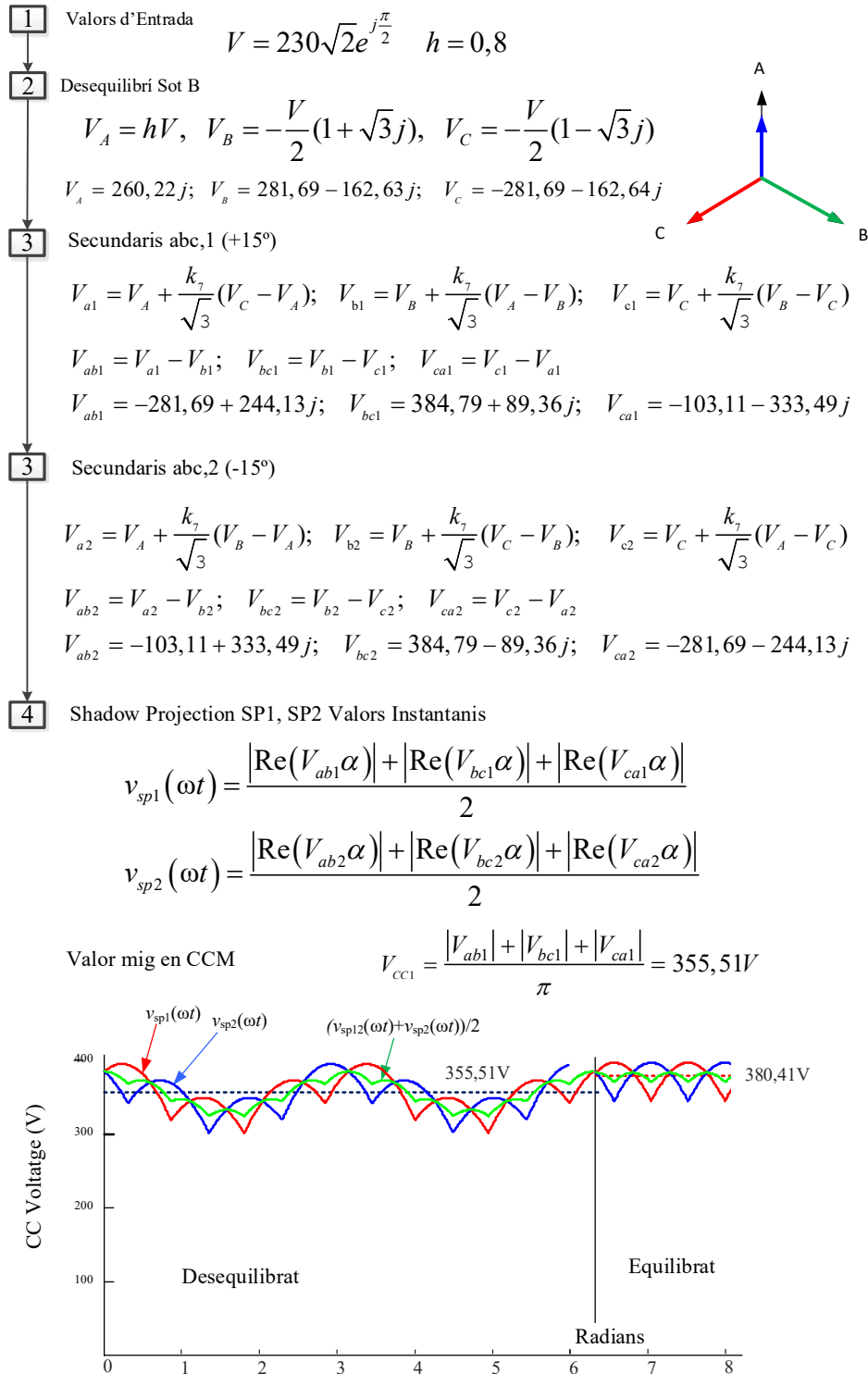


Figura 3. 44 Resposta del ATRU Delta\_Triangle a desequilibris de Tensió Sot B

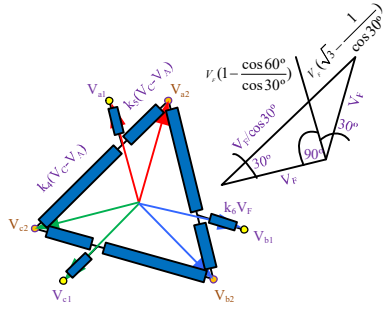


Figura 3. 45 ATRU Delta\_Extensió

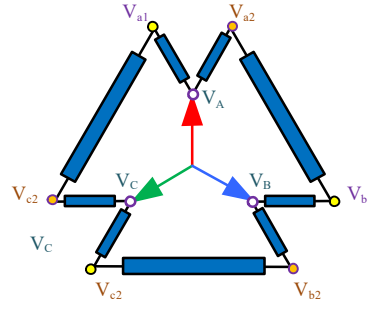


Figura 3. 46 ATRU Poligonal\_V

Taula 3. 7 Numero d'espires pel ATRU Delta\_Extensió.

	$N_F = 1000$	$N_F = 230\sqrt{2}$
$k_4 = 1,155$	$N_4 = 1155$	$N_{Ex} = 376$
$k_5 = 0,577$	$N_5 = 577$	$N_5 = 188$
$k_6 = 0,423$	$N_6 = 423$	$N_6 = 137$

$$V_{a1} = V_A + \frac{k_5}{\sqrt{3}}(V_C - V_A) + \frac{k_6}{\sqrt{3}}(V_A - V_B) \quad (3.98)$$

Taula 3. 8 Numero d'espires pel ATRU Poligonal\_V

	$N_F = 1000$	$N_F = 230\sqrt{2}$
$k_7 = \frac{\text{sen}(15^\circ)}{\text{sen}(45^\circ)} = 0,366$	$N_7 = 366$	$N_7 = 119$
$k_8 = \sqrt{3} + k_7 = 2,098$	$N_8 = 2098$	$N_8 = 682$

$$V_{a1} = V_A + k_7 \frac{V_{AB}}{|V_{AB}|} |V_A| = V_A + \frac{k_7}{\sqrt{3}}(V_A - V_B) \quad (3.99)$$

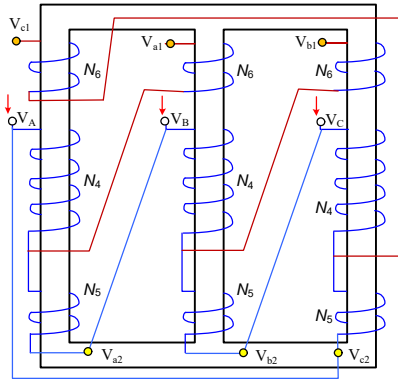


Figura 3. 47 ATRU Delta\_Extensió connexions

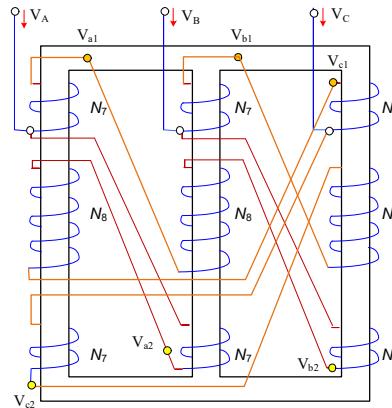


Figura 3. 48 ATRU Poligonal\_V connexions

Si es sotmet el ATRU Delta\_Extensió descrit a la Figura 3.44 amb les connexions descrites a la Figura 3.46 a un sot de tensió tipus D, seguint els passos descrits en el diagrama de flux de la Figura 3.48 coneguda la tensió nominal i la profunditat del sot, en el segon pas es calculen les tensions, en el tercer pas es calculen les tensions de sortida al primer rectificador i en el segon rectificador, en el quart pas es calculen la signatura de la tensió del bus de corrent continu “Shadow Projection per a cada rectificador, així com la tensió mitja segons “Convex-Hull”



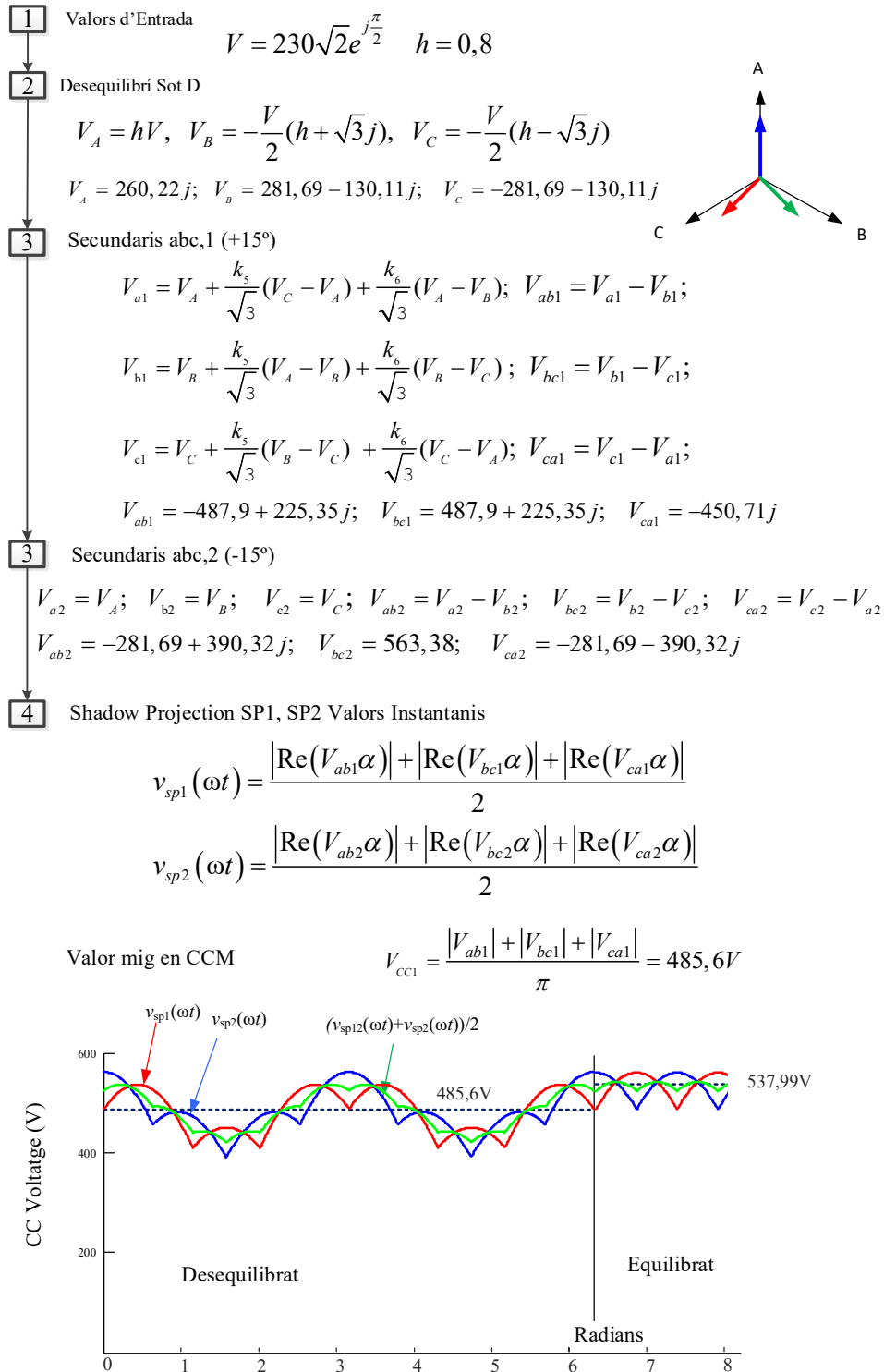


Figura 3. 49 Resposta del ATRU Delta\_Extensió a desequilibris de Tensió Sot D

Al comparar les tres connexions poligonals proposades per a 12 polsos, és veu com:

- a) La Delta-poligonal treballa igual de bé que la Delta, i te menys numero d'espises per igual tensió, te menys voltes en la  $N_{Polig}$  que la  $N_I$
- b) La Delta ramificada, els bornes  $V_{a2}$ ,  $V_{b2}$  i  $V_{c2}$  son els mateixos que els d'alimentació  $V_A$ ,  $V_B$  i  $V_C$  respectivament. Això implica que mentre que si se s'aconsegueix el desfasament de  $30^\circ$  entre les fases homologues dels dos rectificadors, la impedància dels debanats  $V_{a1}$ ,  $V_{b1}$  i  $V_{c1}$  son més grans que la dels debanats amb bornes  $V_{a2}$ ,  $V_{b2}$  i  $V_{c2}$  i per tant els corrents no tindran simetria essent els del rectificador 1 menors que els de subíndex 2. Serà la menys útil de les tres.

Per ATRUs de 18 polsos.

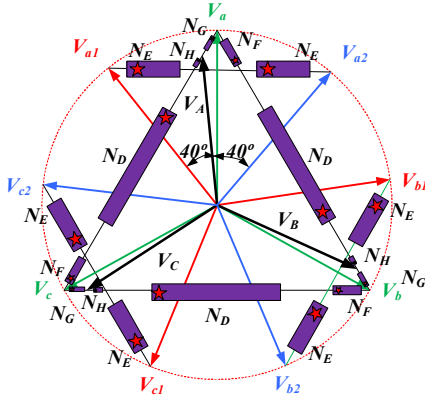


Figura 3. 50 ATRU 18p Delta Step Up

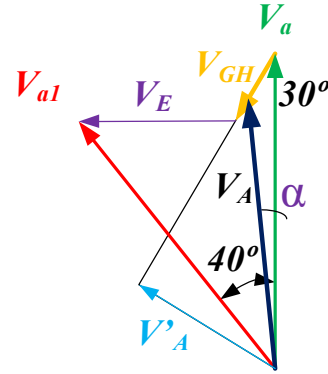


Figura 3. 51 ATRU 18p Delta Step Up Diagrama Vectorial

### Delta Step up

Per trobar les constants  $k_G$ ,  $k_H$ ,  $k_D$ ,  $k_F$ ,  $k_E$  que permeten trobar el numero d'espises de cada bobina  $N_G$ ,  $N_H$ ,  $N_D$ ,  $N_F$ ,  $N_E$  es fa amb la trigonometria associada a les tensions de la Figura 3. 51 per uns valors volguts, en el exemple les tensions d'entrada  $V_A$ ,  $V_B$ ,  $V_C$  son el 0,8 en mòdul de  $V_a$ ,  $V_{a1}$  i  $V_{a2}$  i les tensions als rectificadors desfasades entre elles  $40^\circ$ , on la  $V_{a2}$  és simètrica a la  $V_{a1}$  respecte  $V_a$  com és pot veure en la Figura 3. 50 aquesta voluntat demana un valor de  $k_G=0,241$  i l'angle  $\alpha=8,66^\circ$  d'on és dedueixen les formules següents:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{k_G}{\sqrt{3}} & 0 & \frac{k_G}{\sqrt{3}} \\ \frac{k_G}{\sqrt{3}} & 1 - \frac{k_G}{\sqrt{3}} & 0 \\ 0 & \frac{k_G}{\sqrt{3}} & 1 - \frac{k_G}{\sqrt{3}} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad \begin{aligned} V_{a1} &= V_A + k_H \frac{V_c - V_a}{\sqrt{3}} + k_E \frac{V_c - V_b}{\sqrt{3}} \\ V_{a2} &= V_B + k_D \frac{V_a - V_b}{\sqrt{3}} + k_E \frac{V_b - V_c}{\sqrt{3}} \\ k_F &= k_G + k_H \end{aligned} \quad (3.100)$$

Per trobar les proporcions dels vectors en cada una de les direccions definides en cada columna del transformador resollem les equacions deduïdes de (3.100):

$$\begin{pmatrix} k_H \\ k_E \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \operatorname{Re}\left(\frac{V_c - V_a}{\sqrt{3}}\right) & \operatorname{Re}\left(\frac{V_c - V_b}{\sqrt{3}}\right) \\ \operatorname{Im}\left(\frac{V_c - V_a}{\sqrt{3}}\right) & \operatorname{Im}\left(\frac{V_c - V_b}{\sqrt{3}}\right) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \operatorname{Re}(V_{a1} - V_A) \\ \operatorname{Im}(V_{a1} - V_A) \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{pmatrix} k_H \\ k_E \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0,029 \\ 0,508 \end{pmatrix} \quad (3.101)$$

$$\begin{pmatrix} k_D \\ k_E \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \operatorname{Re}\left(\frac{V_a - V_b}{\sqrt{3}}\right) & \operatorname{Re}\left(\frac{V_b - V_c}{\sqrt{3}}\right) \\ \operatorname{Im}\left(\frac{V_a - V_b}{\sqrt{3}}\right) & \operatorname{Im}\left(\frac{V_b - V_c}{\sqrt{3}}\right) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \operatorname{Re}(V_{a2} - V_B) \\ \operatorname{Im}(V_{a2} - V_B) \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{pmatrix} k_D \\ k_E \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1,221 \\ 0,508 \end{pmatrix}$$

Taula 3. 9 ATRU 18p Delta Step Up Nro Espires

$ V_A  = 0,8 V_a $	$N_F = 1000$	$N_F = 230\sqrt{2}$
$k_G = 0,241$	$N_G = 241$	$N_G = 78$
$k_H = 0,029$	$N_H = 29$	$N_H = 9$
$k_D = 1,221$	$N_G = 1221$	$N_G = 397$
$k_E = 0,508$	$N_E = 508$	$N_E = 165$
$k_F = 0,270$	$N_F = 270$	$N_F = 88$

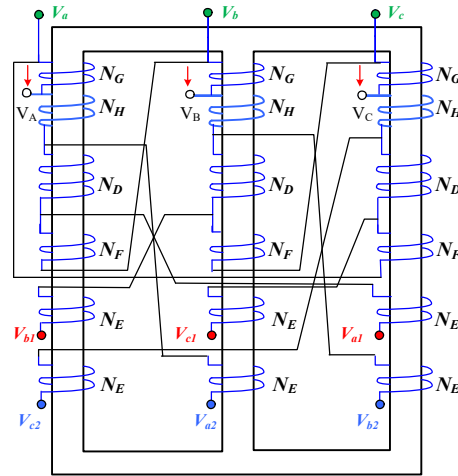


Figura 3. 52 ATRU 18p Delta Step Up connexions

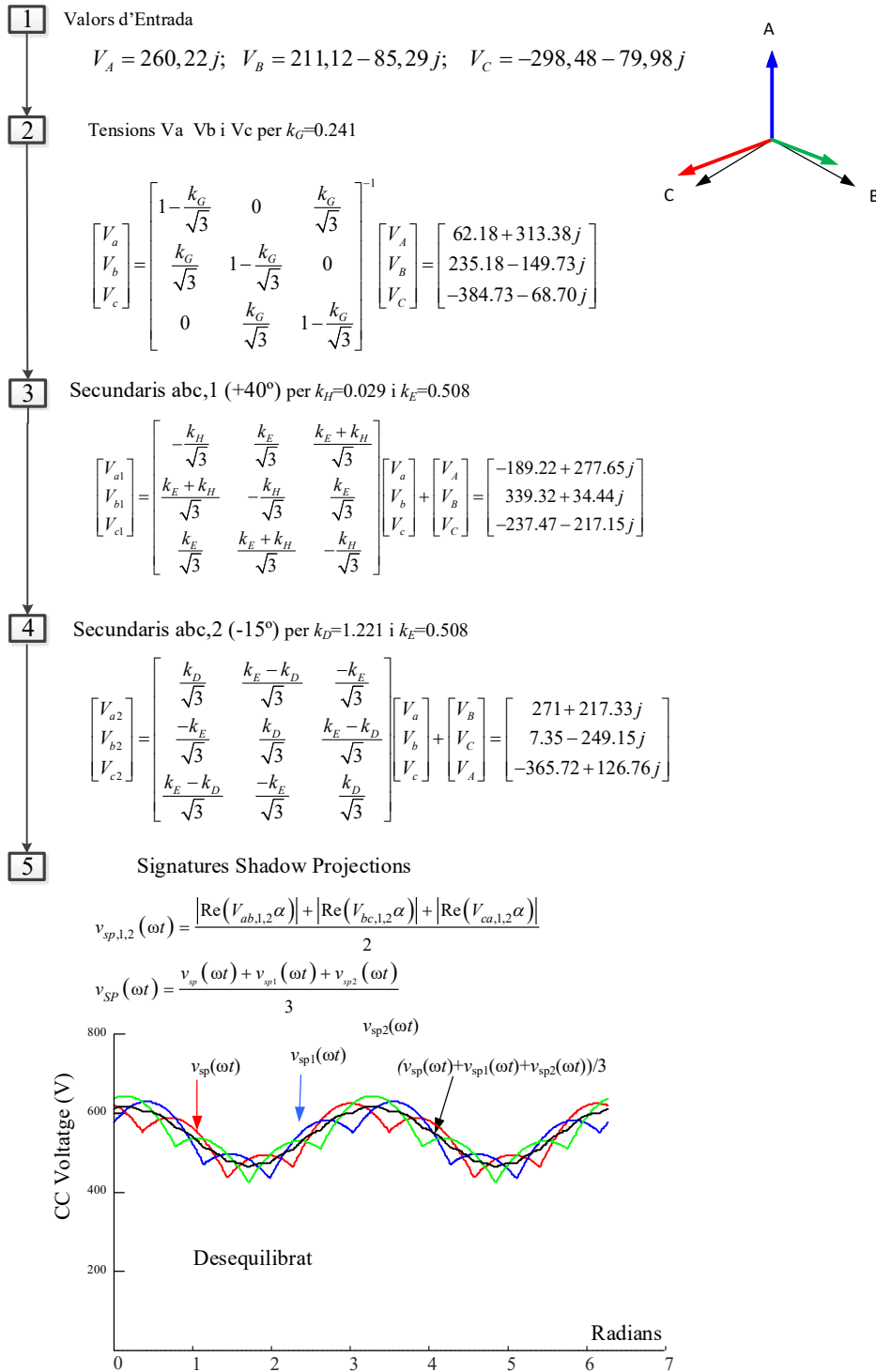


Figura 3. 53 Resposta del ATRU 18p Delta Step Up a un desequilibri de les tensions d'entrada

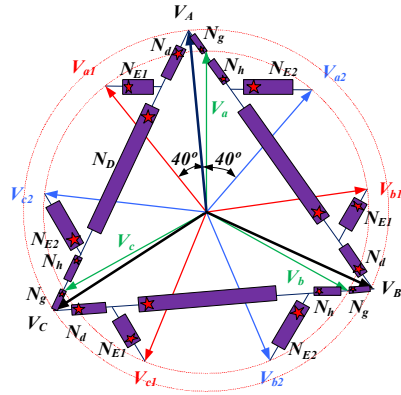


Figura 3. 54 ATRU 18p Delta Step Down

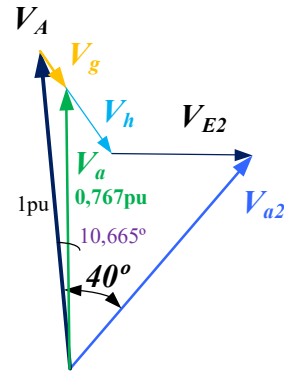


Figura 3. 55 ATRU 18p Delta Step Down Diagrama Vectorial

Delta Step down

Per trobar les constants  $k_g, k_h, k_d, k_D, k_{E1}, k_{E2}$  que defineixen les proporcions de les bobines del autotransformador i així poder determinar el numero d'espines  $N_g, N_h, N_d, N_D, N_{E1}$  i  $N_{E2}$  es fa amb la trigonometria associada a les tensions de la Figura 3. 50 i la Figura 3. 51 per uns valors volguts, en el exemple les tensions d'entrada  $V_A, V_B, V_C$  son el 100% i els mòduls de  $V_a, V_{a1}$  i  $V_{a2}$  son 76,7% per les tensions als rectificadors desfasades entre elles  $40^\circ$ , on la  $V_{a2}$  és simètrica a la  $V_{a1}$  respecte  $V_a$  com és pot veure en la Figura 3. 50 aquesta voluntat demana un valor de  $k_g=0,284$  i l'angle pren valor  $\alpha=10,665^\circ$  d'on és dedueixen les formules següents:

$$V_a = V_A + \frac{k_g}{\sqrt{3}}(V_B - V_A) \quad pu \Rightarrow k_g = 0.284 \Rightarrow 0,767 pu \quad (3.102)$$

$$V_{a1} = V_A + \frac{k_d}{\sqrt{3}}(V_C - V_A) + \frac{k_{E1}}{\sqrt{3}}(V_C - V_B) \quad k_{gh} = k_g + k_h$$

$$V_{a2} = V_A + \frac{k_{gh}}{\sqrt{3}}(V_B - V_A) + \frac{k_{E2}}{\sqrt{3}}(V_B - V_C) \quad k_D = \sqrt{3} - k_{gh} - k_d$$

$$\begin{pmatrix} k_d \\ k_{E1} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \operatorname{Re}\left(\frac{V_C - V_A}{\sqrt{3}}\right) & \operatorname{Re}\left(\frac{V_C - V_B}{\sqrt{3}}\right) \\ \operatorname{Im}\left(\frac{V_C - V_A}{\sqrt{3}}\right) & \operatorname{Im}\left(\frac{V_C - V_B}{\sqrt{3}}\right) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \operatorname{Re}(V_{a1} - V_A) \\ \operatorname{Im}(V_{a1} - V_A) \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{pmatrix} k_d \\ k_{E1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0,383 \\ 0,184 \end{pmatrix} \quad (3.103)$$

$$\begin{pmatrix} k_{gh} \\ k_{E2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \operatorname{Re}\left(\frac{V_B - V_A}{\sqrt{3}}\right) & \operatorname{Re}\left(\frac{V_B - V_C}{\sqrt{3}}\right) \\ \operatorname{Im}\left(\frac{V_B - V_A}{\sqrt{3}}\right) & \operatorname{Im}\left(\frac{V_B - V_C}{\sqrt{3}}\right) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \operatorname{Re}(V_{a2} - V_A) \\ \operatorname{Im}(V_{a2} - V_A) \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{pmatrix} k_{gh} \\ k_{E2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0,593 \\ 0,297 \end{pmatrix}$$

Taula 3. 10 ATRU 18p Delta Step Down Nro Espires

$V_A = 0,767V_a$	$N_F = 1000$	$N_F = 230\sqrt{2}$
$k_g = 0,284$	$N_g = 284$	$N_g = 92$
$k_h = 0,309$	$N_h = 309$	$N_h = 101$
$k_d = 0,383$	$N_d = 383$	$N_d = 124$
$k_{E1} = 0,184$	$N_{E1} = 184$	$N_{E1} = 60$
$k_{E2} = 0,297$	$N_{E2} = 297$	$N_{E2} = 96$
$k_D = 0,756$	$N_D = 756$	$N_D = 246$

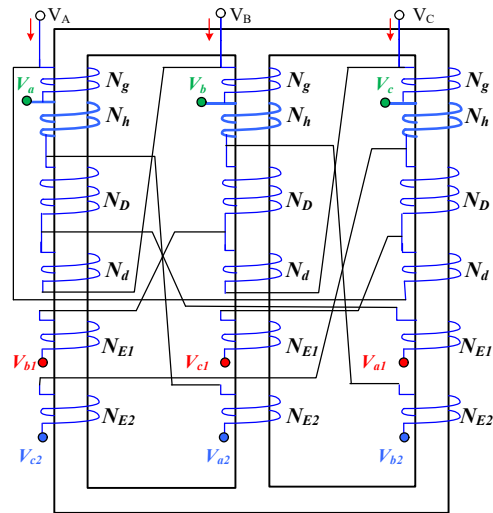


Figura 3. 56 ATRU 18p Delta Step Up connexions

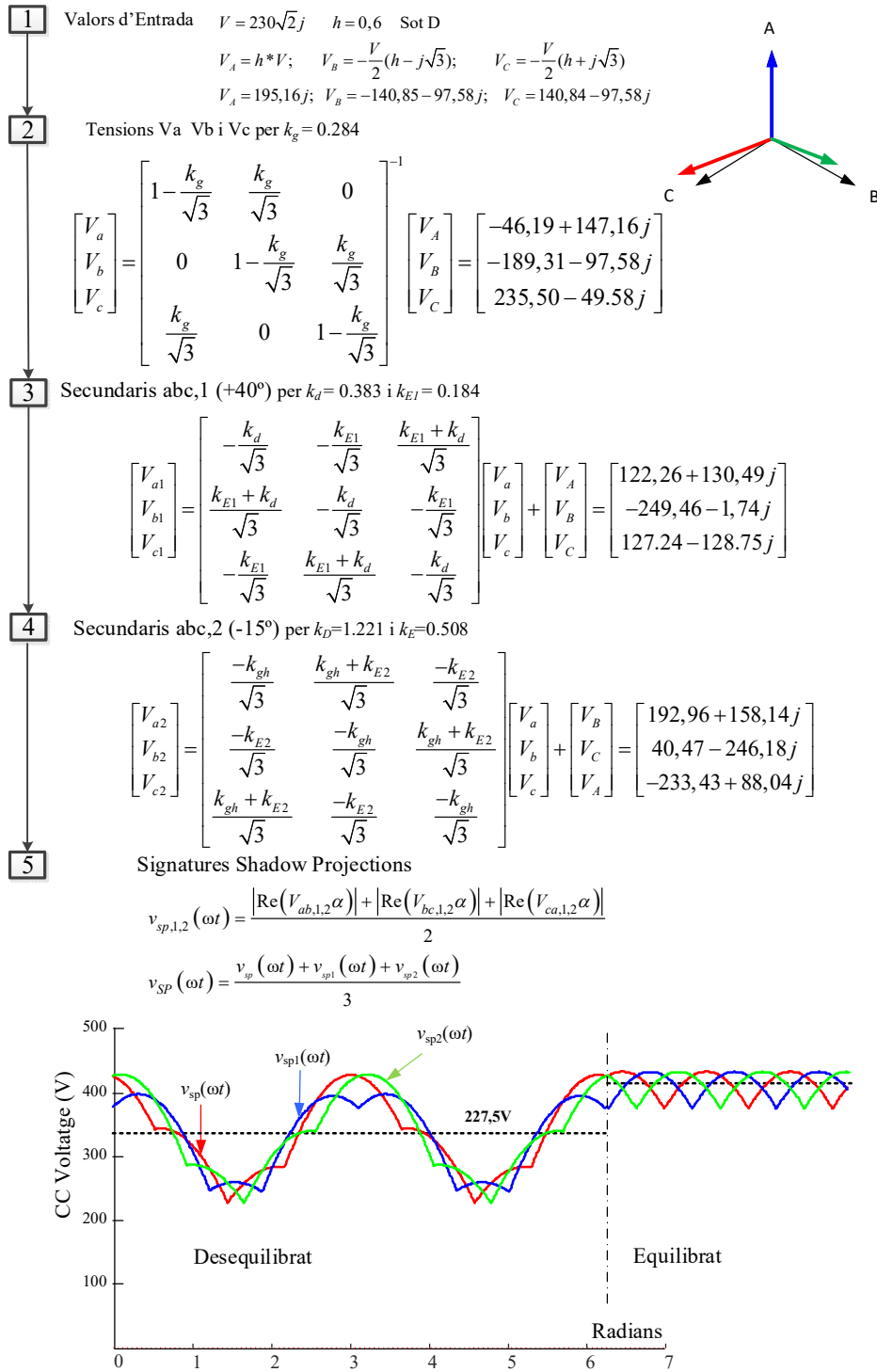


Figura 3. 57 Resposta del ATRU 18p Delta Step Down a un Sot D amb  $h=0,6$

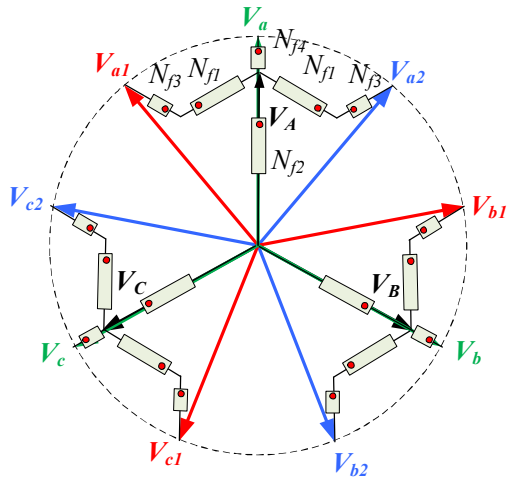


Figura 3. 58 ATRU 18p Forca Step Up

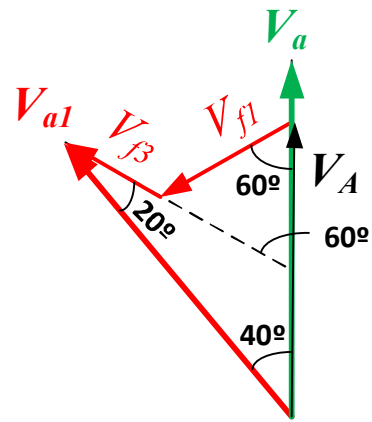


Figura 3. 59 ATRU 18p Forca Step Up Diagrama Vectorial

Wye Step Up  $V_{a1} = V_A + V_C k_{f1} - V_B k_{f3}$

$V_a = V_A + V_A k_{f4} = (1 + k_{f4}) V_A$

$$\begin{pmatrix} k_{f1} \\ k_{f3} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(210^\circ) & -\cos(30^\circ) \\ \sin(210^\circ) & -\sin(30^\circ) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} (\cos(130^\circ) - \cos(90^\circ)) / 0,767 \\ (\sin(130^\circ) - \sin(90^\circ)) / 0,767 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{pmatrix} k_{f1} \\ k_{f3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0,485 \\ 0,483 \end{pmatrix} \quad (3.104)$$

Taula 3. 11 ATRU 18p Forca Step Up Nro espises

$V_A = 0,767V_a$	$N_f = 1000$	$N_f = 230\sqrt{2}$
$k_{f2} = 1$	$N_{f2} = 1000$	$N_{f2} = 325$
$k_{f4} = 0,304$	$N_{f4} = 304$	$N_{f4} = 99$
$k_{f1} = 0,485$	$N_{f1} = 485$	$N_{f1} = 158$
$k_{f3} = 0,483$	$N_{f3} = 483$	$N_{f3} = 157$

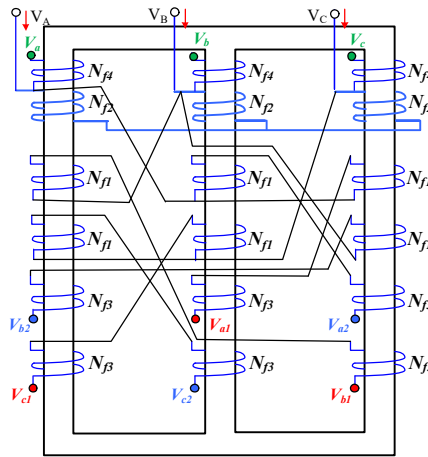


Figura 3. 60 ATRU 18p Forca Step Up Connexions



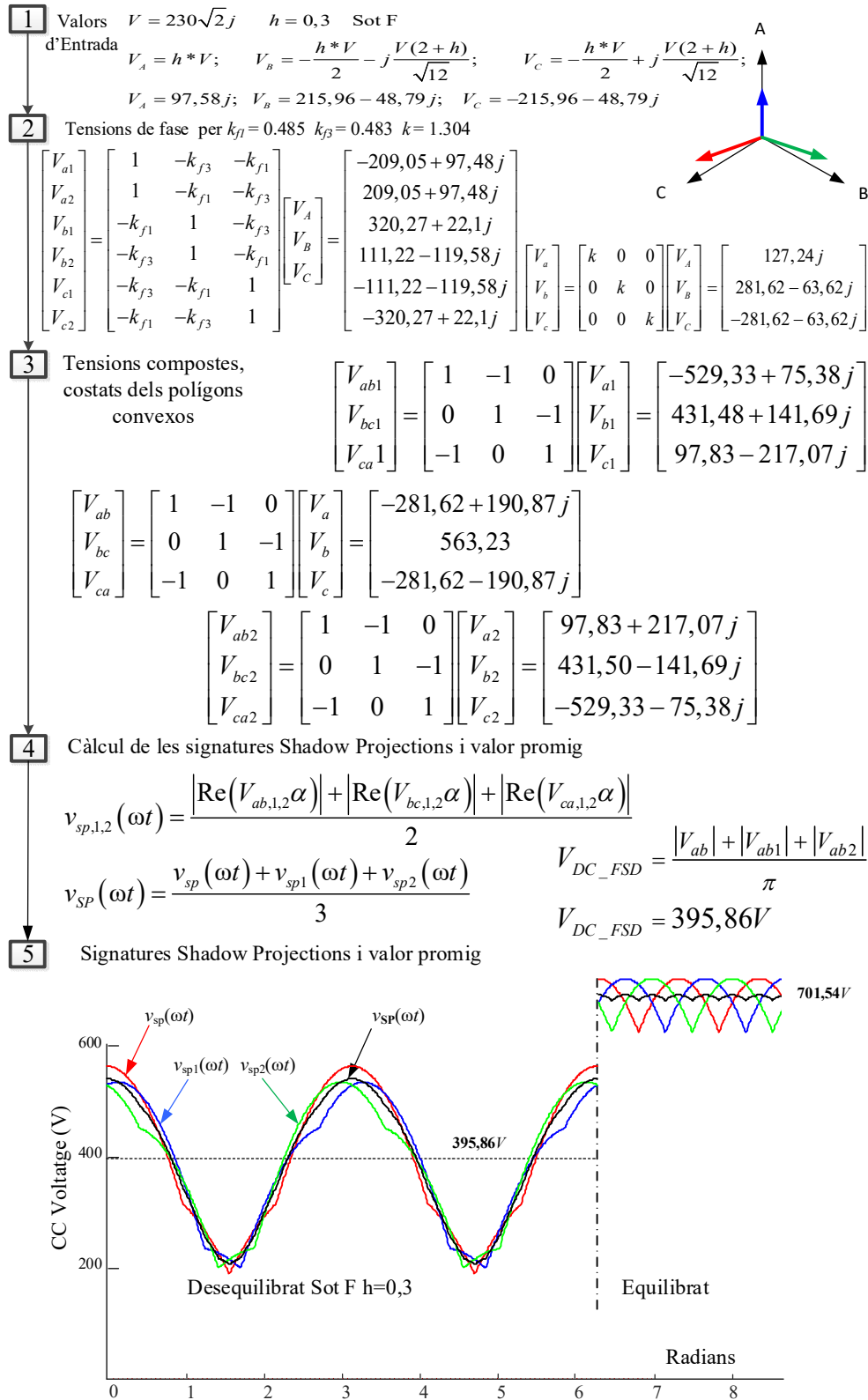


Figura 3. 61 Resposta del ATRU 18p Forca Step Up a un Sot F amb h=0,3

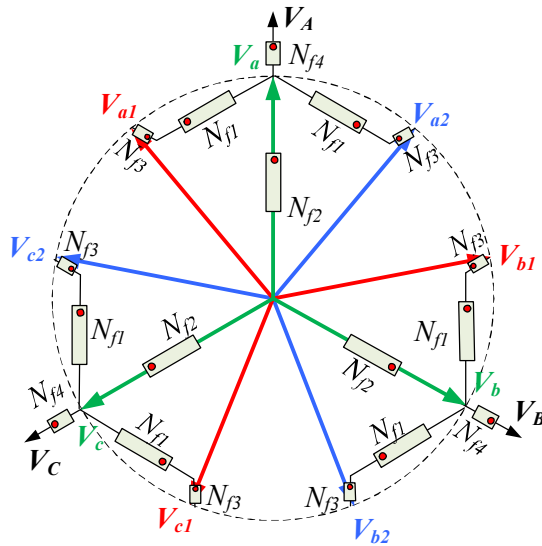


Figura 3. 62 ATRU 18p Forca Step Down

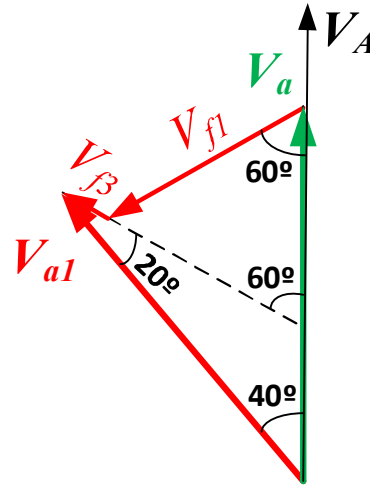


Figura 3. 63 ATRU 18p Forca Step Down Diagrama Vectorial

$$V_{a1} = k_{f2}V_A + V_c k_{f1} - V_b k_{f3}$$

$$V_a = V_A k_{f2} \Rightarrow k_{f2} = 0,767$$

$$\begin{pmatrix} k_{f1} \\ k_{f3} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(210^\circ) & -\cos(30^\circ) \\ \sin(210^\circ) & -\sin(30^\circ) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0,767(\cos(130^\circ) - \cos(90^\circ)) \\ 0,767(\sin(130^\circ) - \sin(90^\circ)) \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{pmatrix} k_{f1} \\ k_{f3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0,464 \\ 0,105 \end{pmatrix} \quad (3.105)$$

Taula 3. 12 ATRU 18p Forca Step Down Nro Espires

$V_A = V_a / 0,767$	$N_F = 1000$	$N_F = 230\sqrt{2}$
$k_{f2} = 0,767$	$N_{f2} = 767$	$N_{f2} = 249$
$k_{f4} = 0,233$	$N_{f4} = 233$	$N_{f4} = 76$
$k_{f1} = 0,464$	$N_{f1} = 464$	$N_{f1} = 151$
$k_{f3} = 0,105$	$N_{f3} = 105$	$N_{f3} = 34$

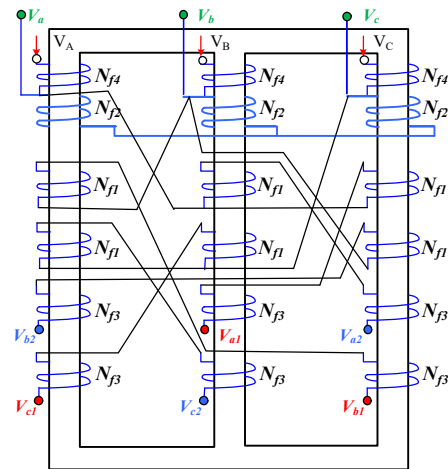


Figura 3. 64 ATRU 18p Forca Step Down Connexions

### 3.8. Mètode per determinar els corrents primaris en un ATRU's

A la Figura 3.65 hi ha representa el connexionat del ATRU 12 polsos poligonal on es defineixen els corrents per cada una de les bobines.

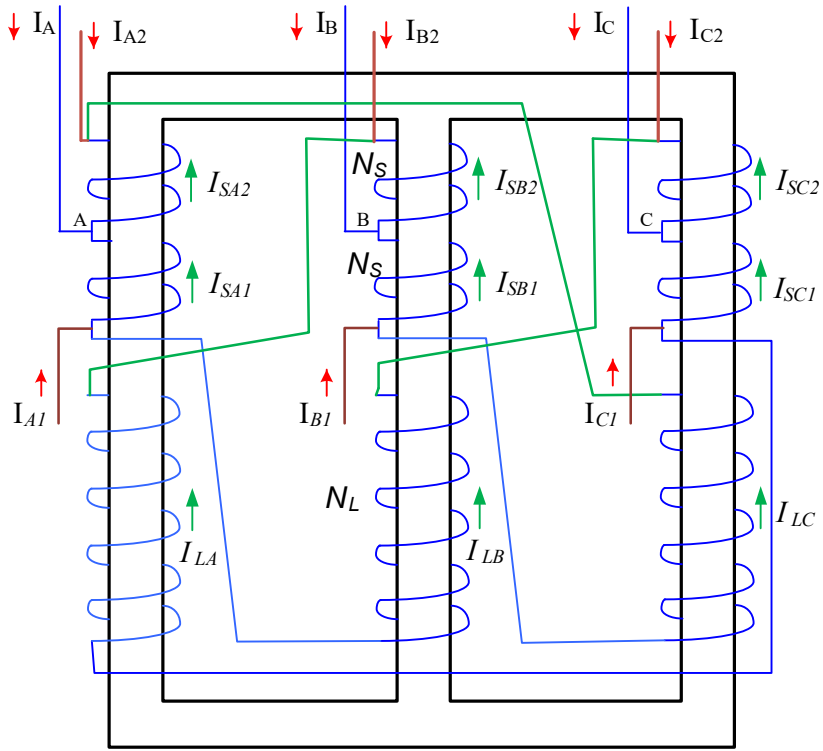


Figura 3. 65 Designació de corrents als bobinats del ATRU 12 polsos Delta\_Poligonal

Equacions del corrent d'entrada en cada nus A, B i C:

$$\begin{aligned}
 I_A + I_B + I_C &= 0 \\
 I_A + I_{SA1} - I_{SA2} &= 0 \\
 I_B + I_{SB1} - I_{SB2} &= 0 \\
 I_C + I_{SC1} - I_{SC2} &= 0
 \end{aligned}
 \tag{3.106}$$

Equacions del corrent del rectificador 1 en cada nus A1, B1 i C1:

$$\begin{aligned}
 I_{A1} + I_{B1} + I_{C1} &= 0 \\
 -I_{SA1} - I_{A1} + I_{LB} &= 0 \\
 -I_{SB1} - I_{B1} + I_{LC} &= 0 \\
 -I_{SC1} - I_{C1} + I_{LA} &= 0
 \end{aligned}
 \tag{3.107}$$

Equacions del corrent del rectificador 2 en cada nus A2, B2 i C2:

$$\begin{aligned}
I_{A2} + I_{B2} + I_{C2} &= 0 \\
I_{SA2} - I_{A2} - I_{LC} &= 0 \\
I_{SB2} - I_{B2} - I_{LA} &= 0 \\
I_{SC2} - I_{C2} - I_{LB} &= 0
\end{aligned} \tag{3.108}$$

Equacions de les fmm a les finestres del autotransformafor:

$$\begin{aligned}
N_S (I_{SA1} + I_{SA2}) - 2N_L I_{LA} - N_S (I_{SB1} + I_{SB2}) + 2N_L I_{LB} &= 0 \\
N_S (I_{SB1} + I_{SB2}) - 2N_L I_{LB} - N_S (I_{SC1} + I_{SC2}) + 2N_L I_{LC} &= 0
\end{aligned} \tag{3.109}$$

Donades els corrents al rectificadors, conegudes  $I_{A1}, I_{B1}, I_{C1}, I_{A2}, I_{B2}, I_{C2}$

Volem determinar els corrents d'entrada al Autotransformador des de la font trifàsica d'alimentació

$I_A, I_B, I_C$

Substituint en les equacions de les finestres i deixant-ho en funció dels corrents conegudes i els corrents de les bobines grans (Amb subíndex L) tindrem

$$\begin{aligned}
(I_{LB} - I_{LA}) &= \frac{N_S}{N_S + N_L} (-I_{A1} + I_{A2} + I_{B1} - I_{B2}) \\
(I_{LC} - I_{LA}) &= \frac{N_S}{N_S + N_L} (-I_{B1} + I_{B2} + I_{C1} - I_{C2}) \\
I_{LA} + I_{LB} + I_{LC} &= 0
\end{aligned} \tag{3.110}$$

Que permetrà trobar els corrents als debanats llargs:

$$\begin{pmatrix} I_{LA} \\ I_{LB} \\ I_{LC} \end{pmatrix} = \frac{N_S}{N_S + N_L} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{A1} \\ I_{B1} \\ I_{C1} \\ I_{A2} \\ I_{B2} \\ I_{C2} \end{pmatrix} \tag{3.111}$$

Substituïm per geometria tindrem:

$$\frac{N_S}{N_S + N_L} = \frac{\cos(75^\circ)}{\cos(75^\circ) + 2\cos(45^\circ)} = 0.155 \tag{3.112}$$

Substituint a les equacions del nus i deixant els corrents d'entrada en funció dels corrents coneguts, dels rectificadors i de les bobines llargues tindrem:

$$\begin{pmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & -1 & -1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{A1} \\ I_{B1} \\ I_{C1} \\ I_{A2} \\ I_{B2} \\ I_{C2} \\ I_{LA} \\ I_{LB} \\ I_{LC} \end{pmatrix} \quad (3.113)$$

### 3.9. Mètode de l'evolvent convexa (“phasorial convex hull”) en components simètriques

L'aplicació del mètode de l'evolvent convexa es pot estendre a les components simètriques. A continuació es mostra, a mode d'exemple, la seva aplicació per un rectificador trifàsic en pont no controlat. A la secció 3.1 és demostra que la tensió mitja del bus CC en un rectificador trifàsic en pont no controlat a l'equació (3.12), respecte de les tensions de línia sinusoidals a freqüència constant, és igual al perímetre del triangle de les tensions de línia, en valor màxim, dividit per pi.

$$V_{DC} = \frac{|V_{AB}| + |V_{BC}| + |V_{CA}|}{\pi} \quad (3.114)$$

Si es considera un sistema de tensions a seqüència directa, els valors màxims de les tensions de línia es poden expressar en funció dels valors màxims de les tensions de fase mitjançant la següent expressió:

$$\begin{pmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{pmatrix} \quad (3.115)$$

A més els valors màxims de les tensions de fase es poden expressar en funció de les tensions de seqüència directa, inversa i homopolar màximes amb l'expressió:

$$\begin{pmatrix} V_H \\ V_I \\ V_D \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{pmatrix} \quad a = 1e^{i\frac{2\pi}{3}} \quad (3.116)$$

Substituint (3.116) a (3.115) i aquest a la (3.114). I el seu resultat és la equació (3.117), que expressa la tensió mitja del bus CC en funció de les tensions de seqüència:

$$V_{DC} = \frac{\left| (1-a^2)V_D + (1-a)V_I \right| + \left| (a^2-a)V_D + (a-a^2)V_I \right| + \left| (a-1)V_D + (a^2-1)V_I \right|}{\pi} \quad (3.117)$$

L'equació (3.117) permetrà poder avaluar la influència de les components simètriques a la tensió mitja del bus CC. Tal com, es pot observar en aquesta equació la tensió mitja no és funció de la component homopolar, depenent de les tensions directa i inversa.

Per avaluar la validesa de l'equació (3.117), s'ha fet amb diferents programes de simulació, i per diferents casos, en un primer exemple s'ha buscat que el centre de rotació dels tres vectors fos dintre del triangle de les tensions compostes, també ho s'ha comprovat a l'exterior del triangle, en el perímetre del triangle i en un dels vèrtex. En tots els casos segueixen essent vàlides totes les expressions trobades del càlcul del valor mig de la tensió, derivades del "phasorial convex hull method"

### 3.10. Mètode de l'evolvent convexa ("phasorial convex hull") en components simètriques aplicat a l'estudi dels sots de tensió

Taula 3. 13 Expressions en components simètriques pels diferents tipus de sot.

Sot de tensió	Component Directa	Component Inversa	Component Homopolar
A	$V_D = h * \hat{V}$	$V_I = 0$	$V_H = 0$
B	$V_D = \frac{2+h}{3} \hat{V}$	$V_I = -\frac{1-h}{3} \hat{V}$	$V_H = -\frac{1-h}{3} \hat{V}$
C	$V_D = \frac{1+h}{2} \hat{V}$	$V_I = \frac{1-h}{2} \hat{V}$	$V_H = 0$
D	$V_D = \frac{1+h}{2} \hat{V}$	$V_I = -\frac{1-h}{2} \hat{V}$	$V_H = 0$
E	$V_D = \frac{1+2h}{3} \hat{V}$	$V_I = \frac{1-h}{3} \hat{V}$	$V_H = \frac{1-h}{3} \hat{V}$
F	$V_D = \frac{1+2h}{3} \hat{V}$	$V_I = -\frac{1-h}{3} \hat{V}$	$V_H = 0$
G	$V_D = \frac{1+2h}{3} \hat{V}$	$V_I = \frac{1-h}{3} \hat{V}$	$V_H = 0$

Sustituint ara amb la taula com relaciona la tensió mitja amb les tensions compostes (3.114) o les tensions de fase amb les compostes (3.115) i (3.116) i la tensió mitja amb les components simètriques, es fàcil poder calcular la  $V_m$  a la quarta columna de la taula adjunta següent podem veure el resultat.

➤ Expressions per calcular el voltatge  $V_{DC}$  per cada tipus de sot

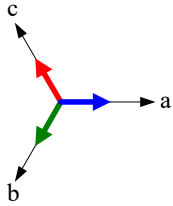
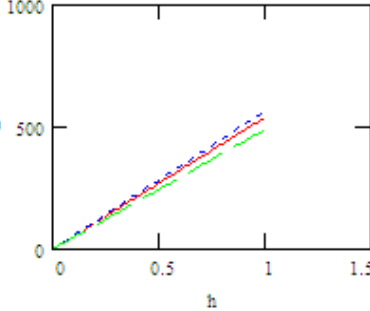
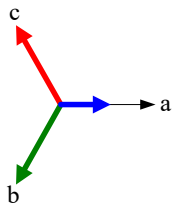
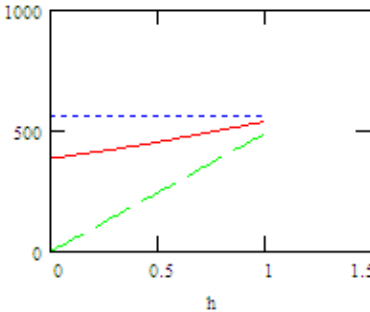
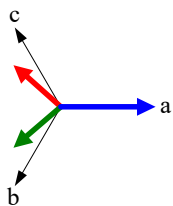
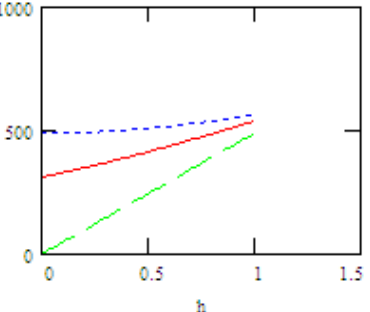
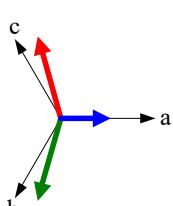
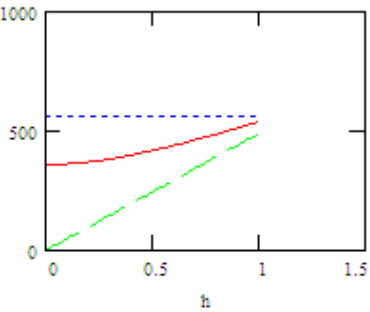
Taula 3. 14 Càlcul de la tensió mitja en funció de la h segons SOT

Tipus	Diagrama Fasorial	Voltatge CC:
A		$V_{CD} = 3\sqrt{3}h\hat{V}/\pi$ $V_{Max} = \sqrt{3}h\hat{V}$ $V_{Min} = 3h\hat{V}/2$
B		$V_{CD} = (2\sqrt{h^2 + h + 1} + \sqrt{3})\hat{V}/\pi$ $V_{Max} = \sqrt{3}\hat{V}$ $V_{Min} = \left(h + \frac{1}{2}\right)\hat{V}$
C		$V_{CD} = \sqrt{3}\hat{V}(h + \sqrt{h^2 + 3})/\pi$ $V_{Max} = \sqrt{3}\sqrt{h^2 + 3}\hat{V}/2$ $V_{Min} = 3h\hat{V}/2$
D		$V_{CD} = \sqrt{3}\hat{V}(1 + \sqrt{3h^2 + 1})/\pi$ $V_{Max} = \sqrt{3}\hat{V}$ $V_{Min} = 3h\hat{V}/2$
E		$V_{CD} = \hat{V}(\sqrt{3}h + 2\sqrt{h^2 + h + 1})/\pi$ $V_{Max} = \sqrt{h^2 + h + 1}\hat{V}$ $V_{Min} = 3h\hat{V}/2$
F		$V_{CD} = \sqrt{3}\hat{V}((h+2) + 2\sqrt{7h^2 + h + 1})/3\pi$ $V_{Max} = \sqrt{3}(h+2)\hat{V}/3$ $V_{Min} = 3h\hat{V}/2$
G		$V_{CD} = \hat{V}(\sqrt{3}h + 2\sqrt{h^2 + h + 1})/\pi$ $V_{Max} = \sqrt{h^2 + h + 1}\hat{V}$ $V_{Min} = 3h\hat{V}/2$

Substituint els valors de les components directa i inversa de la Taula 3.13 en l'equació (3.117) s'obté el voltatge  $V_{DC}$  de la tercera columna de la Taula 3.14 per conducció contínua calculada com a "Phasorial convex hull" en components simètriques. La tensió mitja del bus de corrent continu és funció de la h, profunditat de sot. També s'han expressat el valor màxim, i el mínim que prenen en un període per un valor de h determinat, ens dona idea de la variabilitat de la tensió al període.

A la Taula 3.15 és pot veure com són les corbes de tensió la tensió mitja, la màxima i la mínima en funció de la profunditat del sot i segons cada tipus de sot (A, B, C i D), per rectificadors trifàsics en pont no controlats per a tensió nominal de 400 V en CA.

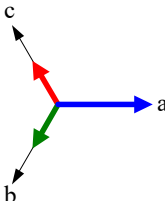
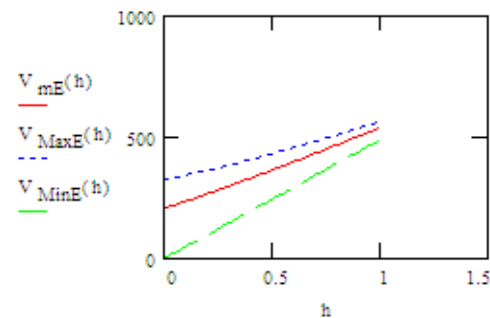
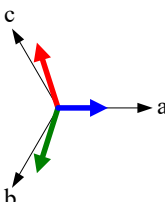
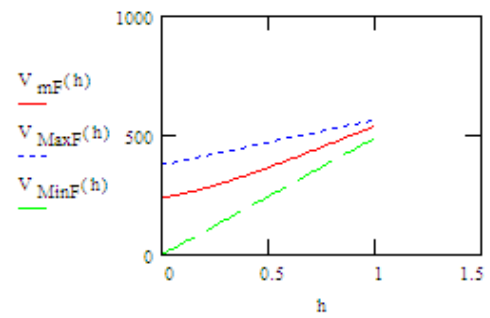
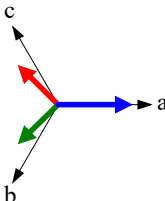
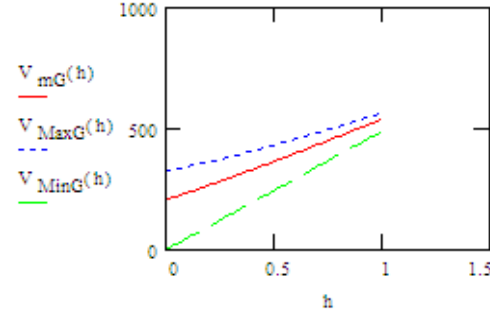
Taula 3. 15 Corbes de tensió  $V_{DC}$  en funció del sot (A, B, C, D) i de h

Diagrama fasorial	Corbes de tensions $V_{DC}$	Tipus de sot	comentari
		A	<p>El més estricte, tots acaben en zero amb <math>h=0</math></p> <p>Tensió mitja és 0,0 pu per <math>h=0</math></p>
		B	<p>Tensió màxima intacta amb h.</p> <p>Tensió mínima fins zero.</p> <p>Tensió mitja la menys severa 0,718 pu per <math>h=0</math></p>
		C	<p>Tensió mínima fins zero.</p> <p>Tensió mitja és 0,577 pu per <math>h=0</math></p>
		D	<p>Tensió màxima intacta amb h.</p> <p>Tensió mínima fins zero.</p> <p>Tensió mitja és 0,667 pu per <math>h=0</math></p>



A la Taula 3.16 es pot veure com són les corbes de tensió mitja, la màxima tensió en el període i la mínima tensió del període representades en funció de la profunditat del sot i segons els tipus de sot (E, F i G), per rectificadors trifàsics en pont no controlats per a tensió nominal de 400 V en AC.

Taula 3. 16 Corbes de tensió  $V_{DC}$  en funció del sot (E, F, G) i de h

Diagrama fasorial	Corbes de tensions $V_{DC}$	Tipus de sot	comentari
		E	<p>Tensió màxima cau amb h.</p> <p>Tensió mínima fins zero.</p> <p>Tensió mitja és 0,385 pu per h=0</p>
		F	<p>Tensió màxima cau amb h.</p> <p>Tensió mínima fins zero.</p> <p>Tensió mitja és 0,444 pu per h=0</p>
		G	<p>Tensió màxima cau amb h.</p> <p>Tensió mínima fins zero.</p> <p>Tensió mitja és 0,385 pu0</p>

A la següent Figura 3.66, es representen totes les funcions de tensió mitja obtingudes en les taules prèvies Taula 3.15 i Taula 3.16, (Taula 3.15 i Taula 3.16), amb el que es pot observar que el tipus de corba amb més tensió al bus de continua correspon al sot tipus B, i la de menys tensió al sot tipus A. La comparativa segons la tensió calculada pel mètode "Phasorial convex hull" permet valorar quin sot és més sever.

Podem dir que les faltes amb sot C i D per h compresa entre 1 i 0,4 son iguals, però per h inferiors a 0,4 el sot C és més sever que el sot D. Igualment, també és pot dir pels sots E i F.

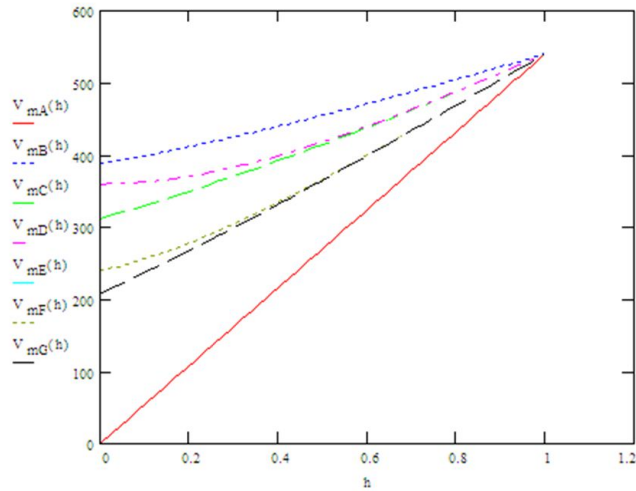


Figura 3. 66 Comparació de la  $V_{DC}$  segons sot i profunditat  $h$

A la Taula 3.17 es valora els resultats obtinguts, establint una comparativa en pu de la severitat del sot segons la tensió mitja calculada considerant conducció continu. En el cas de discontinuïtat seria menys sever ja que llavors la tensió al bus de corrent continu és la tensió fixada pel condensador. El corrent pel rectificador és zero, només quan la tensió del bus de continua és superior a la tensió “Shadow Projection”.

Taula 3. 17 Tensió  $V_{DC}$  mitja (pu) pel cas més desfavorable en funció del tipus de sot.

SOT	$\frac{V_{DC}(0)}{V_{DC}(1)} pu$	La tensió $V_{DC}$ mitja en pu es la relació de la Tensió $V_{DC}$ mitja (pu) pel cas més desfavorable, fent servir com a valor de base la tensió $V_{DC}$ sense sot ( $h=1$ )
A	0	Molt severa la caiguda de tensió.
B	0.718	En aquest cas és el més favorable.
C	0.577	La tensió del bus dc està per sobre del 50% en tots els casos.
D	0.667	La tensió està sempre per sobre dels dos terços.
E	0.385	Tot i la severitat la tensió està per sobre de la tercera part.
F	0.444	Es un cas sever però en el pitjor dels casos la tensió és del 44%
G	0.385	Aquest cas és idèntic al del sot E.



## 4 Faltes en rectificadors

### 4.1. Introducció

Aquest apartat es correspon amb el article publicat a IEEE Transactions on Power Electronic, de títol: “*Open-Circuit Fault Diagnosis and Maintenance in Multi-Pulse Parallel and Series TRU Topologies*”

Les unitats rectificadores amb transformadors (TRU) són una manera fiable per a la generació de CC partint de CA en diverses aplicacions elèctriques. Aquestes unitats estan formades per múltiples rectificadors de ponts de díodes trifàsics connectats segons dues topologies principals (paral·leles i sèries) i alimentades per un transformador de canvi de fase, que pot tenir configuracions diferents. El diagnòstic de faltes en connexió o fallada dels díodes rectificadors de ponts no controlats és una de les preocupacions més importants als dispositius electrònics, tot i això, normalment les unitats rectificadores no estan protegides davant d'errors o faltes de circuit obert. Per tal de resoldre aquest inconvenient, el mètode de diagnòstic de la falla proposat es basa en la signatura que s'observa a la tensió de sortida de bus del CC. El mètode permet detectar els díodes de circuit que operen en estat obert del TRU en sèrie o en paral·lel amb diferents configuracions de transformadors de canvi de fase i per als escenaris de faltes més habituals. A més, permet també predir els díodes que es podrien trencar després de la falla, oferint la possibilitat d'un manteniment correctiu per així continuar treballant els TRU major temps abans de una nova fallada d'un díode. El mètode proposat ha estat validat mitjançant simulacions amb MATLAB-Simulink d'un TRU de 12 polsos i amb proves experimentals.

Els convertidors CA/CC han de satisfer algunes característiques, com ara son: el límits dels harmònics, la ondulacions de tensió de sortida en el bus de continua, requeriment de compatibilitat electromagnètica (EMC), eficiència i mida [8]. Aquestes característiques proporcionen alguns avantatges en quant a l'augment de potència transmesa, la regulació del sistema i la millora del control (per exemple, en la detecció i diagnòstic de falles).

Les perturbacions causades per diversos components del sistema elèctric poden injectar harmònics al sistema i, per tant, les unitats de rectificació del transformador (TRU) s'utilitzen per millorar la qualitat de potència del sistema, augmentant el nombre de polsos per període [85]. Els TRU multi polsos s'utilitzen en diferents aplicacions, com per exemple, la indústria aeroespacial [86],[38], sistemes de distribució d'energia, aplicacions ferroviàries i arrencada suau de motors d'inducció, [87][88][89].

Estan formats per un transformador amb múltiples bobines amb canvi de fase, canvia l' angle de les tensions de sortida respecte l'angle de les tensions d'entrada que alimenten un conjunt de rectificadors de pont trifàsics no controlats connectats segons diferents topologies [8], [12], [35], [7], [42], [72]. Les TRU multi polsos es poden connectar en dos possibles disposicions: connexió en sèrie (Tipus S) i paral·lela (Tipus P), tal com es mostra a la Figura 4. 1 [89], [63].

Els semiconductors són una part important en els TRU multi polsos, cosa que dona gran importància al diagnòstic de falles especialment per als díodes. La falla de semiconductors es pot dividir en falla intrínseca i extrínseca segons diferents factors. La falla intrínseca relacionada amb el disseny i fabricació de components, però, la falla extrínseca està relacionada amb esdeveniments de sobrecàrrega estàtica o dinàmica (elèctrica, tèrmica, mecànica o radioactiva), cicles en vida, errors o accidents [69].

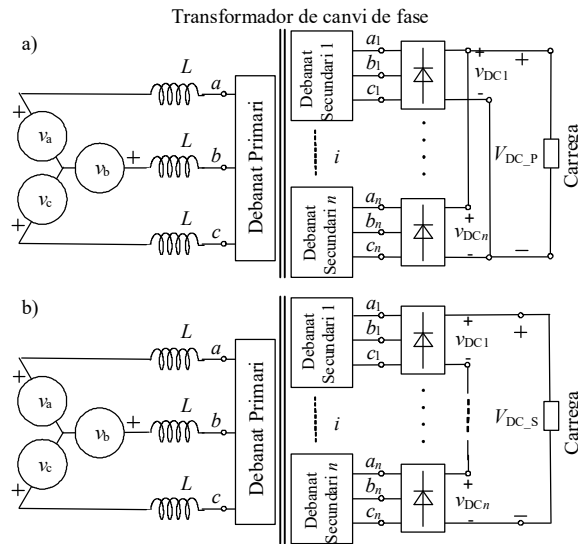


Figura 4. 1 TRU Multi polsos a) Paral·lel b) Sèrie

En general, les falles dels convertidors de potència es classifiquen en falles de curtcircuit (S/C) i de circuit obert (O/C). Es poden detectar fàcilment falles de S/C a causa dels elevats corrents implicats en el procés, però no es poden diagnosticar tant fàcilment falles d'O/C ja que no s'arriben a grans magnituds de tensió o corrent i el sistema continua funcionant amb la falla O/C però amb pitjor rendiment i estrès en els components del sistema. Per aquest motiu, les fallades d'O/C no tenen acció de manteniment, especialment en les unitats rectificadores de petita potència. Això és molt important en el rectificador de sistemes generadors on es fa el control de tensió en funció del voltatge de sortida del rectificador. Les fallades d'O/C en el rectificador de diversos polsos tenen conseqüències no només en les càrregues [77], [75], sinó també en els generadors [90], [76] i el manteniment intrínsec [88], [6]. A continuació és tractaran diferents estudis centrats en els efectes de les falles d'O/C.

Com afecta les O/C als motors de inducció s'estudià en [74] i es veu com varia la tensió i la freqüència, es proposa un algorisme basat en l'anàlisi de la tensió de sortida de continu per tal de classificar les falles. Un enfocament similar es presenta a [75] on s'utilitza un algorisme de k-means en la transformada de Fourier FFT (Fast Fourier Transform) per identificar tots els modes de faltes O/C en els rectificadors trifàsics. A [76] s'analitza una comparació entre el rendiment d'un generador d'imants permanent de cinc fases acoblat a un circuit rectificador de pont complet i un sistema d'imant permanent trifàsic equivalent amb la mateixa tensió i potència, així com el volum de la màquina. A [88] els autors es centren en el manteniment d'algunes de les falles especialment en els rectificadors de diversos polsos. Així mateix, a [6] s'han explicat com l'eliminació d'un o més díodes del rectificador tenen efecte en la tensió de sortida de continua.

A la literatura es proposen diversos enfocaments per a l'anàlisi i diagnòstic de faltes d'O/C en TRUs multi polsos [77], [91]–[94]. Alguns dels estudis esmentats es centren en les falles d'O/C en els inversors [93], [94], en aquest cas la detecció de falles ha de ser ràpida per protegir les càrregues. A més, es poden fer servir mètodes d'intel·ligència artificial (Artificial Neural Network (ANN), Fuzzy Logic Controller (FLC), Discrete Wavelet Transform (DWT), etc.) per identificar fallades d'O/C en els rectificadors, per exemple a la referència [93] s'utilitzen ANN per identificar la falta. En aquest estudi, es necessita una gran quantitat de dades de faltes per formar, ensenyar i entrenar ANN, a més es requereix un llarg temps de formació en ANN.

Diversos mètodes de detecció de faltes s'han proposat recentment [77], [91], [92], [95]–[98]. A [77], es presenta un algorisme de detecció basat en la signatura dels harmònics a la tensió de sortida de CC degut a faltes, per a set classes diferents de faltes O/C. A [91] és presenta un mètode de detecció de faltes per

quan hi ha una fase de tensió oberta en un rectificador de díodes trifàsic. La detecció de faltes es basa en la relació de components harmònics dels harmònics de primer i segon ordre als harmònics de sisè ordre de la tensió de sortida de CC quan s'obri qualsevol de les tres fases. A [92] es proposa un mètode “anti-alarma”, que pot detectar una o dues falles del commutador obert per a un convertidor d'energia eòlica doblement alimentat, que es basa en la investigació de les característiques dels senyals generats. L'estratègia proposada està estudiada per a un rectificador controlat en cas trifàsic i sis polsos, funciona també per a un rectificador no controlat. La idea es basa en l'estudi dels resultats del diagnòstic i la compara amb un valor lliard. A [95] es proposa una estratègia de diagnòstic de faltes per als convertidors de potència connectats a la xarxa. La idea es basa en l'anàlisi harmònica mitjançant la transformació de Fourier i, per implementar la idea, s'han de fer servir quatre sensors per llegir el corrent i la tensió després del rectificador i després del convertidor. A [96] la mateixa idea es va utilitzar per una aplicació en temps real en un sistema eòlic residencial enllaçat a la xarxa. A [97] es presenta un diagnòstic d'errors d'anàlisi harmònica mitjançant l'algorisme de Goertzel per a un rectificador en generador síncron trifàsic. Només es mesura la tensió de sortida per identificar la fase en falta, però no determina el díode en falta. Els harmònics de la tensió de corrent continu es comparen abans i durant la falta per identificar si la falta es troba a l'estator o al rectificador. A [98] es proposa una anàlisi de diagnòstic de faltes basada en ANN per a la rectificació de una font de tensió trifàsic. L'inconvenient és la necessitat de dades de fallades històriques suficients per entrenar l'ANN, un inconvenient d'aquest mètode es que cal llegir els tres vectors de corrent per entrenar l'ANN.

Per als punts d'alta potència, hi ha diversos díodes connectats en sèrie o paral·lel per tal d'aconseguir la potència necessària, i això es representa com un díode en els esquemes. Tal com es veu a la Taula 4. 1 mostra una comparativa de diferents metodologies per identificar faltes en rectificadors multi polsos, detectant els díodes afectats, però no totes elles permeten identificar els díodes que es troben en O/C. Les metodologies presentades a les referències incloses en aquesta taula presenten l'inconvenient de que és necessari disposar de dades adquirides durant més d'un període i el seu processament.

A més, per als mètodes d'Intel·ligència Artificial es necessiten moltes dades de faltes prèvies per tal de formar i entrenar el sistema controlador. Tanmateix, utilitzant l'algorisme que és proposa, es necessita un únic període per prendre detectar els díodes en O/C. Les metodologies que es mostren a la taula es proposen per a un rectificador de sis polsos, però l'estratègia desenvolupada es demostra útil per a 6, 12 i 18 polsos.

Tal com es mostra a la literatura, la majoria dels mètodes de diagnòstic de faltes es basen en l'anàlisi harmònica de la tensió de sortida de CC, que necessiten procediments complexos de càlcul, el que provoca que les decisions siguin imprecises en algunes situacions. A més, es necessita més d'un període per prendre la decisió adequada.

Taula 4. 1 Comparació de diferents metodologies per identificar faltes en rectificadors multi polsos

Metodologia	Referència	Temps de detecció	Decisió acurada
Harmònic anàlisi: • FFT • Proporció Energia • Goertzel	[76], [75], [91], [98], [93], [96], [97]	>> període	No en tots els casos els díodes amb falta O/C son identificats
Intel·ligència artificial	[92], [94]	>> període	Necessita assajar molts casos
Característica de la falta	[88]	> període	Identifica la branca defectuosa
Signatura del període	Estratègia proposada	un període	Faltes O/C identifica tots els casos

Es presenta un nou mètode per detectar els díodes O/C, basat en la signatura defectuosa de la tensió de sortida CC. Cada falta produeix un efecte diferent sobre la tensió de sortida de corrent continu segons el nombre de díodes defectuosos; la signatura de tensió de sortida de CC presenta diversos mínims i el seu anàlisi proporciona informació per detectar els díodes O/C de TRUs multi polsos amb una precisió de

diagnòstic elevada. Els principals avantatges de l'algorisme proposat són la capacitat de detectar el díode en falta O/C mitjançant un nombre mínim de sensors, a més, la decisió de l'algorisme s'actualitza al final de cada període, cosa que fa que aquest estudi sigui més ràpid que els altres estudis abans esmentats.

### 4.2. Empremta de les faltes per díode en estat obert en trus de dotze polsos

Els defectes, faltes o errors en els semiconductors o les seves connexions tenen un efecte directe sobre l'empremta de la tensió de sortida en el bus DC. Aquestes signatures es poden analitzar per tal d'identificar el semiconductor defectuós. S'ha desenvolupat una metodologia per identificar la signatura de fallada i reconèixer els díodes defectuosos.

La tensió de sortida del bus DC del rectificador resultant de diferents conjunts de díodes defectuosos té un nombre de mínims corresponent al nombre de polsos del sistema TRU operant. Segons el nombre de díodes defectuosos, el nombre de mínims està canviant a causa de la pèrdua de la coordinació de dispar no controlat, natural, en els díodes. Durant la falta, el temps de conducció dels díodes veïns, previ i posterior al díode en falta, augmentarà i això provocarà un valor mínim més acusat en la tensió del rectificador, que denominarem mínim global a diferència del mínim local. Com es pot veure a la figura següent Figura 4. 2, la diferència entre la condició sana i defectuosa és l'aparició dels mínims de més profunditat, que s'anomenen mínims globals.

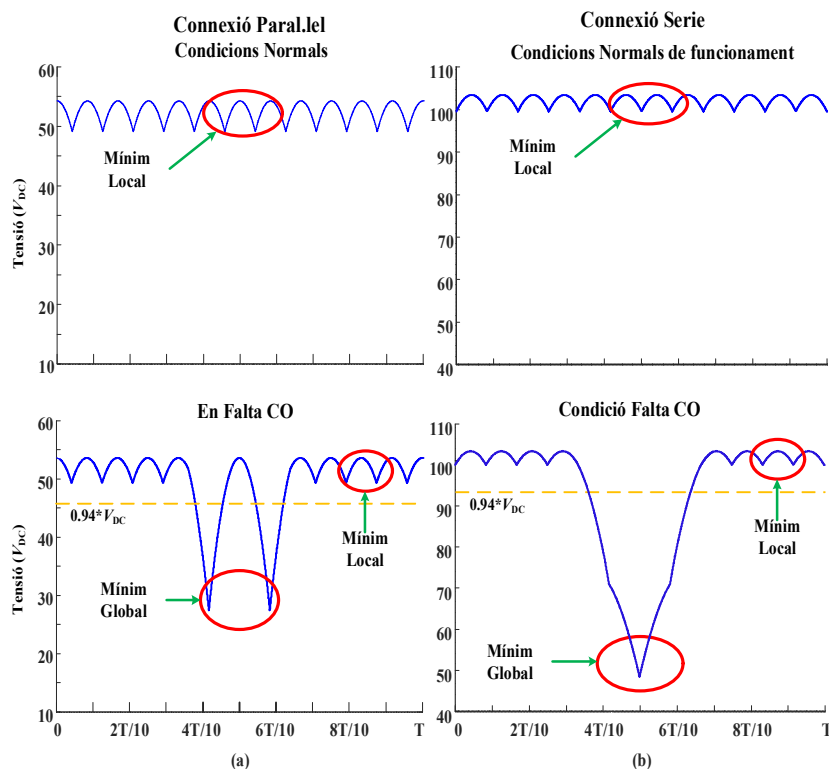


Figura 4. 2 Mínims en cas de condició sana i defectuosa per a connexions (b) de sèrie (Yy0d5) i (a) paral·leles (Yy6d11)

Per a condicions saludables, només hi ha mínims esperats; que s'anomenen mínims locals. En el cas d'un díode defectuós en connexió paral·lel, apareixen dos mínims globals amb una restauració de tensió CC entre ells de 1/12 del període per a cadascun en el cas de 12 polsos.

Pel cas de connexió en sèrie, el mínim global és molt més sever que en el cas de connexió paral·lela, ja que el període de conducció de cada díode és més gran i sense restauració de tensió intermèdia, cada díode condueix 1/3 del període.

Cada fallada produeix un efecte diferent sobre la tensió de sortida de CC segons el nombre de díodes defectuosos, tal com es mostra a les dos properes figures, per a la connexió en paral·lel i en sèrie, respectivament.

En cas de connexió paral·lel Figura 4. 3, si hi ha dos mínims globals, el pont només té un díode defectuós. Mentre que si hi ha més de dos mínims globals, llavors la conclusió és que hi ha més d'un díode defectuós, com es mostra a la Figura 4. 3 (c),(d),(e) per alguns casos específics, per d'altres combinacions de díodes defectuosos les xifres són diferents, però la conclusió és la mateixa.

En el cas de 4 díodes defectuosos, es pot observar una gran caiguda de tensió durant un temps més llarg que en el cas d'un nombre més baix de díodes defectuosos. Per saber quins díodes estan treballant i quin

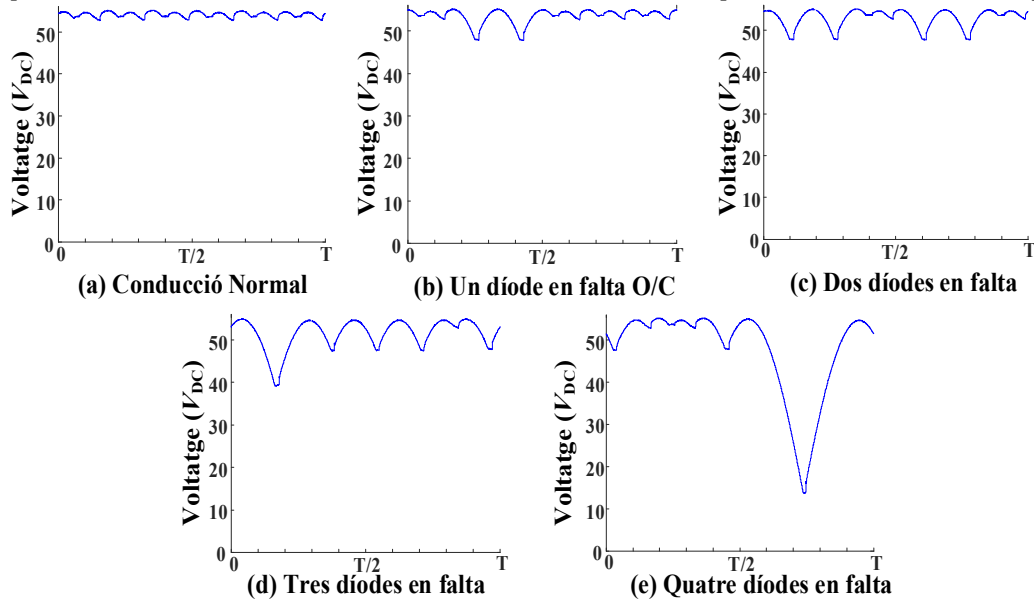


Figura 4. 3 Connexió en paral·lel i transformador Yy6d11. Diferents classes de faltes i la seva empremta sobre la tensió de sortida del rectificador durant un període

esta fos, una bona estratègia va ser dividir el període en intervals i observar si la tensió a cadascun d'ells és inferior al límit fixat de la  $V_{DC}$ , com es pot veure a la Figura 4. 3.

Per a la connexió en sèrie hi ha quatre díodes treballant al mateix temps en sèrie, dos del rectificador secundari i dos del rectificador terciari. Per tant, de fer l'anàlisi del mínim global en el cas sèrie no tenim la mateixa conclusió que en el cas paral·lel com es mostra a la Figura 4. 4 En aquest cas, és preferible estudiar  $V_{DC1}$  en color verd i  $V_{DC2}$  en color blau per separat com a rectificadors tradicionals de 6 polsos cadascun.

La comparació dels valor de tensions mesurades amb el valor mitjà calculat permet identificar els díodes en circuit obert, tal com es detalla a la secció 4.3.



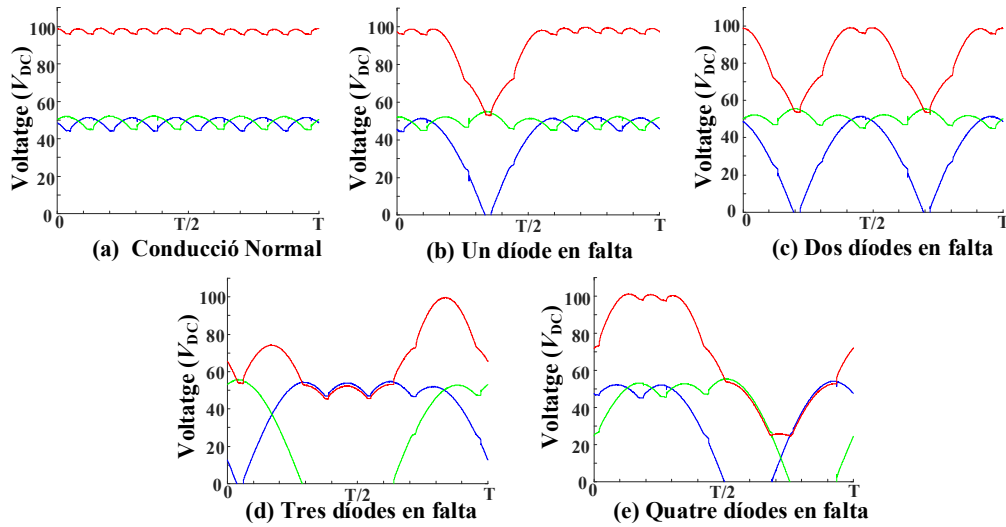


Figura 4. 4 Connexió sèrie amb el transformador Yy0d5. Diferents classes de faltes proporcionen diferents empremtes de la tensió de sortida CC durant un període

### 4.3. Procediment per la detecció de díodes en estat de falta (circuit obert)

La monitorització del Control (Control Monitoring, CM) és una eina útil per augmentar la fiabilitat i millorar el servei al client d'equips elèctrics o electrònics. L'algorisme de diagnòstic de falta proposat pot ser una bona eina per establir aquests objectius per als rectificadors de pont de díodes. En aquesta apartat, es discutirà la metodologia teòrica i la implementació de l'algorisme de detecció de faltes proposat per a rectificadors de polsos en connexió sèrie o en connexió paral·lel. L'objectiu principal del algorisme és reduir el temps i el cost del manteniment i evitar que es produeixin problemàtiques més greus, com a conseqüència de la falta primera produïda, sense d'haver d'esperar a més faltes, agravant el problema.

Per identificar el díode fallit, es realitzen  $N$  lectures de tensió de sortida del rectificador de corrent continu,  $v_{DC}(t)$  en un període ( $T$ ),  $v_{DC}(1:N)$ . L'inici de període per a  $0^\circ$  es fixa quan la fase A de la tensió primària al TRU passa pel valor màxim de tensió.

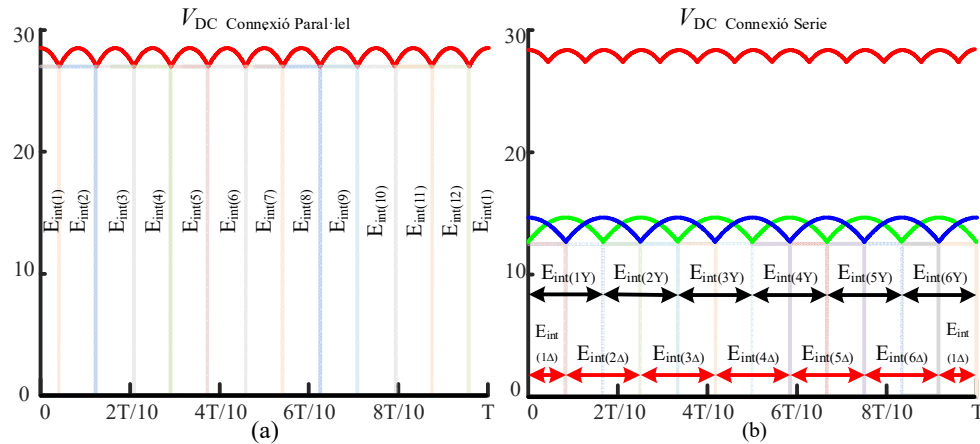


Figura 4. 5  $v_{DC}(\omega t)$  esperada en condicions equilibrades i MCC a) Yy6d11 i connexió paral·lel, b) Yy0d5 i connexió sèrie.

En el cas de connexió paral·lel, el període es divideix en intervals segons el nombre de polsos, en cas de rectificador de 12 polsos, el període conté 12 intervals, un interval per a cada pols, tenint en compte que

l'interval 1 a la Figura 4. 5 està dividit en dues parts, una a l'inici i l'altre al final del període. El nombre de punts en cada interval és:

$$N_{\text{int}} = \frac{N}{p} \quad (4.118)$$

Les següents equacions s'utilitzen per trobar els  $V_{\text{DC}}$  mínim en cada interval, en cas de connexió paral·lela:

$$V_{\text{min}(1)} = \min \left\{ v_{\text{DC}} \left( 1 : \frac{N_{\text{int}}}{2} \right), v_{\text{DC}} \left( N - \frac{N_{\text{int}}}{2} : N \right) \right\}, \quad (2 \leq k \leq p) \quad (4.119)$$

$$V_{\text{min}(k)} = \min \left\{ v_{\text{DC}} \left( \frac{(k-1) \cdot N_{\text{int}}}{2} + 1 : \frac{(2k-1) \cdot N_{\text{int}}}{2} \right) \right\}.$$

Per a connexió en sèrie, ho dividim en dos parts

a) bobinatge secundari Y (vegeu la Figura 4. 5 (b)):

$$V_{Y \text{min}(k)} = \min \left\{ v_{\text{DC}} \left( (k-1) \cdot N_{\text{int}} + 1 : k \cdot N_{\text{int}} \right) \right\}, \quad \left( 1 \leq k \leq \frac{p}{2} \right). \quad (4.120)$$

b) bobinatge terciari  $\Delta$  (vegeu la Figura 4. 5 (b)):

$$V_{\Delta \text{min}(1)} = \min \left\{ v_{\text{DC}} \left( 1 : \frac{N_{\text{int}}}{2} \right), v_{\text{DC}} \left( N - \frac{N_{\text{int}}}{2} : N \right) \right\}, \quad \left( 2 \leq k \leq \frac{p}{2} \right) \quad (4.121)$$

$$V_{\Delta \text{min}(k)} = \min \left\{ v_{\text{DC}} \left( \frac{(k-1) \cdot N_{\text{int}}}{2} + 1 : \frac{(2k-1) \cdot N_{\text{int}}}{2} \right) \right\}.$$

La conducció del díode en cada interval depèn de la configuració del transformador. Després de la identificació dels intervals corresponents a la configuració del transformador, els díodes defectuosos es poden identificar segons la tensió CC mínima calculada en cada interval, aplicant l'algorisme mostrat a la Figura 4. 6 . Aquests mínims es comparen amb el valor límit ( $\beta$ ) calculat segons el valor mitjà entre els mínims locals i globals (4.122), com es mostrava a la Figura 4. 2

$$\frac{V_{\text{DCminLocal}}}{V_{\text{DC}}} > \beta > \frac{V_{\text{DCminGlobal}}}{V_{\text{DC}}}, \quad (0.977 > \beta > 0.876) \quad (4.122)$$

L'algorisme per a la detecció dels díodes defectuosos, consta dels següents passos:

1- Llegir  $v_{\text{DC}}(I: N)$  durant un període T.

2- Identificar els valors mínims per a cada interval definit, Utilitzant les equacions(4.119), (4.120) i (4.121)

3- Comparar els valors mínims obtinguts amb  $\beta$  vegades el valor mitjà original de la tensió de sortida de CC, si el valor mínim està per sota de  $\beta \cdot V_{\text{DC}}$  significa que un díode està trencat, o no condueix, llavors s'actualitza la variable binaria, estat del interval  $k$ -esim,  $E_{\text{int}}(k)$  sigui igual a 1, en cas contrari, si és inferior, llavors és força el valor de  $E_{\text{int}}(k)$  igual a 0, el que significa que no hi ha cap defecte.

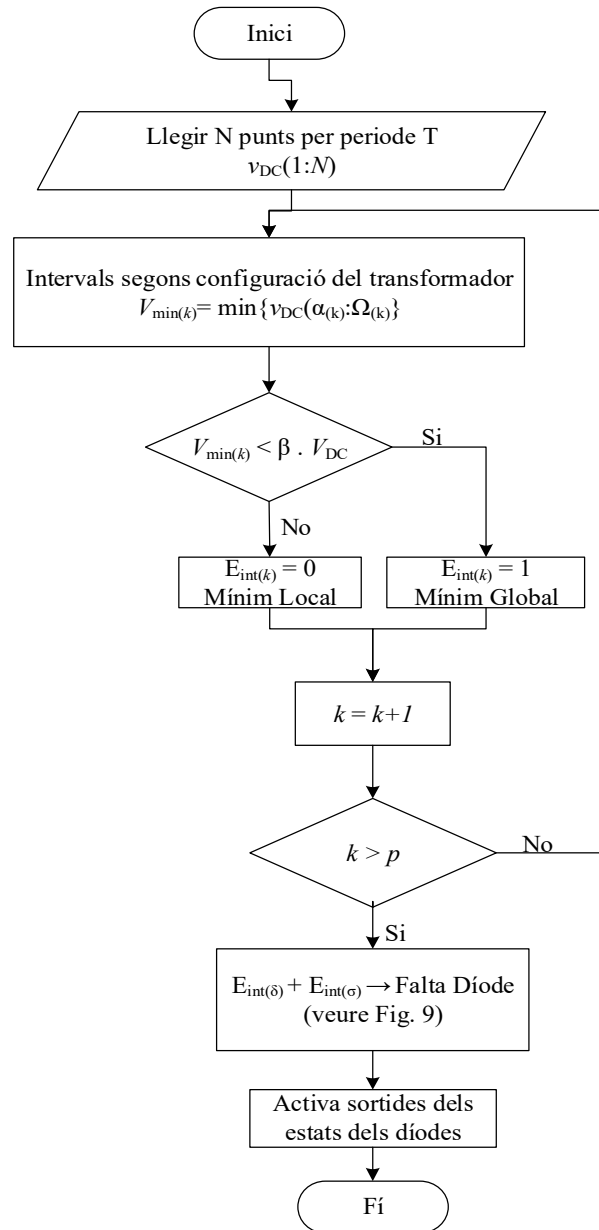


Figura 4. 6 Diagrama de flux per a la detecció dels díodes defectuosos

4- Incrementar  $k$  en una unitat i comparar-lo amb  $p$  (polsos en un període, numero de intervals en  $T$  a estudiar). Si el nou  $k$  és menor que  $p$ , es torna a calcular el mínim del següent interval, si pel contrari  $k$  és major que  $p$ , s'ha de continuar al pas següent.

5- Tots els díodes defectuosos s'identifiquen a través de tenir dos mínims globals pel cas de connexió paral·lel i segons la configuració del transformador, per exemple, en el cas del Yy6d11, la taula que relaciona la identificació d'estats amb els díodes defectuosos es mostra a les Figura 4. 7 i Figura 4. 8. El que mostra la Figura 4. 7 es un exemple de díode defectuós, identificació de mínims en els intervals pel cas de un transformador Yy6d11. Després de la determinació de l'interval, cal fer els següents passos per identificar el díode defectuós segons la quantitat de mínims globals detectats, com es mostra a la Figura 4.

7 en la Taula 4. 1 com exemple ja que es funció de les configuracions del transformador, i per a cada configuració hi ha la seva pròpia taula.

6- Activar les sortides que indiquen l'estat d'error dels díodes en malt estat.

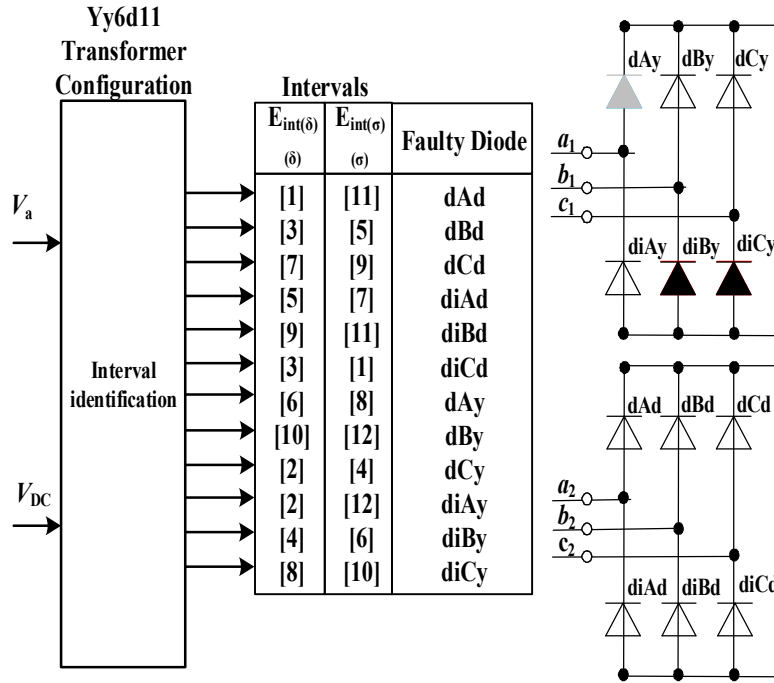


Figura 4. 7 Identificació dels díodes en falta amb el estat actiu de les variable  $E_{int(k)}$  per la connexió paral·lel

L'ordre d'operació de cada díode canvia segons la configuració del TRU, per la qual cosa el valor de l'índex es modificarà. L'algorisme proposat s'ha provat amb TRU de 12 polsos per verificar l'aplicabilitat de la metodologia.

Taula 4. 2 Classificació dels díodes en conducció en cada interval dintre d'un període

Interval order for (Yy6d11)					
1	2	3	4	5	6
dAd	dCy	dBd	dCy	dBd	dAy
diCd	diAy	diCd	diBy	diAd	diBy
7	8	9	10	11	12
dCd	dAy	dCd	dBy	dAd	dBy
diAd	diCy	diBd	diCy	diBd	diAy

No obstant això, per als diferents tipus de TRU es possible adaptar el algorisme proposat canviant les identificacions de díodes i es possible aplicar-ho a d'altres configuracions utilitzant els mateixos passos que es mostren a la Figura 4. 6.

En el cas de tenir dos díodes de diferents branques del rectificador fosos, com es pot veure al centre i la dreta de la Figura 4. 7, un díode de la branca que funciona correctament es veurà com un díode fos, trencat, sense conducció degut a que condueixen en sèrie amb els dos realment fosos. Això vol dir que tots tres díodes van mantenir uns corrents o unes tensions exageradament altes i per aquest motiu també cal substituir-lo, per precaució, encara que realment no estigui fos, com a mesura preventiva és el cas del

manteniment preventiu. Com exemple en la figura de la dreta, de la Figura 4. 7 si els díodes  $diBy$  i  $diCy$  (color negre a la figura) es trenquen, es fonen, llavors el díode  $dAy$  (color gris a la figura ) tampoc pot conduir, al estar condicionat en fer-ho en sèrie amb els dos díodes trencats o defectuosos el  $diBy$  i  $diCy$ , canviar-lo no es conseqüència d'un manteniment correctiu, sinó una demanda del manteniment preventiu. Aquest díode condueix al mateix temps que els altres tal com es mostra a la Taula 4. 2 intervals 6 i 8.

Per tal d'identificar els díodes defectuosos en cas de connexió de TRUS en sèrie, s'implementa un algorisme diferent, amb la mateixa metodologia però per a sis polsos, sis intervals i cada díode deixa empremta en dos intervals seguits ja que condueix  $120^\circ$ . Però ara s'utilitzen dos algorismes un pel rectificador secundari i un pel terciari. S'han de realitzar mesures de les dues tensions que tenen els rectificadors  $Y$  i  $\Delta$ ,  $v_{YDC}(I:N)$  i  $v_{\Delta DC}(I:N)$  juntament amb la  $v_a(I:N)$ , la primera fase de les tensions alternes, per a poder determinar el màxim i amb ell l'instant inicial del període, amb l'anàlisi de l'empremta deixada en els intervals és pot decidir, en cas de tenir mínims globals, quins díodes estan en mal estat, i han deixat de treballar.



Figura 4. 8 Diagrama pel diagnòstic de faltes en circuit obert

Quan es trenquen un o més díodes, la resta dels díodes del circuit rectificador mantindran més temps el corrent de conducció, això vol dir que per ells passa més energia que la prevista originàriament, i per tant aquest díodes tindran un augment de la temperatura de treball, ja que tenen més exigència que la resta de díodes sense veïns defectuosos, essent més fàcil de ser els següents en trencar-se deixant també de funcionar.

La diferència principal entre els algorismes paral·lels i de sèrie és la necessitat de tenir mes senyals de mesura addicional, tants com rectificadors hi hagi. En cas de connexió paral·lela, la tensió del bus de sortida CC ( $V_{DC}$ ) i la tensió de fase ( $V_a$ ) s'utilitzen com a senyals d'entrada a l'algorisme d'identificació de fallades. Per a la connexió sèrie que presentem, utilitzant  $V_{DC}$  i  $V_a$  no és suficient és per això que l'estratègia no es exactament igual en el cas paral·lel, per tal de poder determinar amb resultats precisos els casos de faltes. Per això, l'estratègia es duplica en el cas de 12 polsos sèrie, tractant independentment cada un dels rectificadors del TRU, el que representa un augment de costos tant en sensors, com en processament de dades al haver de llegir i tractar simultàniament per la connexió estrella i per connexió triangle.

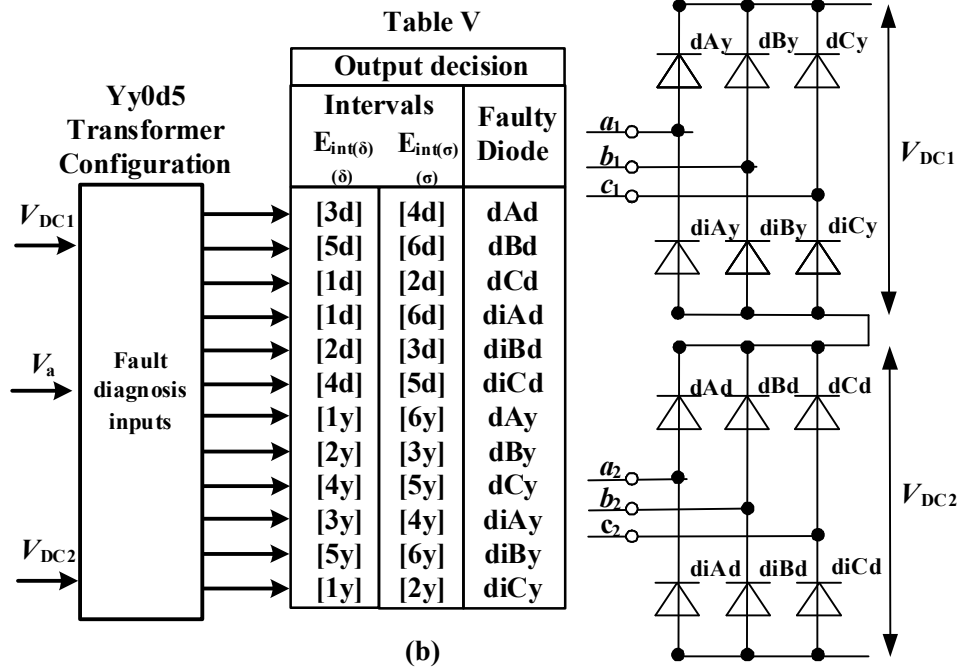


Figura 4. 9 Intervals de mínims Globals associats a O/C faltes en connexió Sèrie

Mentre l'equip de rectificació treballa en mode de conducció contínua (CCM), l'algorisme és capaç de prendre la decisió correcta si tenim el filtre LC amb diferents tipus de càrregues, mesurant  $V_{DC}$  a la sortida de cada pont i en fase d'una tensió. Com es pot veure a la Figura 4. 9.

#### 4.4. Ampliació a divuit polsos, zona de validesa i tipus de carrega

Una idea similar es pot utilitzar per a TRU de 18 polsos, per tal d'identificar les falles d'O/C de cada pont rectificador. En aquest cas, el sistema consta de: TRU amb tres enrotllaments secundaris amb desplaçament de fase de  $20^\circ$  entre cadascun d'ells i tres ponts connectats a cada secundari. La mateixa idea que s'utilitza per construir la taula IV i V s'utilitza per construir la taula VI, com es mostra a la Figura 4. 10. Si dB2 i diB2 tenen una falla O/C, els intervals màxims 3 i 6 per a dB2, també és veuen afectats els intervals 12 i 15 per a diB2. En aquests intervals apareixeran uns mínims globals.

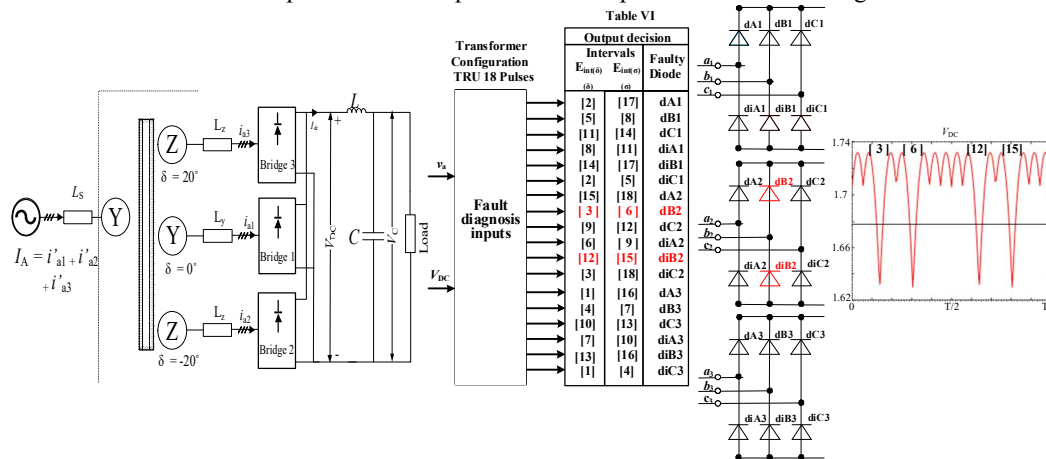


Figura 4. 10 Intervals mínims corresponents a la falla O/C de 18 polsos per a la connexió del tipus P amb la connexió del transformador Yy6d11

L'algorisme proposat també identifica falles de S/C si hi ha fusibles de protecció. Com que els fusibles normalment protegeixen les falles S/C, la qual cosa convertirà les falles S/C en O/C.

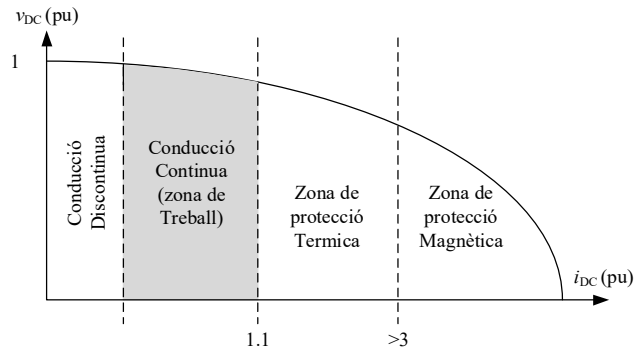


Figura 4. 11 Regió de validesa o zona de treball

A més, durant CCM l'algorisme és capaç de prendre la decisió correcta amb filtre LC i diferents tipus de càrregues. La Figura 4. 11 mostra que la zona de treball és el CCM, que depèn de la configuració de tots els rectificadors i càrregues. Si el corrent continu presenta conducció continua, l'estratègia proposada funciona amb diferents tipus de càrregues: Passives, Actives o amb fonts dependents, tal com es mostra a la Figura 4. 12 mitjançant la mesura de  $V_{DC}$  i  $i_{DC}$ . Si la impedància de càrrega és massa alta, això significa que la reducció actual serà gran i  $i_{DC}$  serà discontinu, per la qual cosa en aquest cas l'algorisme no funcionarà correctament.

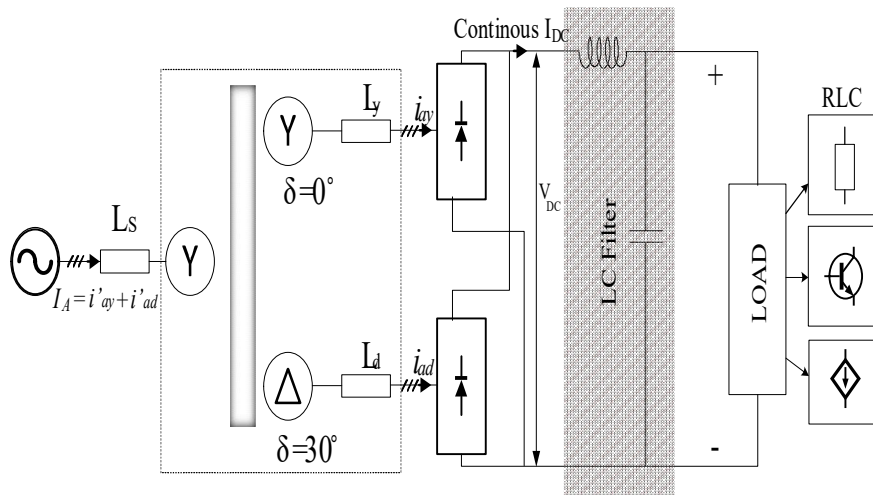


Figura 4. 12 TRU de 12 pulsos en connexió paral·lel Yy0d1, amb filtre LC i diferents tipus de càrrega





## 5 Resultats experimentals

### 5.1. Pont rectificador

#### VALIDACIÓ EXPERIMENTAL

La Figura 5. 1 és mostra la fotografia del equipament del laboratori que s'ha utilitzat per realitzar totes les diferents configuracions experimentals utilitzats per a validar les metodologies proposades.

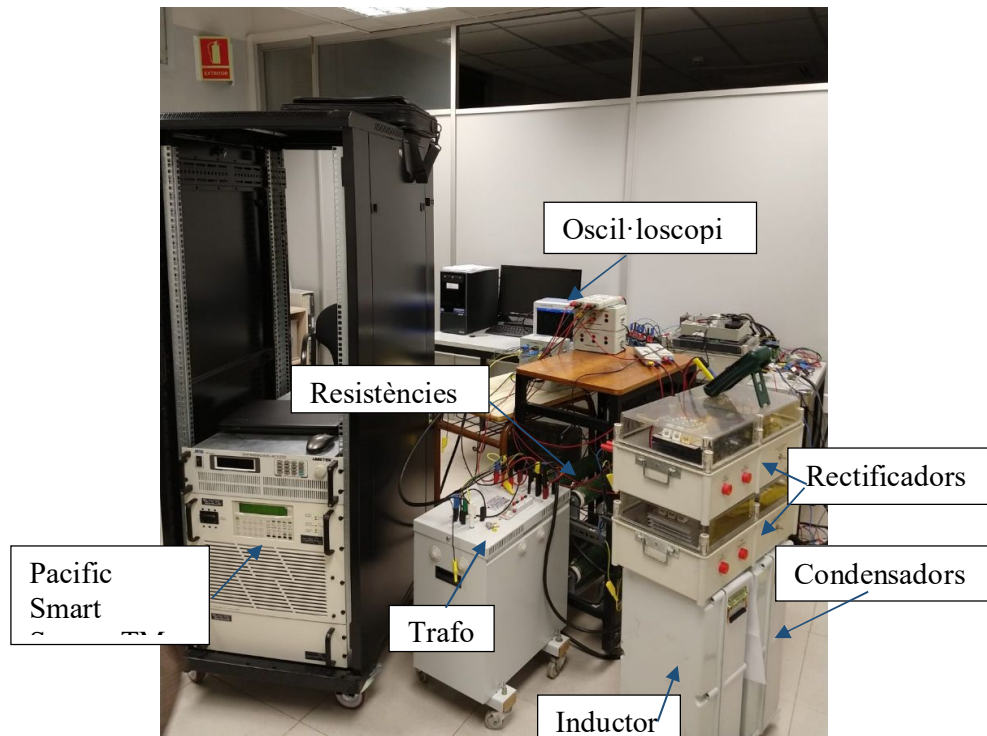


Figura 5. 1 Configuració experimental utilitzada per validar la metodologia proposada.

L'equipament consta dels següents components:

Una font trifàsica de 4,5 kVA denominada Pacific Smart Source™ model 345-AMX amb un màxim voltatge de línia de 468 V; un transformador trifàsic D/d-y de 8 kVA amb una relació de transformació de 230 / 230-230 V la connexió del grup és Dd0 i Dy11; dos rectificadors trifàsics que consten de 6 ponts de díodes del model Semikron™ SKKD 46/16; una bobina de 10 mH; un conjunt de 8 condensadors en connexió paral·lel, la capacitat de cadascun d'ells és de 12  $\mu$ F, i un conjunt de 2 resistències en connexió paral·lel de 42  $\Omega$  cadascuna i 1 resistència en connexió en sèrie de 10  $\Omega$ . Els dispositius de mesura consisteixen en un conjunt de sensors de tensió i corrent que envien les variables mesurades a un oscil·loscopi Yokogawa™ DL850.

La Figura 5. 2 mostra l'esquema elèctric del sistema per a l'estudi d'un pont rectificador trifàsic de sis polsos: del mode de conducció i la tensió no només al pont rectificador, si no també a la càrrega, el condensador i la bobina.

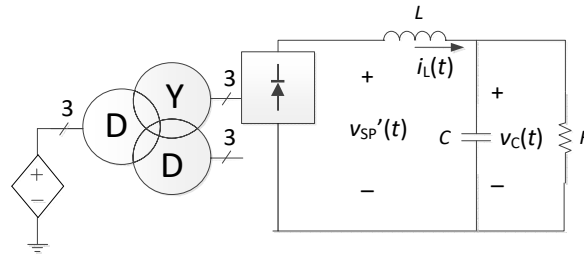


Figura 5. 2 Esquema elèctric utilitzat per l'assaig experimental del pont rectificador de sis polsos

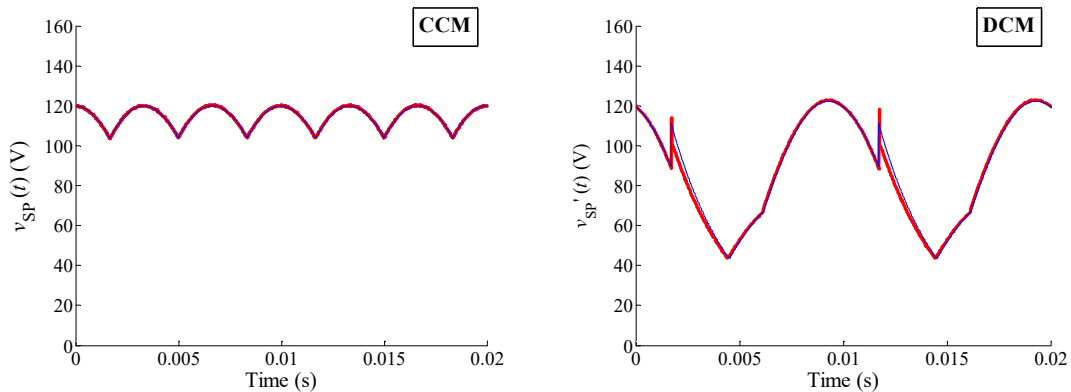
a) *Conducció continua.*

Al aplicar, amb la font regulable, tres tensions iguals en amplitud desfasades cent-vint graus entre elles, el que s'obté en el circuit proposat és una conducció continua (Continuous Conduction Mode-CCM) que es pot veure en ser el corrent pel inductor i pel rectificador més gran de zero,  $i_L(t) > 0$ .

b) *Conducció discontinua.*

Si la font regulable proporciona tres tensions diferents en amplitud, encara que el desfasament sigui a cent-vint graus entre elles, es produeix la conducció discontinua (Discontinuous Conduction Mode-DCM) que es pot veure quan el corrent pel inductor i pel rectificador és zero,  $i_L(t) = 0$ .

A continuació es representen les variables d'estat (tensió al condensador i corrent a la bobina) i la "Shadow Projection", obtingudes segons la subsecció 3.4 amb la solució de l'equació diferencial (3.59) i seguint l'algorisme representat en la Figura 3.21. A la Figura 5. 3 es mostra la comparació entre els resultats calculats (color blau) i els resultats mesurats (color vermell) d'un rectificador de 6 polsos. Cal assenyalar que a la figura de la dreta correspon a la conducció discontinua i a la figura de l'esquerra es mostra el mode de conducció continua.



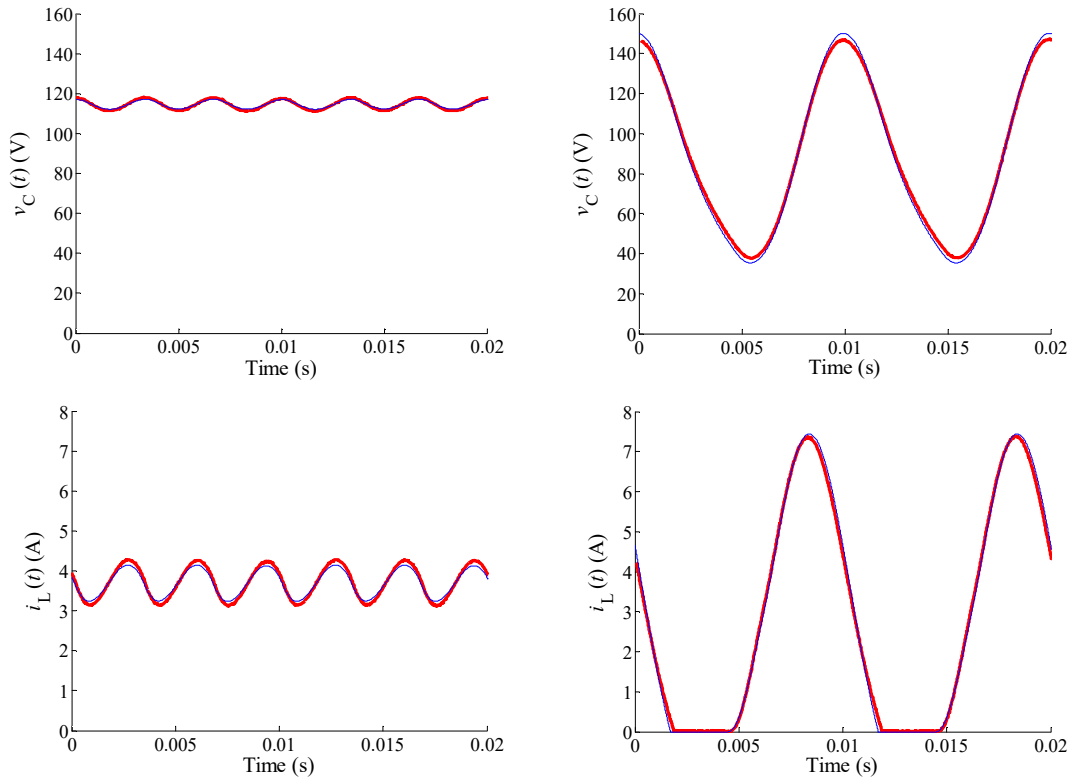


Figura 5. 3 Comparació entre els resultats calculats (color blau) i els resultats mesurats (color vermell) d'un rectificador de 6 polsos que alimenten una càrrega resistiva amb inductor i condensador al bus DC. Evolució temporal de les variables d'estat i la "SP" continuous-conduction mode (CCM), i discontinuous-conduction mode (DCM). Nota: en DCM:  $v_{SP}(t) = v_{SP}(t)$  quant  $i_L(t) > 0$ , però  $v_{SP}(t) = v_C(t)$  quant  $i_L(t) = 0$ .

En aquests casos, quan  $i_L(t) > 0$  la tensió mesurada a la sortida de  $v_{SP}(t)$  del rectificador és igual a la tensió "SP" que s'obté amb les fórmules del apartat; en concret les equacions: (3.46) a (3.48). En cas contrari, quan  $i_L(t) = 0$ ,  $v_{SP}(t)$  és igual a la tensió del condensador,  $v_C(t)$ . Els resultats mostren que les variables calculades i mesurades són molt similars i l'error màxim és del 3,3% en el rectificador de 6 polsos. Les petites diferències són causades per l'error en els dispositius de mesura, la cdt al díode, els períodes de commutació dels díodes i pel fet que l'inductor real té una petita resistència no tinguda en compte.

## 5.2. TRUs validació experimental

La Figura 5.1 també mostra els components utilitzats al laboratori per validar la metodologia proposada per TRUs, però ara l'esquema utilitzat és el mostrat a la Figura 5. 4

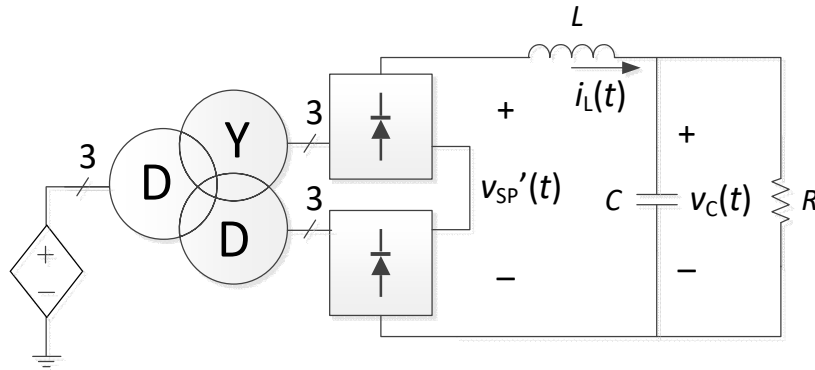
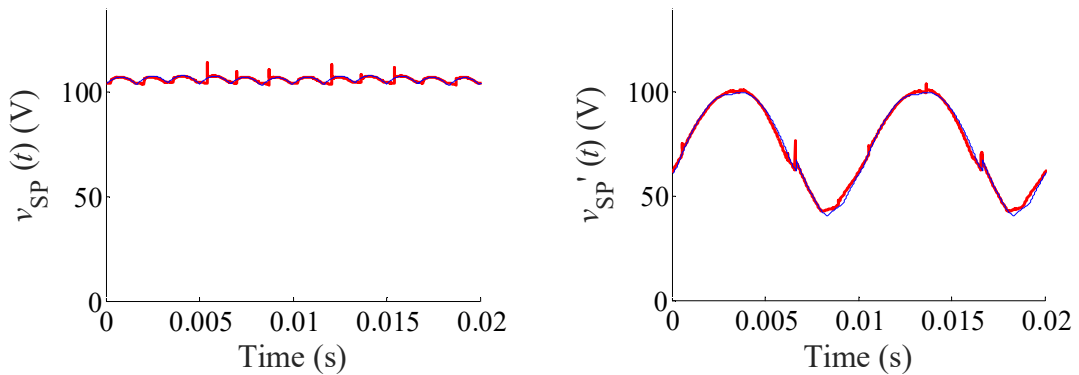


Figura 5. 4 Esquema elèctric utilitzat per l'experiment d'un TRU en connexió sèrie de dotze polsos.

En aquesta subsecció es volen estudiar els efectes dels desequilibris de les tensions de la font sobre la càrrega, observant el fenomen de la conducció discontinua, i predint el comportament de les variables d'estat. Inicialment és calcula primer la Shadow-projection en aquest cas utilitzant dos cops la fórmula (3.48) per obtenir les "SP", una del primer secundari (Dy) i l'altre pel segon secundari (Dd),  $v_{YSP}(t)$  i  $v_{\Delta SP}(t)$ , i aplicant a continuació l'equació (3.52) s'obté la  $v_{SP}(t)$ . Trobar la  $v_{SP}(t)$  és una bona eina per iniciar el procés per a la solució de l'equació diferencial (3.56) per tal d'obtenir les variables d'estat: el corrent a la bobina  $i_L(t)$  i la tensió en el condensador  $v_C(t)$ .

En el cas de conducció discontinua s'han d'imposar els límits corresponents a les variables d'estat, en aquest cas  $i_L(t)$  no pot tenir valors negatius, per tant el seu límit inferior és zero, donat que els díodes es consideren ideals i no hi ha corrent inversa.

Coneguda la tensió en el condensador és immediat trobar el corrent de la càrrega i per diferència amb el corrent de l'inductor el corrent al condensador. Seguint el diagrama de flux descrit a la figura 3.21.



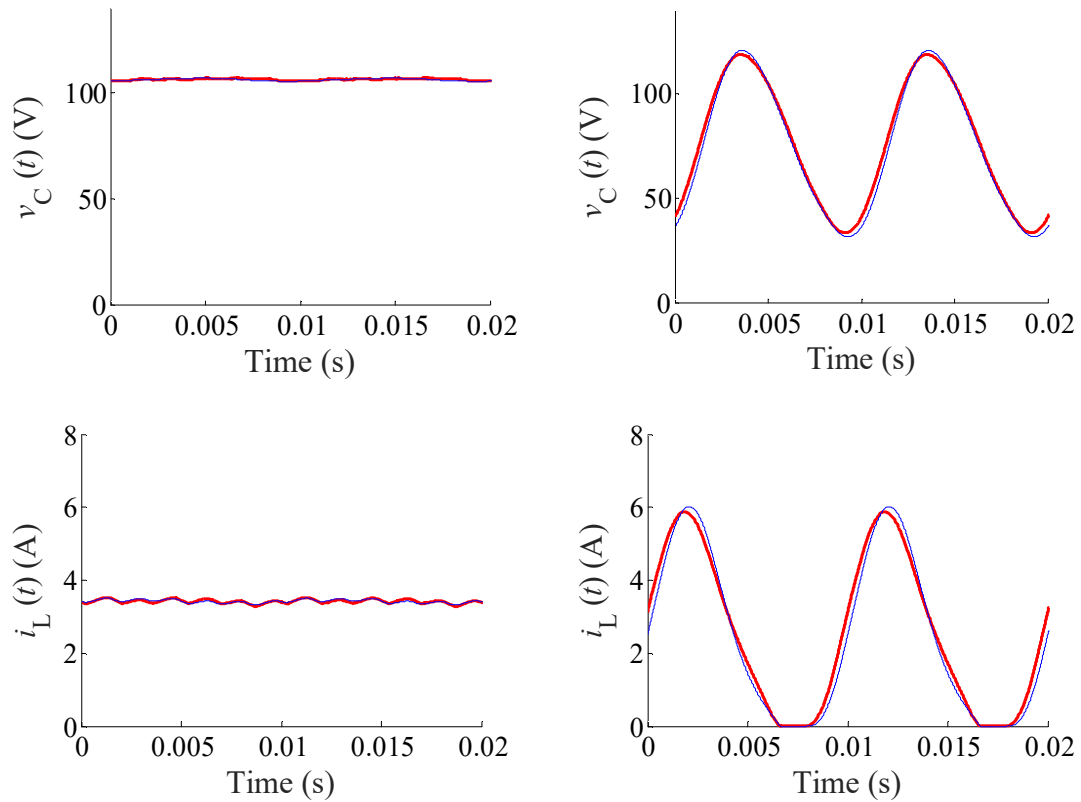


Figura 5. 5 Comparació entre els resultats calculats (color blau) i els resultats mesurats (color vermell) d'un rectificador de 12 polsos que alimenten una càrrega resistiva amb inductor i condensador al bus DC. Evolució temporal de les variables d'estat i la "SP"

Igual que en el cas de sis polsos tenim que per 12 polsos, quan  $i_L(t) > 0$  la tensió mesurada a la sortida de  $v_{SP}(t)$  del rectificador és igual a la tensió "SP" que s'obté amb les fórmules de l'apartat 3.3. En cas contrari, quan  $i_L(t) = 0$ ,  $v_{SP}(t)$  és igual a la tensió del condensador,  $v_C(t)$ . Els resultats mostren que les variables calculades i mesurades són molt similars i l'error màxim és del 2,4% en el rectificador de 12 polsos.

Les petites diferències són causades per l'error en els dispositius de mesura, la cdt al díode, els períodes de commutació dels díodes i pel fet que l'inductor real té una petita resistència no tinguda en compte.

### 5.3. ATRUs validació experimental

La Figura 5. 6 mostra la fotografia de la configuració experimental utilitzada per validar la metodologia proposada. Consta de: Font regulable de 4,5-kVA trifàsic del Pacific Smart Source™ model 345-AMX amb el màxim voltatge de línia a línia de 468 V; un transformador trifàsic D / d-y de 8 kVA amb una relació de transformador 230 / 230-230 V la connexió de grup és Dd0 i Dy11; un rectificador trifàsic que consta de 6 branques de díodes del model Semikron™ SKKD 46/16; una bobina de 10 mH; un conjunt de 8 condensadors en connexió paral·lela, la capacitat del qual és de 12  $\mu$ F, i un conjunt de 2 resistències en connexió paral·lela (42  $\Omega$  cadascuna) i 1 resistència en connexió en sèrie (10  $\Omega$ ).

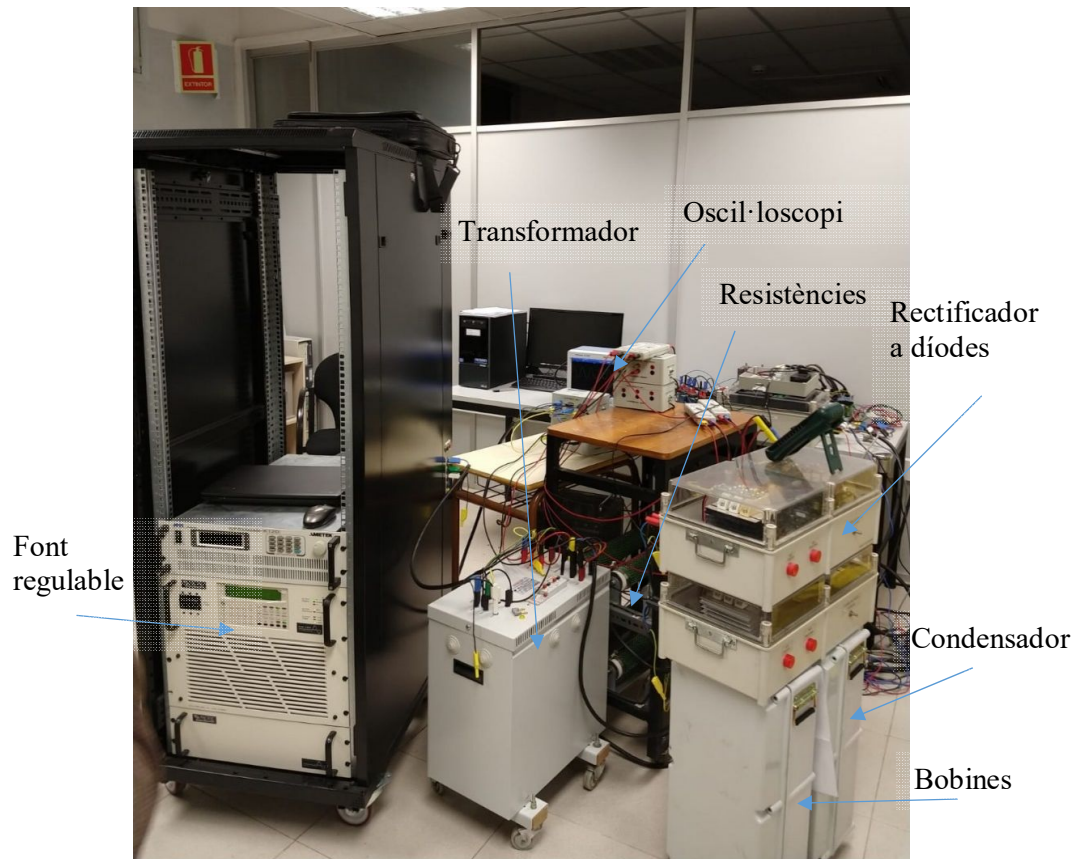


Figura 5. 6 Configuració experimental utilitzada per validar la metodologia per TRUs en configuració sèrie. Fotografia del sistema muntat al laboratori.

Els dispositius de mesura consisteixen en un conjunt de sensors de tensió i corrent que envien les variables mesurades a un oscil·loscopi YokogawaTM DL850. Figura 5. 6 mostra l'esquema elèctric del sistema global.

Pels ATRUs de 12 polsos en connexió paral·lel amb bobines d'acoblament i pel de 18 polsos asimètric en connexió paral·lel i sense bobines d'acoblament.

- Aplicació del mètode proposat a ATRUS

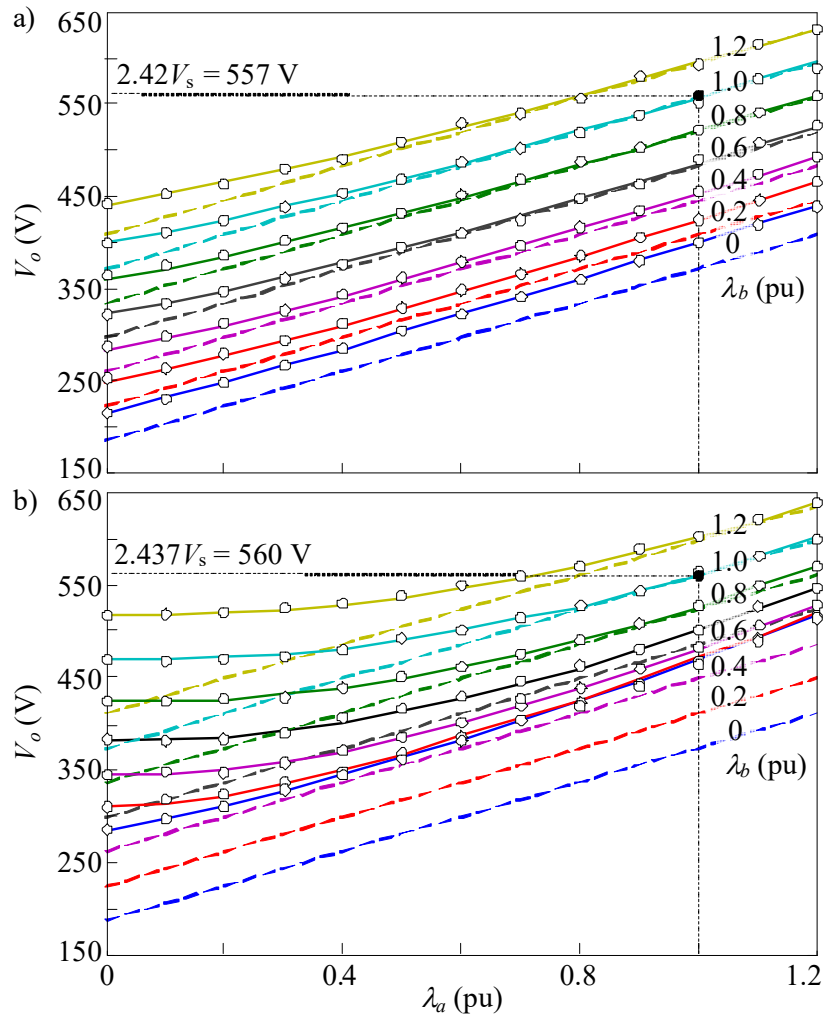


Figura 5. 7 Valor mitjà de la tensió de sortida de l'enllaç de CC  $V_o$  de ATRUs amb  $V_s = 230$  V, en línies contínues les fórmules proposades (3.80), en línies a traç les calculades amb el nostre mètode (3.81), i els punts en blanc son les simulacions en PSCAD / EMTDC : a) ATRU de tipus P de 12 polsos. b) ATRU asimètric de 18 pols tipus P.

Tenint en compte  $V_s = 230$  V, la Figura 5. 7 compara els valors mitjans de la tensió de sortida de l'enllaç de CC  $V_o$  obtingut tant del mètode del "phasorial convex hull method" aplicant (3.81) com (3.80) per a diferents valors de  $\lambda_a$  i  $\lambda_b$ , així com del valor de  $V_o$  obtinguts de (3.83) i (3.84) en condicions d'equilibri de tensió de subministrament. A més, la prova de la precisió del "phasorial convex hull method" comparat amb el resultat de (3.81) a la Figura 5. 7 i les simulacions de domini temporal de PSCAD / EMTDC. S'observa que el "phasorial convex hull method" sempre proporciona resultats precisos, mentre que les expressions de (3.80) només són vàlides per a graus de desequilibri baix.

Segons l'estudi anterior, el mètode proposat es revela com una eina útil i fàcil d'utilitzar per determinar el valor mitjà de la tensió de sortida del bus DC en ATRUs de polsos múltiples amb menys esforç computacional que les simulacions de PSCAD / EMTDC i més precisió que les fórmules aproximades de (3.80). Aquesta afirmació es pot estendre a qualsevol aplicació amb rectificadors de ponts multi-fase no controlats.

A. Proves experimentals

Per tal de validar de manera experimental el “phasorial convex hull method”, es van dur a terme dues proves experimentals sobre l’ ATRU de tipus P de 12 polsos de la Figura 5. 8 sota diferents condicions de tensió de subministrament.

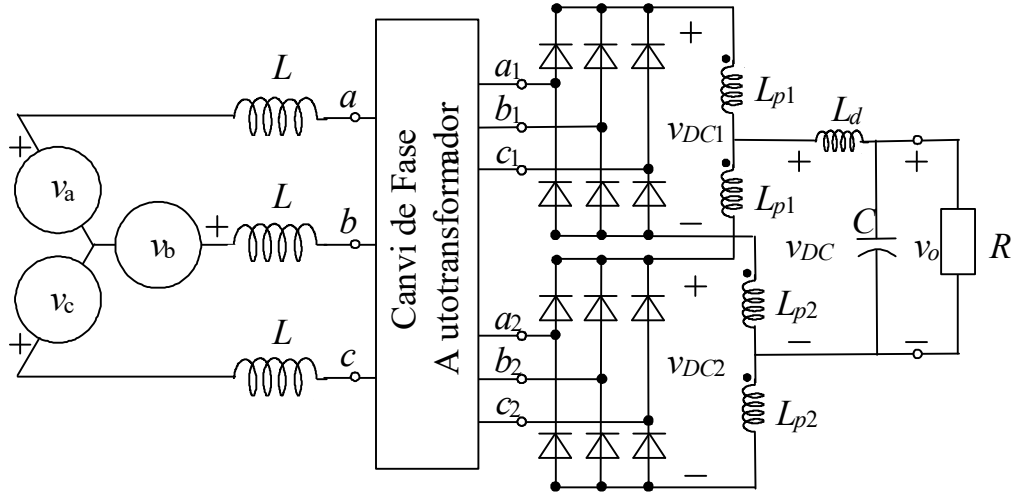


Figura 5. 8 ATRU Tipus P de 12 polsos amb bobines d'acoblament

Les dades d'ATRU es presenten a la Taula 5. 1. L'ATRU es va alimentar amb una font Pacífic Smart SourceTM trifàsica de 4,5 kVA (model 345-AMX). Els registres de les senyals es van fer amb un oscil·loscopi Yokogawa DL850, i es va processar numèricament en un ordinador i després es va comparar amb els resultats del “phasorial convex hull method”.

Taula 5. 1 Dades del ATRU 12 polsos utilitzat

$L$ (mH)	$L_{p1} = L_{p2}$ (mH)	$L_d$ (mH)	$C$ ( $\mu$ F)	$R$ ( $\Omega$ )
$\approx 0$	$1.68 (R_{int} \approx 0.108 \Omega)$	$10 (R_{int} \approx 0.4 \Omega)$	96	42

Es van realitzar les següents proves:

- Prova A: es va alimentar l'ATRU amb tensions trifàsiques equilibrades de 20 V / 50 Hz.
- Prova B: l'ATRU es va alimentar amb tensions trifàsiques desequilibrades de 50 Hz sinusoidals ( $V_a = 20$  V,  $V_b = 20$  V i  $V_c = 12$  V,  $\alpha_b = \alpha_a - 2\pi/3$  i  $\alpha_c = \alpha_a + 2\pi/3$ ).

Les Figura 5. 10 i Figura 5. 11 mostren les diferents tensions mesurades per l’ATRU de 12 polsos en connexió paral·lel i bobines d’acoblament. També es donen els càlculs de valors mitjans del pont de díodes i es representen els voltatges de sortida del bus DC mesurats en les proves experimentals,  $V_{DC}$  i  $V_o$ , i calculats a partir del mètode del “phasorial convex hull method”. (3.1)  $V_{DC-(12)}$  i  $V_{o-(12)}$ , estan etiquetats per a finalitats de comparació. Segons els diagrames de fasors de la Figura 5. 9, el “phasorial convex hull method”, permet determinar el valor mitjà de la tensió de sortida del pont de díodes en qualsevol dels dos rectificadors trifàsics,  $V_{DC1-(12)}$  o  $V_{DC2-(12)}$ . Aplicant (3.1) al límit del polígon corresponent als fasors de línia, respectivament en expressió matemàtica convencional com,  $\partial\Omega_{v1}$  or  $\partial\Omega_{v2}$ . Posteriorment, es determinen els valors mitjans del pont de díodes i els voltatges de sortida bus DC,  $V_{DC-(12)}$  i  $V_{o-(12)}$  mitjançant l’ús de (3.82)



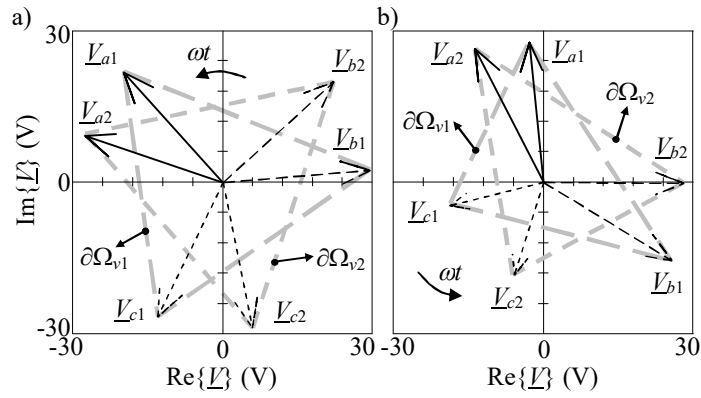


Figura 5. 9 Diagrama de les tensions de fase en el instant inicial ( $t=0$ ) per a) Prova A b) Prova B

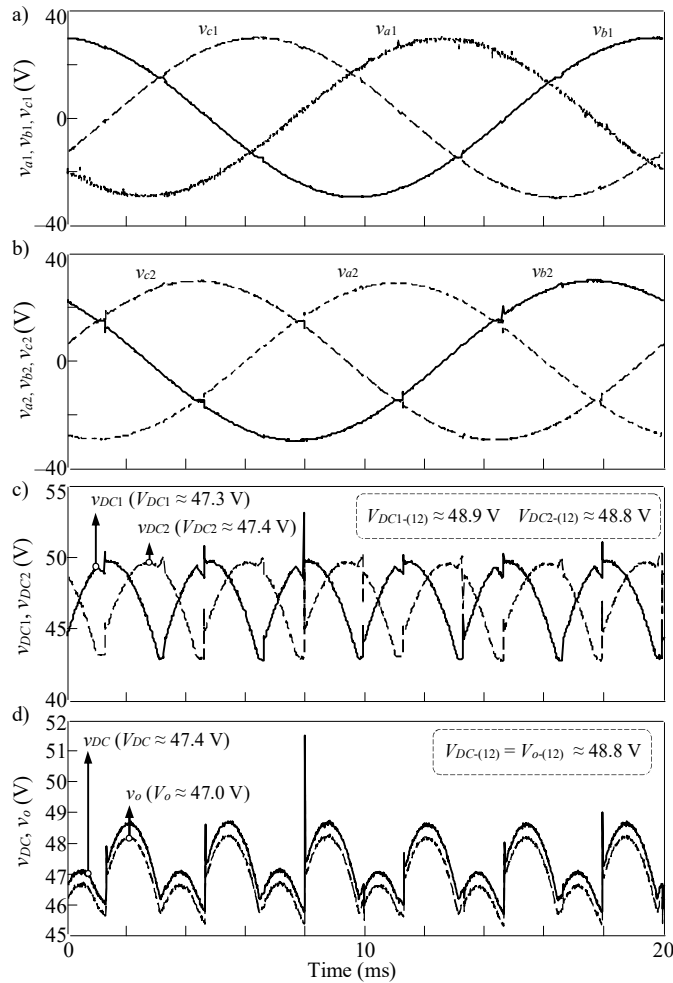


Figura 5. 10 Prova A: a) Tensions d'entrada del rectificador 1. b) Tensions d'entrada del rectificador 2. c) Tensió de sortida dels punts de díodes, rectificadors 1 i 2. d) Tensió de sortida segons el mètode  $v_{DC}$  i la enregistrada  $v_o$ .

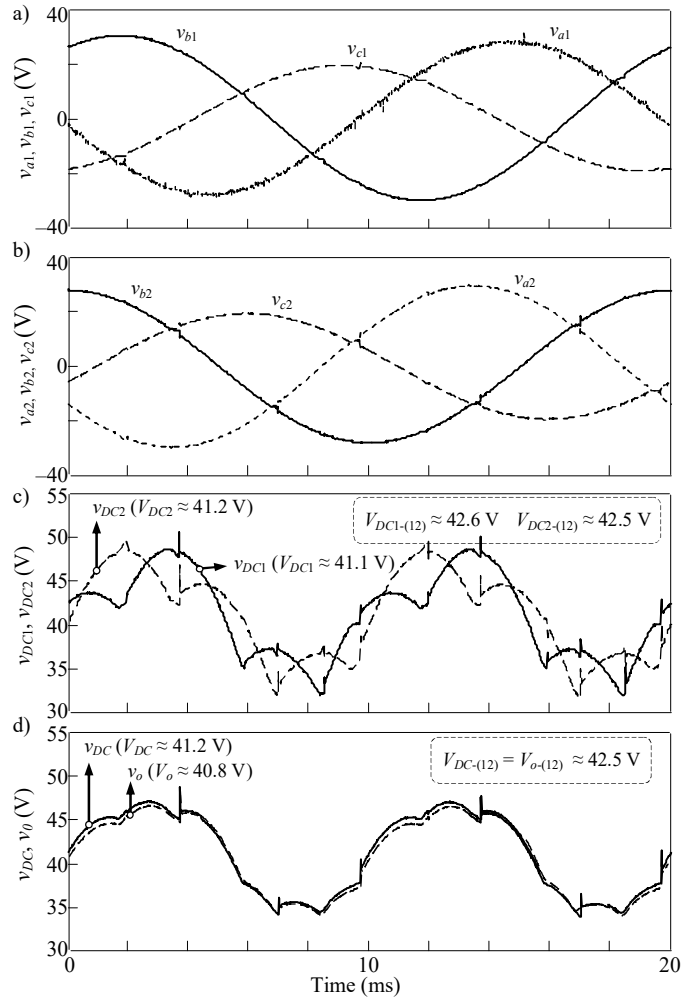


Figura 5. 11 Prova B: a) Tensions d'entrada del rectificador 1. b) Tensions d'entrada del rectificador 2. c) Tensions de sortida dels ponts de díodes, rectificadors 1 i 2. d) Tensió de sortida segons el mètode  $v_{DC}$  i la enregistrada  $v_o$ .

El mètode proposat és un mètode pràctic i precís per predir el valor mitjà de la tensió de sortida del bus DC. La diferència entre les tensions mitjanes calculades i mesurades es deu principalment a les resistències internes  $R_{int}$  tant dels reactors de la interfase,  $L_{p1}$  i  $L_{p2}$ , com del filtre de sortida  $LC$ ,  $L_d$  (Taula 5. 1). Aquestes resistències internes no es solen tenir en compte, per simplicitat, a l'aplicar els mètodes de càlcul de valor mig.

Segons l'estudi experimental, el mètode proposat es revela com una eina útil i fàcil d'utilitzar per predir el valor mitjà de la tensió de sortida del bus DC pels ATRUs multi-pols reals sense haver de realitzar simulacions de PSCAD / EMTDC o realitzar mesures experimentals. Aquest benefici també es pot estendre a qualsevol aplicació real basada en rectificadors de ponts no controlats multi-fàsics tan en condicions d'alimentació equilibrada com desequilibrada.

## 5.4. Faltes en rectificadors

### A. Resultats teòrics:

Hem desenvolupat un programa en Matlab que ens proporciona els valors esperats en tensions i corrents,

per a les diferents configuracions possibles per a tots els possibles índex horaris d'un transformador amb tres debanats per columna i dos rectificadors trifàsics, per a multitud de configuracions per a sistemes de dotze polsos. És realitzen assatjos de diferents tipus de configuració del transformador per mostrar els canvis de comportament en tensions i corrents de les connexions de bobinats en estrella i triangle per a topologies en sèrie (Figura 5. 12) i en paral·lel (Figura 5. 13).

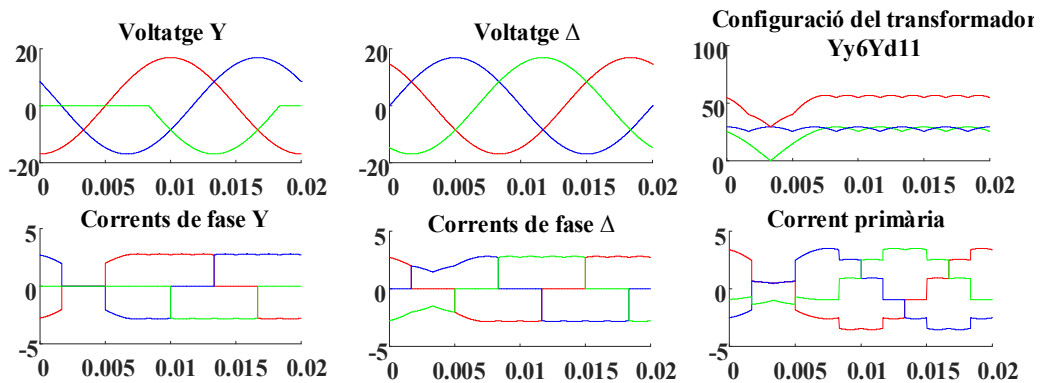


Figura 5. 12 Falta del díode dCY en la connexió sèrie amb TRU en Yy6d5

A la primera fila es veuen les tensions amb la falta per a díode en estat obert permanentment sense conducció, en cas de no conduir el díode positiu de la fase A en el rectificador estrella, mancaria el semiperíode positiu en color verd, els voltatges en el triangle estant tots correctes ja que no hi ha cap díode en falta, en la tercera columna, primera fila s'observa els efectes sobre la tensió rectificada en la connexió estrella en color verd com apareix una caiguda de tensió, pel contrari en les tensions del rectificador en triangle no hi ha cap problema i la rectificació es l'esperada sense defectes, i veiem com la suma de les dues tensions, és la tensió de sortida en color vermell.

A la segona fila s'observen els corrents per fase, i com el díode directe de la fase A no hi es, es representa la no conducció amb una línia en zero de color verd, A la tercera columna es veu com son els corrents en el primari del transformador, i com és perd la simetria esperada.

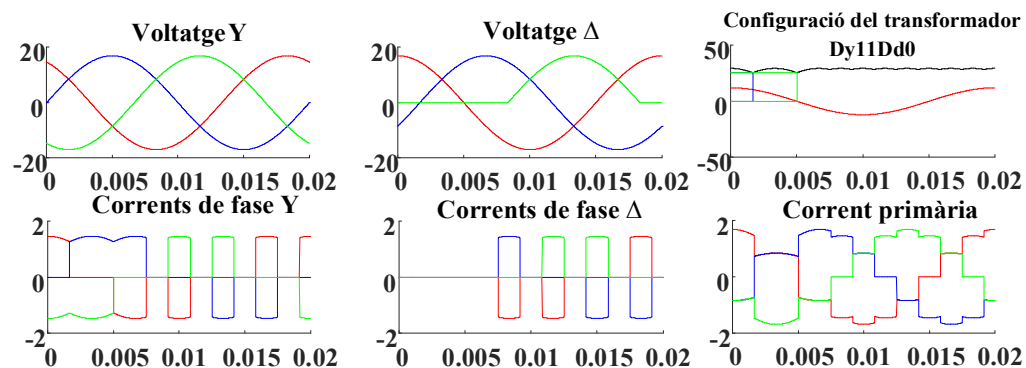


Figura 5. 13 Falta del díode diCy en la connexió paral·lel amb TRU Dy11d6

Per a la Figura 5. 13 es representa el cas de falla en el díode invers de la fase A pel rectificador en Triangle. Al no existir els semiperíodes negatius, en la segona figura de la segona columna és comprova que han desaparegut els corrents, això implica que els díodes del rectificador en Y han de conduir mes temps, com podeu observar a la primera figura de la segona columna el cas del directe de la fase B en color blau i el invers de la fase A en verd. També observem com els corrents del primari del transformador han perdut la simetria i com apareixen els dos mínim locals a la tensió de sortida del rectificador, que li donen una signatura que ens pot definir qui és el díode en falta, identificant-lo i permeten fer-ne un bon

manteniment.

Les Figura 5. 14 i Figura 5. 15 mostren tensions i corrents de Y i  $\Delta$  per al mateix díode amb falta però per a configuracions horàries diferents del transformador, pel cas de connexió en sèrie

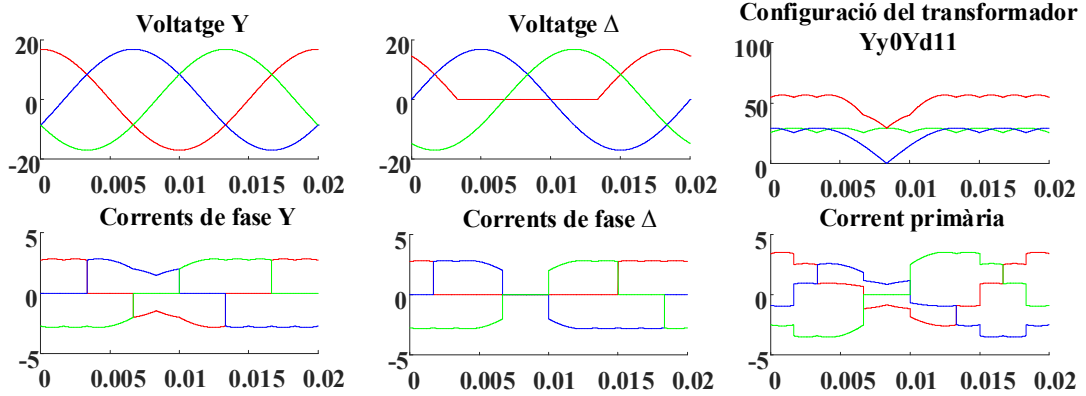


Figura 5. 14 Falta del díode diAd en connexió sèrie per TRU en Yy0d11

En el cas sèrie la tensió de sortida de CC pateix un major d'alta baix, que pel cas paral·lel, amb una signatura en forma de V.

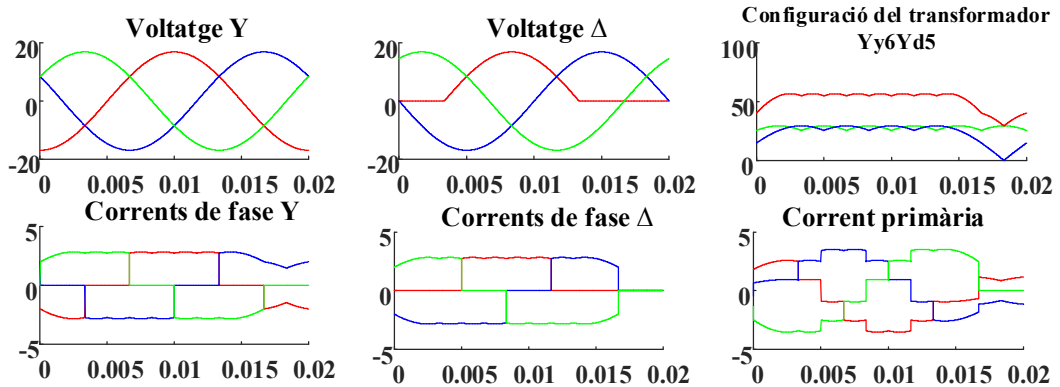


Figura 5. 15 Falta del díode diAd en connexió sèrie per TRU en Yy6d5

Les següent figures és mostren tensions i corrents de Y i  $\Delta$  per al mateix díode en Falta per circuit Obert amb configuració del índex horari del transformador diferent i pel en cas de connexió en paral·lel, Yy0D11 per la Figura 5. 16 i la Yy6d11 per la Figura 5. 17

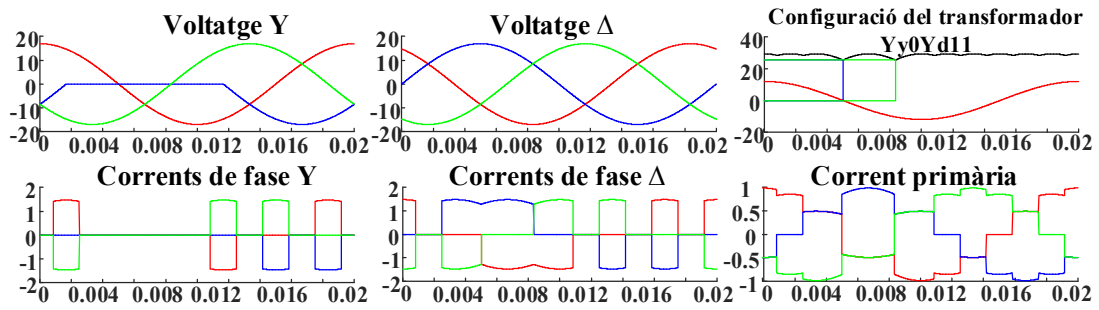


Figura 5. 16 Falta del díode dBy en connexió paral·lel per TRU en Yy0Yd11

En el cas paral·lel la impressió de la caiguda de tensió, es mostra amb la pèrdua de dos polsos alternats, marcat dos mínims locals separats per un pols màxim entremig forçat per els díodes del altre rectificador sense falta. Signatura o empremta que es pot observar en les figures de la primera fila i tercera columna en color negre de les figures anterior i posterior respectivament.

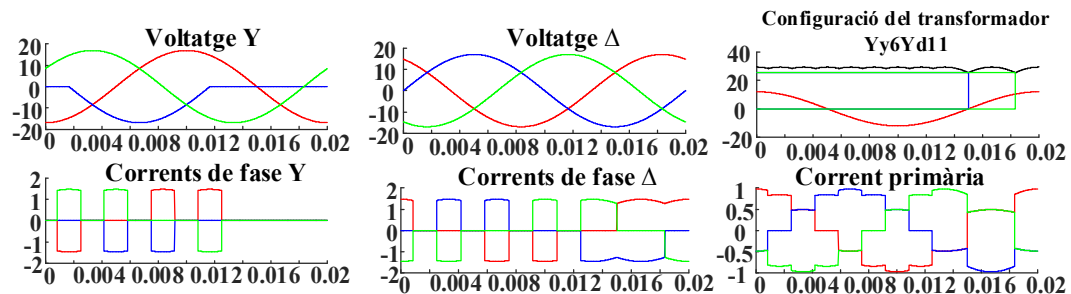


Figura 5. 17 Falta del díode diAd en connexió paral·lel per TRU en Yy6d11

B. Interfície d'usuari gràfica (GUI):

Per tal de facilitar l'algorisme i fer un grapat de procediments per al CM, s'ha desenvolupat una interfície gràfica d'usuari per tal de satisfer la idea. L'objectiu de la interfície gràfica d'usuari és utilitzar-lo com a eina per a totes les possibilitats de configuracions de transformadors amb qualsevol tipus de fallada i per a ambdues possibles topologies. Aquest programa pot ser una eina útil en cas de procediment de manteniment per a les unitats rectificadores de diversos polsos. La interfície gràfica GUI mostrada a la Figura 5. 18 consisteix en quatre parts principals que són els paràmetres d'entrada, la configuració del sistema, la càrrega de senyal i la decisió de l'algorisme.



Figura 5. 18 Interfície gràfica GUI amb les Entrades i Sortides del programa de manteniment proposat per

a TRUS 12 polsos

Les entrades són: en el marc 1 de la Figura 5. 18 escollim les possibles connexions (tipus P o tipus S), en el marc 2 s'escull les tensions L-L del transformador en el primari ( $V_{L1}$ ) i en el secundari ( $V_{L2}$ ), i, la resistència de la carrega en bornes del TRU, en el marc 3 escollim la freqüència de treball (50/3Hz, 50Hz, 60Hz, 400Hz), en el marc 4 escollim la configuració del transformador entre les connexions( Yy0d1, Yy0d11, Yy0d5, Yy6d11, Yy6d5; Dy5d0, Dy11d0, Dy5,d6, Dy11,d6) i en el marc 5 escollim els díodes en falta a circuit obert ( dAy, dBy, dCy, diAy, diBy, diCy; dAd, dBd, dCd, diAd, diBd, diCd ). Una altra possibilitat és pujar un arxiu en format \*.csv amb el senyal de la empremta de la tensió del bus de corrent continu  $v_{DC}(1:N)$ , en el marc 10.

Les sortides del programa o decisions del algoritme, són: indicació del díode en fallada amb indicador vermell, o verd si esta en bon estat, i també la possibilitat de obtenir les senyals plotejades de tensions o corrents del secundari, terciari o primari i la tensió de sortida  $v_{DC}(1:N)$ , també, es pot escollir els harmònics d'una de les senyals i ser representats en barres gràfiques en tant per u cada d'un d'ells.

### C. Resultats experimentals:

Per tal de verificar els resultats teòrics, es fa una instal·lació experimental al laboratori amb els paràmetres mostrats a la Taula 5. 2.

Taula 5. 2 Paràmetres del transformador utilitzat

<b>Power</b>	8000 VA
<b>Input voltage</b>	230-400 V
<b>Output voltage</b>	S1/ 230V(D)-400V(Y) "4 KVA"
<b>Frequency</b>	50/60 Hz
<b>Connection group</b>	(D/Y) d/y d/y

La Figura 5. 19 és mostra la configuració experimental realitzada al laboratori. Per fer els assajos s'utilitza un transformador trifàsic de 8 kVA, que permet connectar els tres debanats tant en estrella com en triangle.

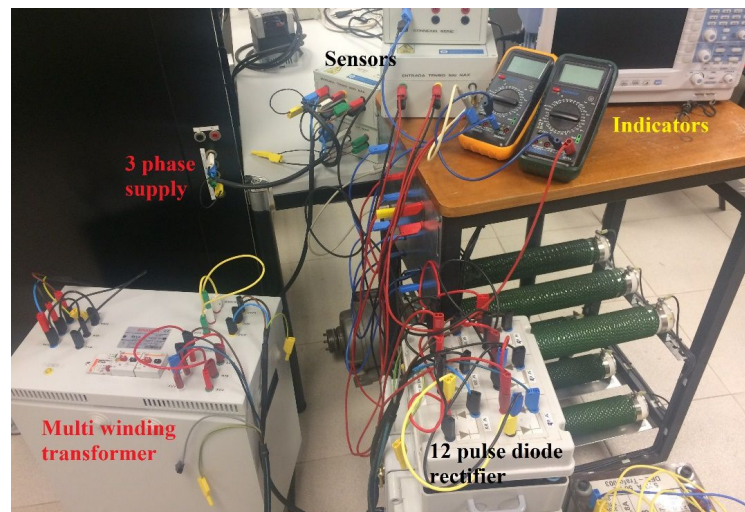


Figura 5. 19 Muntatge experimental per la detecció de díodes en falta en conducció

La metodologia experimental per a la detecció dels díodes defectuosos s'explica al diagrama de flux

mostrat a la Figura 4.6. Aquest diagrama indica com de forma senzilla es poden diagnosticar els díodes en falta utilitzant el mínim número de senyals de mesura.

La Figura 5. 20 mostra una comparació entre els resultats teòrics (figura de la dreta) i experimentals (figura de l'esquerra) de la tensió del bus de contínua per un ATRU de 12 polsos, en connexió en sèrie, quan es produeix una falta al díode dBy, utilitzant una configuració del transformador Yy0d5. L'algorisme permet identificar analitzar la signatura de la tensió del bus de contínua detectar el díode defectuós. Aquest algorisme ha estat validat per diferents tipus de càrregues.

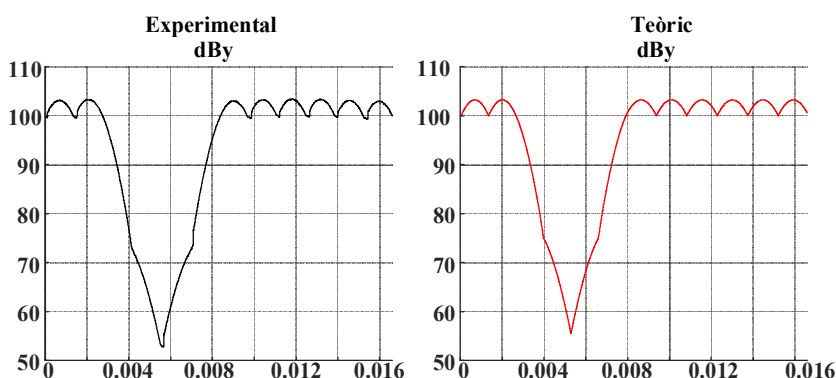


Figura 5. 20 Tensió CC per l'ATRU de 12 polsos en connexió sèrie, amb una configuració del transformador Yy0d5, i falta al díode dBy. a) resultats experimentals, b) resultats teòrics

La Figura 5.20 mostren no només la similitud entre els senyals teòric i experimental, si no també que es pot utilitzar la signatura de la tensió del bus de contínua, detectant el mínim absolut, per identificar el díode en falta. La detecció del díode en falta requereix tenir en compte l'índex horari i utilitzar una PLL per identificar el màxim de la fase A del primari del transformador, que es fixa com origen de temps. Que la diferència està en el noç que es produeix en el moment del canvi de díodes, que representa una petita pèrdua de tensió, així com un increment o petit desplaçament dels instant de canvi de conducció, ja que el teòric està basat en la igualtat de tensions, la tensió amb derivada decreixent deixa de conduir i el de derivada creixent condueix, però en la realitat necessita d'un petit increment de tensió d'un respecte l'altre.

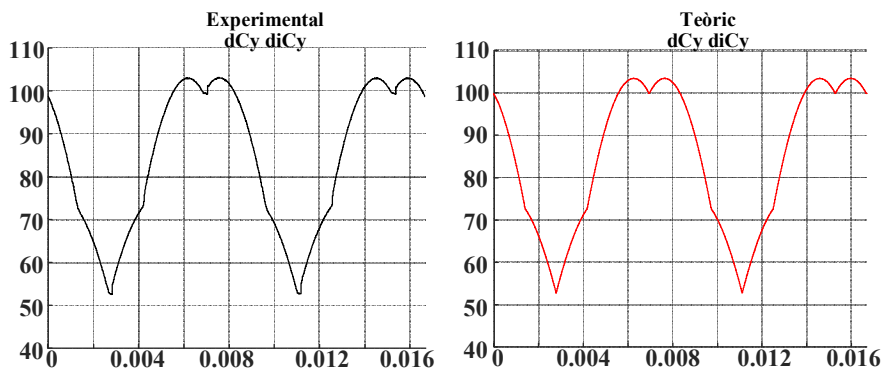


Figura 5. 21 Tensió CC per l'ATRU de 12 polso en connexió sèrie, amb una configuració del transformador Yy6d5, i falta als díodes dCy i diCy. a) resultats experimentals, b) resultats teòrics

La Figura 5. 21 mostra una comparació entre els resultats teòrics (figura de la dreta) i experimentals (figura de l'esquerra) de la tensió del bus de contínua per un ATRU de 12 polsos, en connexió en sèrie, quan es produeix una falta als díode dCy i diCy, utilitzant una configuració del transformador Yy6d5. En aquest cas la signatura de la tensió del bus de contínua mostra dos mínims absoluts que són utilitzats per

l'algorisme per la detecció dels dos díodes en falta. Però amb el sistema de vigilància i manteniment que proposem és poc probable trobar-ne molts en falta simultàniament per circuit obert, a menys que portin molts de temps sense funcionar, parlariem d'anys.

A les Figura 5. 22 i Figura 5. 23 és proporciona una comparació entre resultats teòrics i experimentals. Com es mostra a les figures, els resultats demostren el bon comportament de l'algorisme proposat per avaluar les formes d'ona a partir de les quals es detecten els díodes defectuosos. És verifica en les figures comparatives l'habilitat de l'algorisme per identificar el díode defectuós amb diferents tipus de càrreges.

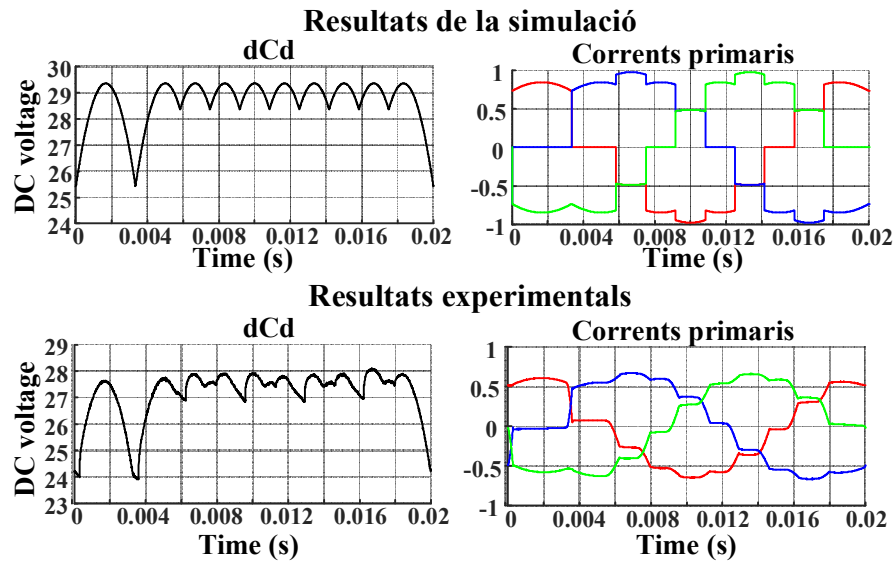


Figura 5. 22 Voltatge de corrent continu i corrents primàries per TRU de 12 polsos per connexió paral·lel amb falta en dCd i amb configuració Yy6d5

Com es pot observar el FP de la carga, els petits desequilibris de les tensions es reflecteixen en l part experimental amb una empremta no homogènia, però com que els dos mínims locals son mes pronunciats identifiquen el díode en falta, igualment que en el cas sèrie, cal la PLL per identificar el origen del temps del període. L'altra gran avantatjà es que en acabar el període de temps ja sabem quins díodes estan en falta, es un mètode molt mes rapid que els proposats fins al moment.

També es pot observar que la empremta dels corrents del primari del transformador son predits, a manca dels pendents de canvi instantanis en el cas teòric i amb certa pendent depenent del temps de commutació en el cas experimental.



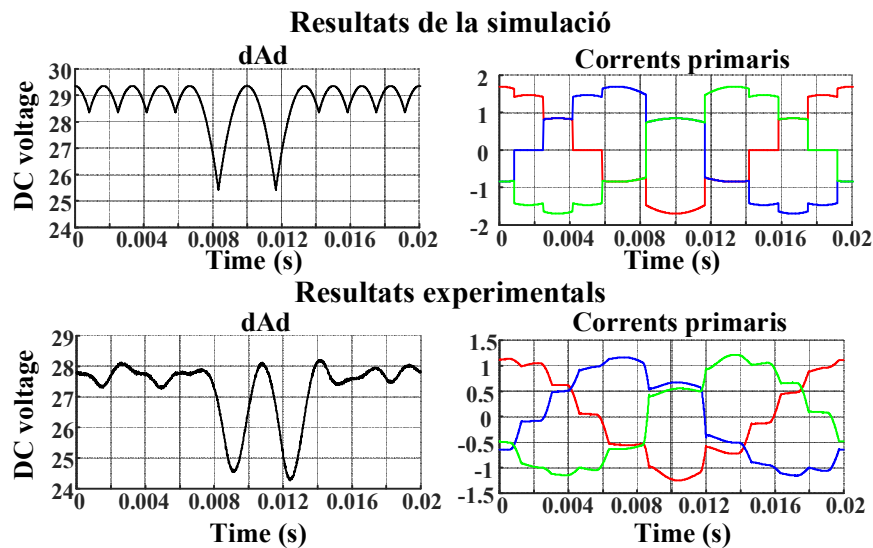


Figura 5. 23 Voltatge de corrent continu i corrents primàries per TRU de 12 polsos per connexió paral·lel amb falta en dAd i amb configuració Dy11d6

Dels corrents en el cas experimental, podem observar, que com la suma de tots tres corrents ha de ser igual a zero segons Kirchoff si hi ha simetria de bobines amb igual impedància els corrents vermell i blau en 0,004 segons haurien de ser igual, com que no ho son podem dir que:

- a. O be les impedàncies per fase del transformador no son iguals.
- b. O be que els aparells de mesura no son prou acurats, ajustats, precisos.

Mai sabem en la part experimental qui menteix, però tal vegada tots dues suposicions una mica.

### 5.5. Sot de tensió en TRUs estudiats amb el mètode de la “Shadow Projection”

Estudi experimental del comportament dels TRUs amb secundaris independents davant sot de tensió. Els primers assatjos corresponen a TRUs de 12 polsos per període amb el transformador amb dos secundaris, en connexió Dy11d0, tenen  $30^\circ$  de desfasament entre les tensions que s'apliquen als dos rectificadors, com es descriu a la figura 5.24 (a) en el cas de connexió dels dos rectificadors en paral·lel i en Figura 5.24(b) per la connexió dels dos rectificadors en sèrie. També es va connectar un filtre amb una bobina en sèrie i un condensador en paral·lel amb la càrrega.

El muntatge consta dels següents components: la font Pacific Power Source Smart™ de 4,5 kVA, amb dos ponts amb sis díodes Semikron™ ACKKD46/16 amb el transformador de 4kVA 400/230/230 V en connexió Dy11d0 i el filtre està compost per una bobina de 9,8mH i un condensador de 12uF, com a càrrega es va connectar una resistència de 42  $\Omega$ .

Per fer el primer assaig és va aplicar amb la font programable al primari del transformador una tensió eficaç de 110V en regim permanent. La font programable era qui simulava el sot de tensió, tipus B,  $h = 0,3$  i de 5,5 períodes de duració pel primer cas connexió en paral·lel. Els resultats obtinguts es mostren a la Figura 5.25(a)

Per fer el segon assaig, connexió sèrie, és va aplicar amb la font programable al primari del transformador una tensió eficaç de 55V en regim permanent i es va generar un sot de tensió, idèntic al primer, tipus B,  $h = 0,3$  i de 5,5 períodes de duració. Els resultats obtinguts es mostren a la figura 5.25(b)

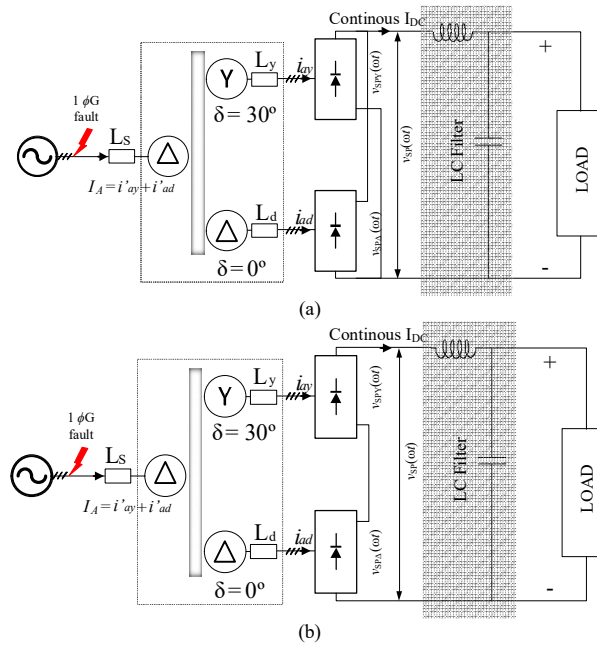


Figura 5. 24 Transformador Dy11d0 de 12 polsos amb ponts rectificadors en connexió (a) paral·lel (b) sèrie.

A la figura 5.25 es pot veure superposada la tensió del assaig en color negre i en vermell la tensió que es va calcular amb la “Shadow Projection” durant el sot en condicions de conducció continu, sot abrupte. Es pot veure com totes dues corbes, l’assajada i la calculada, presenten valors molt semblants, tan pel cas de connexió sèrie, com pel cas connexió paral·lel. La deformació de l’ona mesurada, el que en diem “la realitat”, és pot explicar dient que hi ha un “Notch delay”, un desfasament, del punt de canvi de conducció, al no ser els díodes ideals i als efectes de la inductància total. Les senyals han estat gravades amb l’oscil·loscopi YOKOGAWA™ DL850.

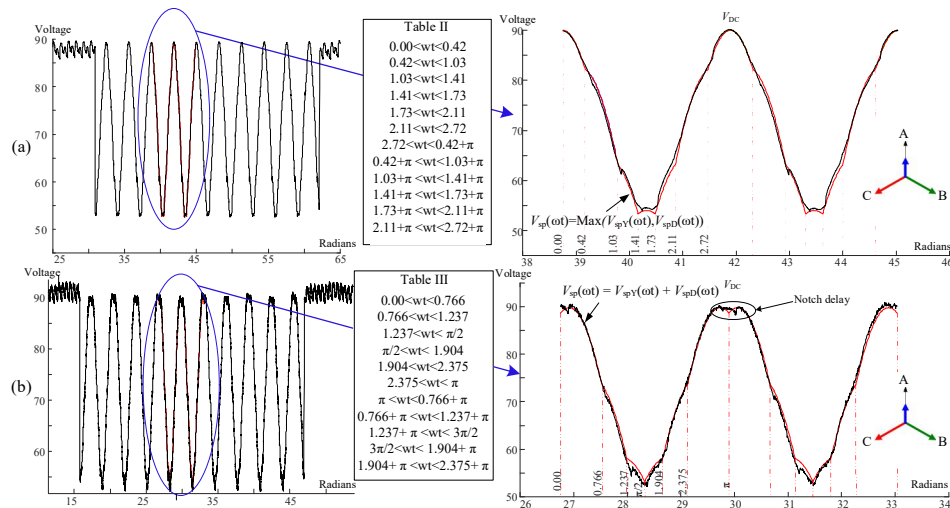


Figura 5. 25 Comparació entre el voltatge en borns dels rectificadors, el valor experimental en negre i el calculat en vermell per les connexions (a) paral·lel (b) sèrie.

El següent assaig es pel TRU de 18 polsos en connexió Yz20°y0°z-20° amb connexió dels rectificadors en sèrie, el desfasament és possible aconseguir-ho amb una correcta relació de transformació. Els dos

debanats de la ziga-zaga no són iguals, a la figura 3.25 s'ha explicat com és fa i a la figura 3.24 és mostra les connexions i el número d'espises de cada un dels debanats considerant 0,699V/espira. Per fer l'assaig s'ha utilitzat un transformador de 2,4kVA de relació de transformació 400/230/230/230 V, amb la connexió Yz20°y0°z-20°, amb una bobina de 1mH per filtre i una càrrega de 108Ω. S'ha fet per un sot tipus C i per h=0,3 i per un temps de 4 períodes amb la font Pacific Power Source Smart™ de 4,5 kVA, amb tres punts amb sis díodes Semikron™ ACKKD46/16 cada rectificador. Les senyals han estat gravades amb l'oscil·loscopi YOKOGAWA™ DL850.

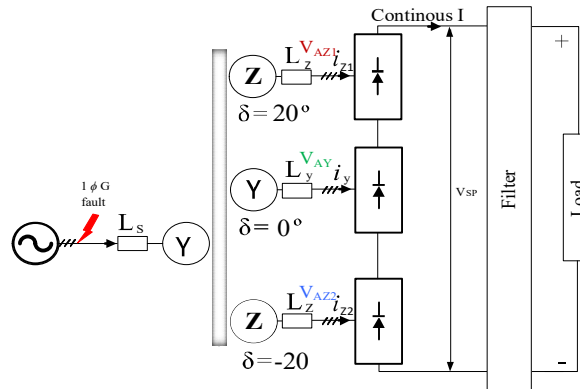


Figura 5. 26 TRU 18-polsos Yz20°y0°z-20° en connexió sèrie amb la càrrega

A la Figura 5.27 es pot observar el resultat obtingut, comparant el senyal capturat amb l'oscil·loscopi de color vermell amb la tensió calculada per la metodologia de la "Shadow Projection" en color negre. En l'apartat a) es pot veure la tensió rectificada de la sortida del secundari Yz20° que si la comparem amb la tercera senyal sortida de la Yz-20° s'observa com una simetria en pi, (com un efecte espill), aquesta senyal és diferent a la tensió rectificada que s'obté en b) per la connexió Yy0°, en aquesta última s'observa també la diferència entre l'experimental i la calculada, per l'efecte "Notch delay", un desfasament, en el punt de canvi de conducció de díodes, al no ser els díodes ideals i l'efecte additiu de la inductància total.

El procediment de càlcul sèrie, es mostra a la Figura 3.26 per determinar les tensions  $V_{SP\_YZ20^\circ}$ ,  $V_{SP\_YY0^\circ}$ ,  $V_{SP\_YZ-20^\circ}$  i la tensió total  $V_{SP}$  que és la suma de les tensions anteriors al ser la connexió sèrie. Aquest procediment es pot veure a la Figura 3. 26 del tercer capítol.

A la següent Figura 5.57 es troben els dos resultats, experimental i el calculat, superposats. Es pot observar la bondat del mètode proposat.

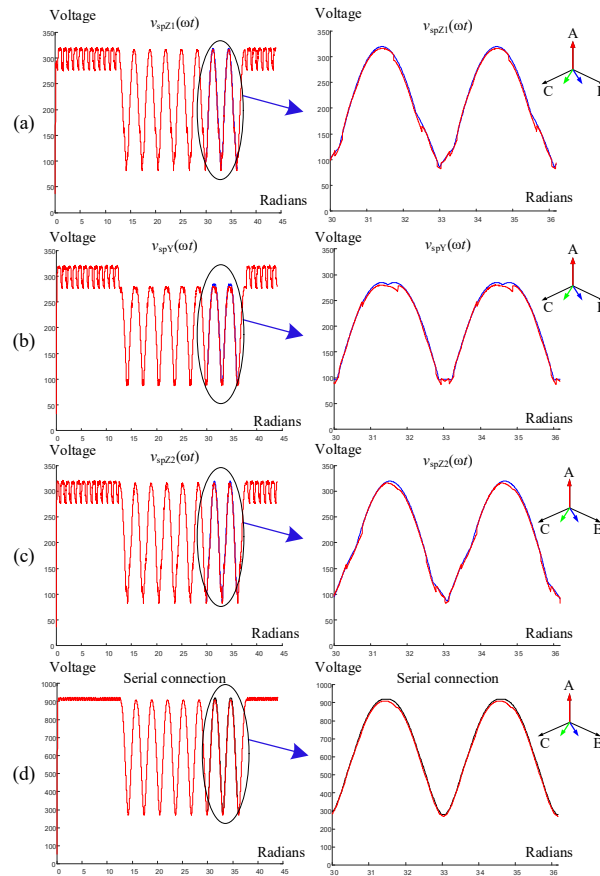


Figura 5. 27 Tensió al secundari del transformador de 18polos durant un sot de tensió tipus C,  $h=0,3$  en a)  $Yz20^\circ$  b)  $Yy0^\circ$  c)  $Yz-20^\circ$  i d) la tensió a la càrrega de  $108\Omega$



## 6 Conclusions i treballs futurs

### 6.1. Conclusions

En aquesta tesi doctoral s'ha desenvolupat un estudi sobre el comportament de rectificadors m-fàsics i n-polsos tant en condicions d'alimentació equilibrada com desequilibrada; pel que s'han proposat diferents algorismes tant per l'anàlisi del comportament en condicions normals com per falles en circuit obert. Les conclusions que s'han obtingut es defineixen a continuació:

- Càlcul del valor mig de la tensió del bus de corrent continua:

En aquesta tesi es presenta el mètode "Phasorial Convex-Hull" pel càlcul del valor mig de la tensió de sortida del bus CC en ponts rectificadors multi-fàsics no controlats a partir de tensions equilibrades i desequilibrades d'alimentació de CA.

El mètode proposat aplica una expressió senzilla basada en la fórmula de Cauchy (1841), i només s'assumeixen les hipòtesis habituals de funcionament en mode de conducció de corrent continu i caigudes de tensió insignificants a causa de les inductàncies de CA i als díodes. Les simulacions que es van realitzar el domini temporal utilitzant el programa PSCAD/EMTDC i així com les proves experimentals mostren la utilitat del mètode proposat i en validen la seva precisió.

Tenint en compte els resultats obtinguts als capítols 3 i 5, es pot concloure que, quan s'aplica un sistema de tensions d'alimentació equilibrat, el nou mètode permet obtenir resultats tan precisos com els que proporcionen expressions analítiques disponibles a la literatura, o simulacions en el domini temporal realitzades per qualsevol programa informàtic, fent que la disponibilitat d'aquestes expressions o la utilització de simulacions siguin innecessàries.

A més, en condicions de desequilibri de tensió d'alimentació, aquest mètode supera les expressions analítiques disponibles a la literatura i, almenys, iguala les simulacions al domini temporal realitzades per qualsevol programa informàtic, en termes de precisió dels resultats obtinguts, fent també l'elaboració i disponibilitat d'expressions analítiques més precises que les disponibles a la literatura i innecessària la realització de simulacions en el domini del temps per qualsevol programa informàtic.

A més, el nou mètode proporciona estimacions adequades dels valors determinats experimentalment tant en condicions d'equilibri de tensió d'alimentació com de desequilibri. Les aplicacions presentades en aquesta tesi mostren que el mètode proposat és una eina fàcil d'utilitzar que es pot estendre a qualsevol altra aplicació basada en ponts rectificadors no controlats multi-fàsics.

- Càlcul de la signatura de la tensió del bus de corrent continua:

També es presenta en aquesta tesi una nova metodologia per calcular la tensió instantània per a qualsevol TRU i ATRU en condicions equilibrades i desequilibrades que denominem "Shadow Projection Methodology". La metodologia desenvolupada permet calcular de manera fàcil i ràpida la tensió instantània del bus de CC i el seu valor mig sense determinar els intervals de conducció dels díodes, només amb la projecció dels polígons de voltatge convex sobre la línia de projecció. Aquesta metodologia requereix menys potència de càlcul que altres mètodes coneguts.

El principal avantatge respecte altres mètodes és que la signatura de tensió de CC es pot calcular amb precisió per a condicions equilibrades i desequilibrades amb qualsevol nombre de fases, que es poden aplicar directament a qualsevol TRU o ATRU.

La metodologia "Shadow Projection Methodology" sempre presenta un polígon convex durant un sot de tensió o per a qualsevol procés de tensions desequilibrades, el que es pot utilitzar per identificar el mal funcionament intern de TRU o ATRU. També, es pot utilitzar com a eina de manteniment en temps real combinada amb tècniques d'Intel·ligència Artificial.

- Circuit equivalent del rectificador m-fàsic i n-polsos:

En aquesta tesi no només s'ha proposat una metodologia senzilla que es pot utilitzar per descriure el comportament d'un rectificador amb qualsevol nombre de fases i polsos, sinó que també s'ha proposat un circuit equivalent per un rectificador de n-polsos i de m-fases, senzill i vàlid per a qualsevol condició tant equilibrada com desequilibrada.

La inclusió del díode en sèrie amb la font de tensió de projecció d'ombra "shadow-projection" permet representar tant el mode conducció continu com discontinu amb el mateix circuit equivalent. A més, el mode de conducció discontinu no és el mode de funcionament habitual, però la seva anàlisi és important perquè pot donar lloc a condicions severes, com ara pics de corrent elevats. Els algorismes basats en el model proposat s'han desenvolupat en codi MATLABM i els resultats de la simulació s'han validat mitjançant mesures experimentals, operant en condicions equilibrades i desequilibrades.

- Detecció de falles en circuit obert

A la tesi també s'ha desenvolupat un algorisme de detecció de falles per als rectificadors de díodes mitjançant l'anàlisi teòrica de la tensió de sortida al bus CC. Aquest algorisme permet diagnosticar falles en circuit obert "O/C" als díodes i fusibles de protecció en rectificadors no controlats utilitzant només les mesures de la tensió de la primera fase del primari i la tensió de sortida del bus CC en el cas de connexió tipus paral·lel. Tanmateix, per a la connexió de tipus sèrie o la connexió de tipus paral·lel amb bobines d'acoblament, la tensió de sortida de CC de cada pont s'ha de mesurar conjuntament amb la tensió de la primera fase del primari. L'anàlisi de la signatura de la tensió del bus de corrent continu permet identificar els díodes defectuosos, analitzant els mínims globals i tenint en compte la configuració del transformador. L'algorisme de detecció de faltes s'ha validat tant per simulació com realitzant mesures experimentals al laboratori, tant per a topologies en sèrie com per a paral·lel. L'algorisme proposat pot ser tant un factor clau per al procediment de manteniment correctiu dels rectificadors multi-polsos, com pel manteniment predictiu.

La robustesa de l'algorisme a quedat patent a la part experimental ja que ha permès identificar falles en circuit obert inclòs quant els transformadors utilitzats presentaven desequilibris en el valor de les impedàncies. En el futur, aquestes signatures es podran utilitzar per identificar els díodes defectuosos mitjançant tècniques d'intel·ligència artificial. A més, la possibilitat de combinar més d'una tècnica per a la detecció de falles (mínim global, harmònics, tipus de conducció, etc.) en un mateix algorisme, pot ser una excel·lent solució per a un sistema més fiable.

## 6.2. Treballs futurs

Reprendre el article de circuit equivalents per a TRUs i per a ATRUs, canviar el enfoc inicial de nomenar mirar de trobar la  $V_{SP}(wt)$  per resoldre les equacions diferencials per trobar el corrent  $I_{dc}(wt)$  i la tensió al condensador. Mirant de trobar també els corrents a les branques del rectificador i les corrents de corrent altern a les fonts d'alimentació completant el cercle. Tant per a sistemes equilibrats en conducció continua, com desequilibrat en condició discontinua.

Conèixer les faltes externes, provinents de les fonts de CA com ara els sots de tensió i les faltes internes, com les provinents dels díodes en circuit obert es obre la possibilitat de treballar en un futur en el estudi de la signatura de les tensions i els corrents per a saber quin problema hi ha. Si es intern i cal manteniment o extern i identifiquem la font o fase en desequilibri. Això pren importància en Aeronaus, Naus, Equips Militars o Aeroespacials, s'estendran a aplicacions més senzilles fins arribar al us domèstic

Estem treballant en la demostració de les observacions experimentals de Rose i Paice sobre els harmònics de corrent. La demostració de la cancel·lació de certs harmònics de corrent en Unitats Rectificadores amb Transformadors (TRUs) o en Autotransformadors (ATRUs) quant tenien una certa distribució en el angle de les tensions de fase al rectificador, si s'aconsegueixen N polsos idèntics en el rectificador en aquest cas tindrem que el primer harmònic del corrent de línia (CONSIDERABLE) present el la xarxa, apart del primer o fonamental, son el harmònic N-1 i el harmònic N+1 i següents. Cancel·lant o depreciant tots els anteriors inclòs el harmònic N. Aquesta propietat és la que fan que els TRUs i ATRUs tinguin moltes mes

avantatges per complir les normatives de cancel·lació d'harmònics respecte al rectificadors amb filtres passius o actius

També voldria treballar en les configuracions de ATRUs de 12 polsos que amb la configuració en paral·lel que amb el us de ZSBT (Zero Sequence Blocking Transformer) juntament amb la IPR (InterPhase Reactor) aconseguixen del Multi-Pulse Rectifiers (MPRs) 24 polsos a la carrega amb la conseqüent reducció passiva d'harmònics a la carrega i a la xarxa. Fer un estudi experimental comparatiu i presentar-ne les conclusions. Potser també seria una bona manera de trobar o crear empresa per a la seva comercialització, ja que els fabricants de transformadors que coneixem i estan a prop de nosaltres, estan lluny de saber sobre ATRUs, MPRs, ZSBT i IPR

Tenir el propòsit de publicar com a mínim un article per any sobre els temes relacionats amb la tesis, amb la col·laboració del nostre grup d'investigació QSE Qualitat en el Servei Electric, així com la col·laboració d'experts de d'altres universitats





## Llista d' referencies

- [1] J. A. Fleming, "INSTRUMENT FOR CONVERTING ALTERNATING ELECTRIC CURRENTS INTO CONTINUOUS CURRENTS," 803684, 1905
- [2] "IEEE 597-1983 - IEEE Standard Practices and Requirements for General Purpose Thyristor DC Drives." <https://standards.ieee.org/standard/597-1983.html#Additional> (accessed Jul. 30, 2019).
- [3] 995-1987 *IEEE Recommended Practice for Efficiency Determination of Alternating-Current Adjustable-Speed Drives. Part I - Load Commutated Inverter Synchronous Motor Drives.* Accessed: Jul. 30, 2019. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/27761>
- [4] T. and D. C. of the I. P. and E. Society, "519-2014 - IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems," *IEEE Stand.*, vol. 2014, pp. 1–29, 2014, doi: 10.1109/IEEESTD.2014.6826459.
- [5] R. W. Lye, *Power converter handbook: Theory, design, application.* Power Delivery Dept., Canadian General Electric Co, 1976.
- [6] G. Séguier, *Power electronic converters: AC-DC conversion.* McGraw-Hill, 1986.
- [7] B. Singh, S. Member, and S. Gairola, "Pulse Doubling in 18-Pulse," pp. 533–539, 2007.
- [8] B. Singh, S. Gairola, B. N. Singh, A. Chandra, and K. Al-Haddad, "Multipulse ac-dc converters for improving power quality: A review," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 1, pp. 260–281, 2008, doi: 10.1109/TPEL.2007.911880.
- [9] A. K. Singha, G. K. Singhb, and R. Mitraa, "Impact of Source Voltage Unbalance on AC-DC Rectifier Performance," pp. 96–101, 2006.
- [10] B. Singh, V. Garg, and G. Bhuvaneswari, "A novel T-connected autotransformer-based 18-pulse AC-DC converter for harmonic mitigation in adjustable-speed induction-motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 5, pp. 2500–2511, 2007, doi: 10.1109/TIE.2007.900332.
- [11] B. Singh, S. Member, G. Bhuvaneswari, S. Member, and V. Garg, "A Novel Polygon Based 18-Pulse AC – DC Converter for Vector Controlled Induction Motor Drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 488–497, 2007.
- [12] B. Singh and S. Gairola, "A 28-pulse AC–DC converter for line current harmonic reduction B.," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 1, no. c, pp. 287–295, 2008, doi: 10.1049/iet-pel.
- [13] B. Wu, *HIGH-POWER CONVERTERS AND AC DRIVES.* Hoboken, New Jersey: IEEE Press, 2006.
- [14] Enrique Ras Oliva, *Teoria de Transformadores.* Barcelona, 1966.
- [15] D. A. Paice, *Power Electronic Converter Harmonic: Multipulse Methods for Clean Power.* IEEE Press, 1996.
- [16] G. Darrieus, "RECTIFYING SYSTEM," 1712491, 1929
- [17] B. Storsand, "TRANSFORMER FOR HEAVY DUTY RECTIFIER EQUIPMENT," 3008080, 1961
- [18] E. W. Vaughan, "AJUSTABLE VOLTAGE RECTIFIER," 3089074, 1963
- [19] I. K. Dortort, "AXIAL AMPERE-TURN BALANCING IN MULTIPLE, SEGREGATED SECONDARY WINDING TRANSFORMERS," 3585484, 1971
- [20] J. Rosa, "TRANSFORMER-RECTIFIER APPARATUS," 4366532, 1981
- [21] J. Rosa, "AC/DC OR DC/AC CONVERTER SYSTEM WITH IMPROVED AC LINE HARMONIC REDUCTION," 4366532, 1982
- [22] J. Rosa, "AC/DC OR DC/AC CONVERTER SYSTEM WITH OUTBOARD COMMUTATION INDUCTORS," 4683527, 1987
- [23] D. A. Paice, "MULTI-PULSE CONVERTER SYSTEM," 4876634, 1989
- [24] D. A. Paice, "SYMMETRICAL PHASE-SHIFTING, FORK TRANSFORMER," 5455759, 1995
- [25] P. Hammond, "AUTOTRANSFORMER," 5619407, 1997
- [26] D. A. Paice, "WYE CONNECTED 3-PHASE TO 9-PHASE AUTO-TRANSFORMER WITH REDUCED WINDING CURRENTS," 6191968, 2001
- [27] D. Zhou, L. Skibinski, and G. N. Nickolay, "NINE-PHASE TRANSFORMER," 6249443, 2001
- [28] D. A. Paice, "SIMPLIFIED WYE CONNECTED 3-PHASE TO 9-PHASE AUTO-TRANSFORMER," 6525951, 2003
- [29] J. Saura, J. J. Mesas, and L. Sainz, "Average value of the DC-link output voltage in multi-phase

- uncontrolled bridge rectifiers under supply voltage balance and unbalance conditions,” *Electr. Eng.*, no. 0123456789, 2021, doi: 10.1007/s00202-021-01296-4.
- [30] J. Saura-Perise, M. Bakkar, and S. Bogarra, “New Methodology to Calculate DC Voltage Signature in N-phases TRUs Under Supply Voltage Sags,” *IEEE Access*, vol. 10, pp. 20199–20211, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3150323.
- [31] J. S. Perisé, M. Bakkar, and S. B. Rodríguez, “Open-Circuit Fault Diagnosis and Maintenance in Multi-Pulse Parallel and Series TRU Topologies,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 10, pp. 10906–10916, Oct. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.2976895.
- [32] C. Rech and J. R. Pinheiro, “Line current harmonics reduction in multipulse connection of asymmetrically loaded rectifiers,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 3, pp. 640–652, 2005, doi: 10.1109/TIE.2005.843981.
- [33] T. Yang, S. Bozhko, P. Wheeler, S. Wang, and S. Wu, “Generic functional modelling of multi-pulse auto-transformer rectifier units for more-electric aircraft applications,” *Chinese J. Aeronaut.*, vol. 31, no. 5, pp. 883–891, 2018, doi: 10.1016/j.cja.2018.03.010.
- [34] D. A. Rendusara, A. Von Jouanne, and P. N. Enjeti, “Design considerations for 12-pulse diode rectifier systems operating under voltage unbalance and pre-existing voltage distortion with some corrective measures,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 6, pp. 1293–1303, 1996, doi: 10.1109/28.556631.
- [35] G. M. Foglia, A. Di Gerlando, M. F. Iacchetti, and R. Perini, “Comprehensive steady-state analytical model of a three-phase diode rectifier connected to a constant DC voltage source,” *IET Power Electron.*, vol. 6, no. 9, pp. 1927–1938, 2013, doi: 10.1049/iet-pel.2013.0026.
- [36] C. Marouchos, M. K. Darwish, and M. El-Habrouk, “New mathematical model for analysing three-phase controlled rectifier using switching functions,” *IET Power Electron.*, vol. 3, no. 1, p. 95, 2009, doi: 10.1049/iet-pel.2008.0328.
- [37] S. Bozhko, T. Yang, and G. Asher, “Fast functional modelling of diode-bridge rectifier using dynamic phasors,” *IET Power Electron.*, vol. 8, no. 6, pp. 947–956, 2015, doi: 10.1049/iet-pel.2014.0414.
- [38] A. Forsyth, A. Cross, and A. Baghrmian, “Approximate, average, dynamic models of uncontrolled rectifiers for aircraft applications,” *IET Power Electron.*, vol. 2, no. 4, pp. 398–409, 2009, doi: 10.1049/iet-pel.2007.0021.
- [39] J. Chen and J. Chen, “On reducing the shaft torque ripple of small-to-medium-scale wind energy conversion systems using multi-pulse autotransformer rectifier,” *Energies*, vol. 11, no. 2, 2018, doi: 10.3390/en11020379.
- [40] S. Choi, P. N. Enjeti, and I. J. Pitel, “Polyphase transformer arrangements with reduced kVA capacities for harmonic current reduction in rectifier-type utility interface,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, no. 5, pp. 680–690, 1996, doi: 10.1109/63.535400.
- [41] S. Martinius, B. Halimi, and P. A. Dahono, “A transformer connection for multipulse rectifier applications,” *PowerCon 2002 - 2002 Int. Conf. Power Syst. Technol. Proc.*, vol. 2, pp. 1021–1024, 2002, doi: 10.1109/ICPST.2002.1047554.
- [42] B. Singh and S. Gairola, “A 44-Pulse AC-DC Converter Based on Hybrid of Multiphase and Phase Shifting Techniques,” *Int. Conf. Power Syst. Technol. IEEE Power India Conf.*, vol. 00, 2008.
- [43] S. Khan, X. Zhang, M. Saad, H. Ali, B. M. Khan, and H. Zaman, “Comparative analysis of 18-pulse autotransformer rectifier unit topologies with intrinsic harmonic current cancellation,” *Energies*, vol. 11, no. 6, Jun. 2018, doi: 10.3390/en11061347.
- [44] L. Jiang, Q. Chen, L. Mao, X. Ren, and X. Ruan, “Asymmetrical operation analysis of multi-pulse ATRU,” *Conf. Proc. - 2012 IEEE 7th Int. Power Electron. Motion Control Conf. - ECCE Asia, IPEMC 2012*, vol. 1, no. 51, pp. 660–665, 2012, doi: 10.1109/IPEMC.2012.6258824.
- [45] R. H. Park, “Two-reaction theory of synchronous machine Part-I generalized method of analysis,” *A.I.E.E. Trans.*, vol. 48, pp. 716–730, 1929.
- [46] P. W. Hammond, “A new approach to enhance power quality for medium voltage AC drives,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 1, pp. 202–208, 1997, doi: 10.1109/28.567113.
- [47] H. Saad *et al.*, “Dynamic averaged and simplified models for MMC-based HVDC transmission systems,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 28, no. 3, pp. 1723–1730, 2013, doi: 10.1109/TPWRD.2013.2251912.
- [48] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power electronics : converters, applications, and*

- design. New York [etc.]: John Wiley & Sons, 2003. Accessed: Apr. 12, 2019. [Online]. Available: [https://discovery.upc.edu/iii/encore/record/C\\_\\_Rb1238317\\_\\_SMohan,Ned\\_\\_Orighresult\\_X4?lang=cat](https://discovery.upc.edu/iii/encore/record/C__Rb1238317__SMohan,Ned__Orighresult_X4?lang=cat)
- [49] Rashid. M.H., *Power electronics: circuits, devices and applications*, 3rd Ed. New Jersey: Pearson/Prentice Hall, 2004.
- [50] C. N. Onwuchekwa and A. Kwasinski, "Dynamic behavior of single-phase full-wave uncontrolled rectifiers with instantaneous constant-power loads," in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Sep. 2011, pp. 3472–3479. doi: 10.1109/ECCE.2011.6064238.
- [51] G. Seguier, *Power Electronics Converters. AC-DC conversion*, 4th ed. Mexico: McGraw-Hill, 1986.
- [52] M. Chen, Z. Qian, and X. Yuan, "Frequency-domain analysis of uncontrolled rectifiers," *Ninet. Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. 2004. APEC '04.*, vol. 00, no. C, pp. 804–809, 2004, doi: 10.1109/APEC.2004.1295915.
- [53] M. Daryabak *et al.*, "Modeling of LCC-HVDC systems using dynamic phasors," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 29, no. 4, pp. 1989–1998, 2014, doi: 10.1109/TPWRD.2014.2308431.
- [54] S. G. Jeong and J. Y. Choi, "Line current characteristics of three-phase uncontrolled rectifiers under line voltage unbalance condition," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 6, pp. 935–945, Nov. 2002, doi: 10.1109/TPEL.2002.805580.
- [55] C. Chen, Z.-J. Fang, S.-X. Duan, C.-D. Ren, and T. Cai, "Performance analysis and capacitor design of three-phase uncontrolled rectifier in slightly unbalanced grid," *IET Power Electron.*, vol. 8, no. 8, pp. 1429–1439, Aug. 2015, doi: 10.1049/iet-pel.2014.0421.
- [56] J. K. Hall, J. G. Kettleborough, and A. B. M. J. Razak, "Parallel operation of bridge rectifiers without an interbridge reactor," *IEE Proceedings-Electric Power Appl.*, vol. 137, no. 2, pp. 125–140, 1990, doi: 10.1049/ip-b.1990.0013.
- [57] T. Yang, S. Bozhko, and G. Asher, "Functional modeling of symmetrical multipulse autotransformer rectifier units for aerospace applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 9, pp. 4704–4713, 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2364682.
- [58] S. Chiniforoosh *et al.*, "Definitions and applications of dynamic average models for analysis of power systems," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 25, no. 4, pp. 2655–2669, 2010, doi: 10.1109/TPWRD.2010.2043859.
- [59] S. Chiniforoosh *et al.*, "Dynamic average modeling of front-end diode rectifier loads considering discontinuous conduction mode and unbalanced operation," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 27, no. 1, pp. 421–429, 2012, doi: 10.1109/TPWRD.2011.2168983.
- [60] H. Atighechi *et al.*, "Dynamic average-value modeling of CIGRE HVDC benchmark system," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 29, no. 5, pp. 2046–2054, 2014, doi: 10.1109/TPWRD.2014.2340870.
- [61] H. Atighechi, S. Chiniforoosh, S. Ebrahimi, and J. Jatskevich, "Using Multiple Reference Frame Theory for Considering Harmonics in Average-Value Modeling of Diode Rectifiers," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 31, no. 3, pp. 872–881, 2016, doi: 10.1109/TEC.2016.2536706.
- [62] S. Ebrahimi, N. Amiri, Y. Huang, L. Wang, and J. Jatskevich, "Average-Value Modeling of Diode Rectifier Systems under Asymmetrical Operation and Internal Faults," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 33, no. 4, pp. 1895–1906, 2018, doi: 10.1109/TEC.2018.2832652.
- [63] S. Ebrahimi, N. Amiri, L. Wang, and J. Jatskevich, "Efficient Modeling of Six-Phase PM Synchronous Machine-Rectifier Systems in State-Variable-Based Simulation Programs," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 33, no. 3, pp. 1557–1570, 2018, doi: 10.1109/TEC.2018.2829808.
- [64] S. Ebrahimi, N. Amiri, J. Jatskevich, and L. Wang, "Parametric Average-Value Modeling of Single-Phase Line-Commutated Electronic Rectifier Circuits," *2018 IEEE 9th Annu. Inf. Technol. Electron. Mob. Commun. Conf. IEMCON 2018*, pp. 626–631, 2019, doi: 10.1109/IEMCON.2018.8614980.
- [65] S. Ebrahimi, N. Amiri, L. Wang, and J. Jatskevich, "Parametric Average-Value Modeling of Thyristor-Controlled Rectifiers with Internal Faults and Asymmetrical Operation," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 34, no. 2, pp. 773–776, 2019, doi: 10.1109/TPWRD.2018.2880616.
- [66] S. R. Sanders, J. M. Noworolski, X. Z. Liu, and G. C. Verghese, "Generalized Averaging Method for Power Conversion Circuits," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 6, no. 2, pp. 251–259, 1991, doi: 10.1109/63.76811.
- [67] T. Yang, S. Bozhko, and G. Asher, "Active front-end rectifier modelling using dynamic phasors for more-electric aircraft applications," *IET Electr. Syst. Transp.*, vol. 5, no. 2, pp. 77–87, 2015, doi:

- 10.1049/iet-est.2014.0030.
- [68] A. M. Stanković, S. R. Sanders, and T. Aydin, "Dynamic phasors in modeling and analysis of unbalanced polyphase AC machines," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 17, no. 1, pp. 107–113, 2002, doi: 10.1109/60.986446.
- [69] A. Stevenson, *Power converter handbook: Theory, design, application*. Bailieboro ONTARIO: UYK Technologies, 2004.
- [70] A. Panchbhai, Y. R. Patel, and N. Prajapati, "Simulation and hardware of multi-pulse rectifier for more electric aircraft," *2016 IEEE 7th Power India Int. Conf. PIICON 2016*, pp. 1–6, 2017, doi: 10.1109/POWERI.2016.8077161.
- [71] C. T. Tinsley, "Modeling of Multi-Pulse Transformer Rectifier Units in Power Distribution Systems," 2003.
- [72] K. Kim, "A New 24-Pulse Diode Rectifier for High Voltage and High Power Applications," 1999.
- [73] A. A. A. Hafez, "Multi-Pulse Diode Rectifier for More-Electric Aircraft Applications: Parallel versus Series Topologies.," *Iraqi J. Electr.*, vol. 13, no. 1, p. 138, 2017, Accessed: Jul. 19, 2019. [Online]. Available: <http://mendeley.csuc.cat/fixers/93aea878a6c4a90f099fec89dcece23d>
- [74] G. Mahmoud, M. Masoud, and Ibrahim, "Rectifier Faults In Variable Voltage Variable Frequency Induction Motor Drives," 2007. doi: 10.1109/CPE.2007.4296531.
- [75] M. Rahnama, A. Vahedi, A. M. Alikhani, N. Takorabet, and B. Fazelbakhsheshi, "A novel diode open circuit fault detection in three phase rectifier based on k-means method," *Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Technol.*, vol. 2018-Febru, pp. 600–605, 2018, doi: 10.1109/ICIT.2018.8352246.
- [76] N. E. A. M. Hassanain and J. E. Fletcher, "Steady-state performance assessment of three- and five-phase permanent magnet generators connected to a diode bridge rectifier under open-circuit faults," *IET Renew. Power Gener.*, vol. 4, no. 5, p. 420, 2010, doi: 10.1049/iet-rpg.2009.0168.
- [77] M. Rahiminejad, C. Diduch, M. Stevenson, and L. Chang, "Open-Circuit Fault Diagnosis in 3-Phase Uncontrolled Rectifiers," *2012 3rd IEEE Int. Symp. Power Electron. Distrib. Gener. Syst.*, pp. 254–259, Jun. 2012, doi: 10.1109/PEDG.2012.6254010.
- [78] J. M. Merino Azcárraga, *Convertidores de frecuencia para motores de corriente alterna : funcionamiento y aplicaciones / José María Merino Azcárraga*. Madrid [etc.] : MacGraw-Hill, 1998. Accessed: Jul. 20, 2019. [Online]. Available: [https://discovery.upc.edu/iii/encore/record/C\\_\\_Rb1138410\\_SConvertidores de frecuencia para motores de corriente alterna\\_\\_Orightresult\\_\\_U\\_\\_X1?lang=cat](https://discovery.upc.edu/iii/encore/record/C__Rb1138410_SConvertidores de frecuencia para motores de corriente alterna__Orightresult__U__X1?lang=cat)
- [79] M. Rahiminejad, C. Diduch, M. Stevenson, and L. Chang, "Open-circuit fault diagnosis in 3-phase uncontrolled rectifiers," *Proc. - 2012 3rd IEEE Int. Symp. Power Electron. Distrib. Gener. Syst. PEDG 2012*, pp. 254–259, 2012, doi: 10.1109/PEDG.2012.6254010.
- [80] J. U. Lee, S. W. Baek, K. Y. Cho, H. W. Kim, and Jaeho-Choi, "Fault detection of three phase diode rectifier based on harmonic ratio of DC-link voltage ripples," *Proc. Int. Conf. Power Electron. Drive Syst.*, vol. 2017-Decem, no. December, pp. 386–391, 2018, doi: 10.1109/PEDS.2017.8289246.
- [81] P. Duan, K. Xie, L. Zhang, and X. Rong, "Open-Switch Fault Diagnosis and System Reconfiguration of Doubly fed Wind Power Converter Used in a Microgrid," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 3, pp. 816–821, 2011, doi: 10.1109/TPEL.2010.2095470.
- [82] M. H. J. Bollen, *Understanding Power Quality Problems—Voltage Sags and Interruptions*. 2000.
- [83] A. L. Cauchy, "Note sur divers théorèmes relatifs à la rectification des courbes, et à la quadrature des surfaces," *C. R. Acad. Sci. Paris*, pp. 1060–1065, 1841.
- [84] H. Atighechi, S. Ebrahimi, S. Chiniforoosh, and J. Jatskevich, "Parametric average-value modeling of diode rectifier circuits in nodal analysis EMTP-type solution," *Proc. - IEEE Int. Symp. Circuits Syst.*, vol. 2016-July, pp. 2150–2153, 2016, doi: 10.1109/ISCAS.2016.7539006.
- [85] B. Singh, G. K. Kasal, and S. Gairola, "Power quality improvement in conventional electronic load controller for an isolated power generation," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 3, pp. 764–773, 2008, doi: 10.1109/TEC.2008.921481.
- [86] a. Baghramian, a. Cross, and a. Forsyth, "Interactions within heterogeneous systems of uncontrolled rectifiers for aircraft electrical power systems," *IET Electr. Syst. Transp.*, vol. 1, no. March 2010, p. 49, 2011, doi: 10.1049/iet-est.2010.0002.
- [87] Y. S. Tzeng, "Modes of operation in parallel-connected 12-pulse uncontrolled bridge rectifiers without an interphase transformer," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 44, no. 3, pp. 344–355, 1997,

- doi: 10.1109/41.585832.
- [88] C. Shu, L. Wei, D. Rong-Jun, and C. Te-Fang, "Fault Diagnosis and Fault-Tolerant Control Scheme for Open-Circuit Faults in Three-Stepped Bridge Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 3, pp. 2203–2214, 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2558491.
- [89] H. Akagi, "Large Static Converters for Industry and Utility Applications," *Proc. IEEE*, vol. 89, no. 6, pp. 976–983, 2001, doi: 10.1109/5.931498.
- [90] S. Jordan, C. D. Manolopoulos, and J. M. Apsley, "Winding configurations for five-phase synchronous generators with diode rectifiers," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, pp. 517–525, 2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2493507.
- [91] J.-U. Lee, S.-W. Baek, K.-Y. Cho, H.-W. Kim, and Jaeho-Choi, "Fault detection of three phase diode rectifier based on harmonic ratio of DC-link voltage ripples," in *2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, Dec. 2017, pp. 386–391. doi: 10.1109/PEDS.2017.8289246.
- [92] P. Duan, K. G. Xie, L. Zhang, and X. Rong, "Open-switch fault diagnosis and system reconfiguration of doubly fed wind power converter used in a microgrid," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 3, pp. 816–821, 2011, doi: 10.1109/TPEL.2010.2095470.
- [93] P. Han *et al.*, "Fault diagnosis and system reconfiguration strategy of a single-phase three-level neutral-point-clamped cascaded inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 55, no. 4, pp. 3863–3876, 2019, doi: 10.1109/TIA.2019.2901359.
- [94] Z. Huang, Z. Wang, and H. Zhang, "A Diagnosis Algorithm for Multiple Open-Circuited Faults of Microgrid Inverters Based on Main Fault Component Analysis," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 33, no. 3, pp. 925–937, 2018, doi: 10.1109/TEC.2018.2822481.
- [95] T. Kamel, Y. Biletskiy, and L. Chang, "Fault Diagnoses for Industrial Grid-Connected Converters in the Power Distribution Systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 10, pp. 6496–6507, 2015, doi: 10.1109/TIE.2015.2420627.
- [96] T. Kamel, Y. Biletskiy, and L. Chang, "Real-Time Diagnosis for Open-Circuited and Unbalance Faults in Electronic Converters Connected to Residential Wind Systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 3, pp. 1781–1792, 2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2498903.
- [97] R. Sabir, D. Rosato, S. Hartmann, and C. Guhmann, "Detection and localization of electrical faults in a three phase synchronous generator with rectifier," *Int. Conf. Electical Drives Power Electron.*, vol. 2019-Septe, pp. 18–23, 2019, doi: 10.1109/EDPE.2019.8883919.
- [98] T. Shi, Y. He, T. Wang, and B. Li, "Open Switch Fault Diagnosis Method for PWM Voltage Source Rectifier Based on Deep Learning Approach," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 66595–66608, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2917311.
- [99] M. M. Patel and V. K. Yadav, "Design and operational constraints of NEA +800kV, 6000MW UHVDC bipolar system," *2017 Innov. Power Adv. Comput. Technol. i-PACT 2017*, vol. 2017-Janua, pp. 1–5, 2017, doi: 10.1109/IPACT.2017.8245008.
- [100] U. Åström, L. Weimers, V. Lescale, and G. Asplund, "Power transmission with HVDC at voltages above 600 kV," *Proc. IEEE Power Eng. Soc. Transm. Distrib. Conf.*, vol. 2005, no. July, pp. 1–7, 2005, doi: 10.1109/TDC.2005.1546894.



## A. Annex A Sistemes rectificadors per xarxa de gran potencia

Els equips més grans de rectificació s'estan construint per a línies de transmissió a alt voltatge, per a grans distàncies el que es coneix com HVDC [99]. La transmissió a llarga distància mitjançant l'ús de la tecnologia HVDC es cada cop més important per als sistemes de transmissió des de l'entrada al segle XXI. L'energia i la distància de transmissió són en augment, això demana que la tensió de transmissió de corrent continu augmenti. Al mateix temps, els requisits també són més grans per a la xarxa de CA a la qual està connectat el sistema de transmissió d'HVDC.

La tecnologia que permet la interconnexió entre UHVAC i UHVDC és la unitat de transformadors i rectificadors convertidors, que serveix d'enllaç entre la xarxa de CA i CC. En el desenvolupament d'equips dels darrers anys permet que qualsevol nivell de tensió de xarxa de CA es pot combinar amb tots els nivells de tensió de transmissió de CC fins a 1100 kVcc, permet una flexibilitat elevada per realitzar sistemes HVDC amb qualsevol conjunt de paràmetres volguts: voltatges, corrents, potències.

Els transformadors per a convertidors a HVDC tenen per funció principal aïllar i adaptar el voltatge continu dels ponts rectificadors del convertidor de la xarxa de CA. Tota la potència que flueix a través del sistema HVDC passa pel TRUs.

Els TRUs convertidors sovint són molt grans en dimensions, en mida física. Això té a veure en part amb la potència nominal a la que està dissenyat, però també amb el fet que sovint estan connectats a xarxes de corrent altern i de corrent continu de molt alta tensió i que el bobinat té elevats requisits d'aïllament. Per aquest motiu, el disseny dielèctric és molt important i de segur el secret dels fabricants. Donat que ambdós enrotllaments tenen requisits d'aïllament elevats, els transformadors per TRUs no només han de ser dissenyats per tensions de corrent alterna, sinó també per tensions de corrent continu generades en proves, en operacions d'obertura, tancament de circuits en connexions a altres sistemes i en servei permanent, de per vida, del sistema de transmissió de corrent continu. El disseny per estrès a corrent continu ha demostrat ser una de les tasques d'enginyeria més complexes per als transformadors.

Els TRUs de HVDC són els transformadors més durament provats en la indústria de transformadors. Tot plegat tindrà un impacte directe sobre la mida del transformador i, per tant, cal investigar a fons per obtenir una solució adequada per que pugui fer front als requeriments d'aïllament i mida.



Figura A.1 Transformador de prova de ABB per a rectificador a 800kVdc per a transmissió UHVDC per a la Xina: Xiangjiaba-Shanghai del 2008 (source: <https://new.abb.com/>)

Els antecedents històrics de transformadors HVDC segueixen els passos del desenvolupament del sistema HVDC. Com que els transformadors del convertidor de HVDC tenen més incidència pel nivell de potència global, el nivell de tensió de xarxa de CA al qual està connectat el sistema HVDC i la tensió de



transmissió de corrent continu, els desenvolupaments històrics més importants s'han relacionat amb passos d'aquests paràmetres.

Per relatar breument la història de l'HVDC va començar el 1882, on van construir una línia de transmissió a la tensió de 2kV i de 50 km de longitud entre Miesbach i Munic a Alemanya. El 1950, es va construir entre Moscou i Kasira una primera línia de transmissió experimental de HVDC de 116 km de llarg i de 200 kV. La primera línia per un servei permanent és de 1954, el primer cable submarí comercial de 98 km de longitud amb retorn de terra entre l'illa de Gotland i la part continental sueca per la interconnexió de l'HVDC amb l'illa de Gotland. Ni la potència de 20 MW ni la tensió de transmissió de 100 kV<sub>cc</sub> van ser especialment incòmodes, però va ser el naixement de la tecnologia HVDC.

En les següents dues dècades, es van produir relativament poques transmissions en CC per això el progrés, la construcció de nous equips i la tecnologia va avançar i progressar poc.

Als anys setanta, els nivells de potència, les distàncies de transmissió i la tensió de transmissió van fer un salt fins a nivells de 400-500 kV<sub>cc</sub> en projectes com Pacific Intertie als Estats Units i Cahora-Bassa entre Moçambic i Sud-àfrica. Això va significar que els fabricants de transformadors s'enfrontessin a diversos reptes tècnics, sobretot en el camp dels dielèctrics, ja que l'augment de la tensió de transmissió en CC es reflectia directament en l'aïllament del transformador.

Però a la dècada dels anys 80 arriba el repte de la presa hidràulica més gran del món i es desenvolupa el projecte Itaipu al riu Paraná un projecte cofinançat per dos països: Paraguai i Brasil, constitueixen Itaipu Binacional que ha estat la major productora d'energia del planeta amb més de 103 milions de MWh al any 2016.



Figura A.2 Presa hidràulica de Itaipú, riu Paraná. I centre de comandament (source: <https://new.abb.com/>)

El projecte de HVDC va demanar una potència a transmetre de 3150 MW a un nou nivell de tensió de 600 kV<sub>cc</sub> fins a Rio de Janeiro. Aquest increment, va exigir que gairebé tots els aparells utilitzats per al sistema HVDC es van dissenyar i desenvolupar de nou, la tecnologia desenvolupada per a aquest projecte va constituir els fonaments de tota la tecnologia de ABB en HVDC. Durant els següents 25 anys el projecte de Itaipu no va ser superat al món, sense nous rècords a enderrocar, fins l'arribada de l'era de la UHVDC.

La Xina als anys vuitanta degut al gran creixement i a la necessitat d'energia elèctrica, va començar a construir enllaços de transmissió de HVDC va orientar-se a grans potències i altes tensions de transmissió. Les primeres transmissions xineses HVDC van ser de 3000 MW i 500 kV<sub>cc</sub>; transmissions de potència al nivell del projecte de Itaipu. Aquestes transmissions HVDC van ser la constatació de que és possible tenir punts d'alimentació únics a les xarxes que puguin gestionar potències de més de 3000 MW a recursos energètics amb distàncies de transmissió fins als centres de consum del voltant de 2000 km de distància. Aquests dos nous paràmetres va donar lloc al desenvolupament i la investigació d'un nou nivell de tensió: 800 kV<sub>cc</sub> o UHVDC.

Això va ser el detonant del canvi en la tecnologia de HVDC cap a la tecnologia UHVDC, de la mateixa manera que Itaipu va ser un complet canvi de tota la tecnologia emprada en un sistema HVDC; el

desenvolupament de 800 kV UHVDC va significar revisar totes les àrees tècniques i això va ser especialment important per als TRUs. El projecte de R + D va durar una mica més de 2 anys i va acabar amb proves de tensió i sobretensió aplicats als transformadors tant des de la xarxa de CA com des de la banda de CC. En la Figura A.3 és pot veure l'evolució històrica de les tensions  $V_{cc}$  i de les potències transmeses.

El projecte de lliurament HVDC resultant per al primer sistema de transmissió UHVDC de 800 kV per entrar en funcionament comercial i tenia una potència de 6400 MW i una tensió de transmissió de 800 kV<sub>cc</sub>. El projecte, Xiangjiaba-Shanghai, ha funcionat amb èxit des del 2010 [100].

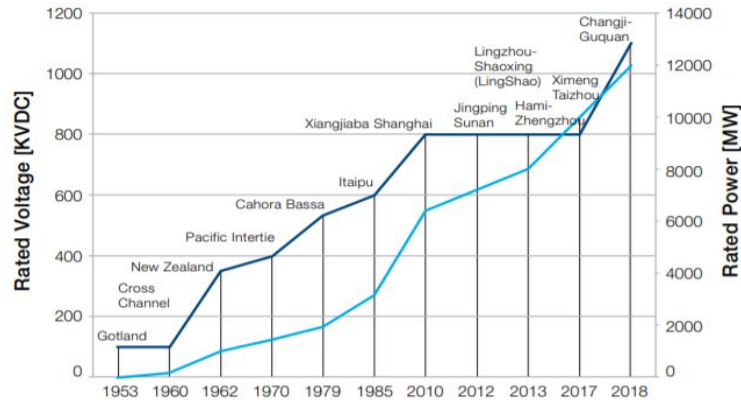


Figura A.3 Evolució Històrica dels equips per a HVDC segons ABB

És important comprendre que l'evolució de l'UHVDC no es va aturar amb el primer projecte de Xiangjiaba. Després de la Xiangjiaba, s'han executat diversos projectes a nivell de tensió UHVDC, tots ells amb un augment de potència. L'augment de les potències de transformadors i de convertidors comporta un augment de la mida física, mentre que les restriccions per al transport de transformadors es mantenen.

Entre els anys 2007 i 2010, la potència nominal dels projectes UHVDC de 800 kV a la Xina va augmentar de 6400 MW a 8000 MW en un abast de 4 projectes que baten els rècords mundials un a un. A la Figura A.4 és veu el gran nombre de línies de HVDC en servei a la xarxa elèctrica Xinesa.

El 2011, el següent pas important per a la transmissió de HVDC es va produir quan es va iniciar el desenvolupament de 1100 kV UHVDC. 1100 kV<sub>cc</sub> es va motivar per poder transmetre una quantitat molt gran de potència a distàncies molt llargues - 3000 km i més. Per entendre l'enorme repte amb 1100 kV<sub>cc</sub>, podem intentar fer una comparació de tensió de prova. El nivell de prova de 60 minuts de la bobina de la vàlvula per a un sistema de 1100 kV<sub>cc</sub> és de 1260 kV. Això demostra el gran desafiament de l'aïllament. És fa notar que només van trigar un interval de 5 anys per passar de 800 kV<sub>cc</sub> a 1100 kV<sub>cc</sub> mentre que el pas de 600 kV<sub>cc</sub> a 800 kV<sub>cc</sub> havia trigat 25 anys. Cal reconèixer que el percentatge del pas de tensió és més gran entre 1100 kV<sub>cc</sub> i 800 kV<sub>cc</sub> que el pas entre 600 kV<sub>cc</sub> i 800 kV<sub>cc</sub>.

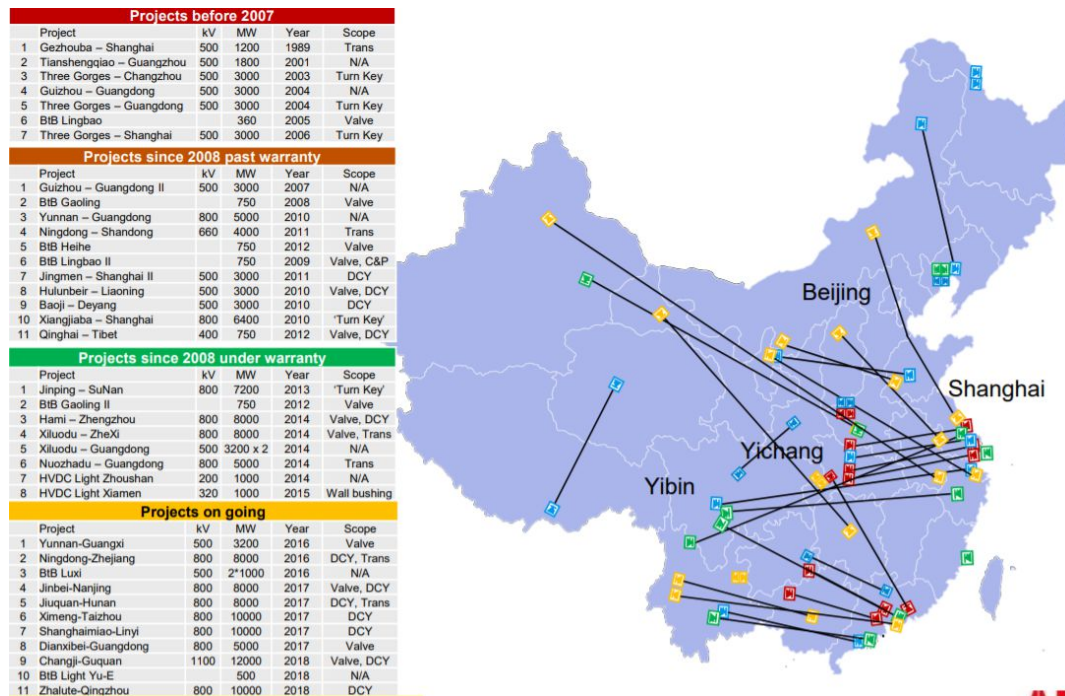


Figura A.4 Línies HVDC a la xarxa elèctrica de la Xina segons ABB

Es van desplegar recursos importants per al desenvolupament de  $1.100\text{ kV}_{cc}$  i ABB va ser l'única empresa que va completar la R + D en el temps establert. De nou es va desenvolupar una tecnologia transformadora completament nova.

Aquets equips de transformació CA/CC de tant alta potència requereixen d'un sistema de lectures en temps real per tal de saber en cada instant el que està passant, amb la supervisió arriba el control per a les maniobres d'acoblament i desacoblament. També hi han els sistemes de protecció actiu i passiu, i els sistemes de regulació per adaptar els valors requerits de treball, tensions i potències. Tots aquests sistemes requereixen lectures a temps real, que caldrà tractar amb els models sobre un espai apropiat.



## B. Annex B      Publicacions que conformen la tesi

### B.1 Article 1

J. Saura-Perise, J.J. Mesas, and L. Sainz, "Average value of the DC-link output voltage in multi-phase uncontrolled bridge rectifiers under supply voltage balance and unbalance conditions", *Electr Eng* vol. 103, 3097–3109, 2021.

Quartile Q3, impact factor 2020: 1.836.

**Title:** Average value of the DC-link output voltage in multi-phase uncontrolled bridge rectifiers under supply voltage balance and unbalance conditions

**Authors:** Jaume Saura, Juan Jose Mesas, and Luis Sainz

#### **Abstract**

Average value of the DC-link output voltage is a variable of interest in multi-phase uncontrolled bridge rectifiers. The aim of this paper is to present a new, effort-saving procedure capable of providing an accurate value of this variable, a value which can be later corrected considering the usually omitted voltage drops. The proposed method, based on the Cauchy's formula (1841), allows the limitations of the existing methods to be overcome and can be used under supply voltage balance and unbalance conditions. Time-domain simulations and experimental tests were conducted to show the usefulness of the method and validate its accuracy. Under supply voltage balance conditions, the new method allows results as accurate as those provided by analytical expressions available in the literature or time-domain simulations performed by any software to be obtained. Moreover, under supply voltage unbalance conditions, this method outperforms analytical expressions available in the literature and at least equals time-domain simulations performed by any software in terms of accuracy of the obtained results. Therefore, under supply voltage balance and unbalance conditions, the proposed method makes the mathematical effort required to elaborate analytical expressions or the computational effort required to perform time-domain simulations unnecessary. In addition, the new method provides suitable estimates of values experimentally determined.

**Keywords** Average value, Output voltage, Uncontrolled bridge rectifier, Balance conditions, Unbalance conditions, Cauchy.

### ATTENTION<sub>ii</sub>

Pages 180 to 192 of the thesis, containing the article mentioned above  
are available at the editor's web

<https://link.springer.com/article/10.1007/s00202-021-01296-4>

## B.2 Article 2

J. Saura-Perise, M. Bakkar and S. Bogarra, "New Methodology to Calculate DC Voltage Signature in N-Phases TRUs Under Supply Voltage Sags," in IEEE Access, vol. 10, pp. 20199-20211, 2022. Quartile Q2, impact factor 2022: 3.367.

**Title:** New Methodology to Calculate DC Voltage Signature in N-Phases TRUs Under Supply Voltage Sags

**Authors:** Jaume Saura-Perise, Mostafa Bakkar, and Santiago Bogarra

### Abstract

A new methodology based on the shadow projection has been developed to study any multipulse rectifier's dynamic behavior under balanced and unbalanced conditions. The proposed methodology calculates the DC average voltage and instantaneous values under balanced and unbalanced supply voltage conditions for multiphase Transformer Rectifier Units (TRUs). The calculation of the developed algorithms is more practical than the classical methods and other approaches based on Fourier series or symmetrical components that are difficult to apply under unbalanced conditions. Furthermore, classical methods are not simple to determine the limits of the integrals and calculate them to obtain the average value, so a more friendly and practical methodology has been developed to analyze rectifiers operating under supply voltage sags. This new methodology has been validated by simulation for a 12-pulse TRU in series and parallel connections, and it has also been validated for a 36-pulse TRU in parallel connection using interphase inductors. The accuracy of the calculations is validated by the experimental results for 12-pulse TRUs, series, and parallel connection, and 18-pulse TRU in series connection.

**Keywords** Multipulse rectifier, shadow projection, transformer rectifier unit, unbalanced voltage condition, sags.

**B.3 Article 3**

J. Saura-Perise, M. Bakkar and S. B. Rodríguez, "Open-Circuit Fault Diagnosis and Maintenance in Multi-Pulse Parallel and Series TRU Topologies," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no. 10, pp. 10906-10916, Oct. 2020.  
Quartile Q1, impact factor 2020: 8.02.

**Title:** Open-Circuit Fault Diagnosis and Maintenance in Multi-Pulse Parallel and Series TRU Topologies

**Authors:** Jaume Saura Perisé, Mostafa Bakkar, and Santiago Bogarra Rodríguez

**Abstract**

Transformer rectifier units (TRUs) are a reliable way for dc generation in several electric applications. These units are formed by multiple three-phase uncontrolled bridge rectifiers connected according to two main topologies (parallel and series), and fed by a phase-shifting transformer, which can have different configurations. Fault diagnosis of the uncontrolled bridge rectifier diodes is one of the most important concerns on the electronic devices, nonetheless, rectifier units are inherently not protected in front of open-circuit (O/C) faults, which cause malfunction and performance deterioration. In order to solve this drawback, the proposed fault diagnosis method is based on the O/C fault signature observed in the dc-link output voltage of TRUs rectifier. It allows detecting the O/C diodes of parallel and series TRUs with different phase-shifting transformer configurations and for the most usual fault scenarios. Moreover, it also helps the prediction of diodes that could be exposed to failure after the fault, which provides corrective maintenance for the TRU development. The proposed method is illustrated from MATLAB numerical simulations of a 12-pulse TRU, and is validated with experimental tests.

**Keywords** Condition monitoring, fault diagnosis, opencircuit (O/C) faults, three-phase uncontrolled bridge rectifier, transformer rectifier unit (TRU).

**ATTENTION!**

Pages 222 to 235 of the thesis, containing the article mentioned above  
are available at the editor's web

<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/9016138>





Received January 12, 2022, accepted February 6, 2022, date of publication February 9, 2022, date of current version February 28, 2022.

Digital Object Identifier 10.1109/ACCESS.2022.3150323

# New Methodology to Calculate DC Voltage Signature in N-Phases TRUs Under Supply Voltage Sags

JAUME SAURA-PERISE<sup>ID</sup>, MOSTAFA BAKKAR<sup>ID</sup>, AND SANTIAGO BOGARRA

Department of Electrical Engineering, UPC, 08222 Terrassa, Spain

Corresponding author: Jaume Saura-Perise (jaume.saura@upc.edu)

This work was supported by the research project “Estabilidad de redes MVDC integrando tecnologías de energías renovables, almacenamiento de energía y convertidores de fuente de impedancia,” by the Ministerio de Ciencia, Innovación y Universidades and European Union, under Grant RTI2018-095720-B-C33.

**ABSTRACT** A new methodology based on the shadow projection has been developed to study any multipulse rectifier’s dynamic behavior under balanced and unbalanced conditions. The proposed methodology calculates the DC average voltage and instantaneous values under balanced and unbalanced supply voltage conditions for multiphase Transformer Rectifier Units (TRUs). The calculation of the developed algorithms is more practical than the classical methods and other approaches based on Fourier series or symmetrical components that are difficult to apply under unbalanced conditions. Furthermore, classical methods are not simple to determine the limits of the integrals and calculate them to obtain the average value, so a more friendly and practical methodology has been developed to analyze rectifiers operating under supply voltage sags. This new methodology has been validated by simulation for a 12-pulse TRU in series and parallel connections, and it has also been validated for a 36-pulse TRU in parallel connection using interphase inductors. The accuracy of the calculations is validated by the experimental results for 12-pulse TRUs, series, and parallel connection, and 18-pulse TRU in series connection.

**INDEX TERMS** Multipulse rectifier, shadow projection, transformer rectifier unit, unbalanced voltage condition, sags.

## I. INTRODUCTION

Multipulse rectifiers (MPR) have become essential in many applications such as medium-voltage variable speed drives [1] or fast-charging batteries [2], [3] to comply with the harmonic standard requirements [4]. Transformer Rectifier Units (TRUs) and Auto-Transformer Rectifier Units (ATRU) are powered by a phase-shifting transformer with many secondary windings that depend on the number of pulses since each secondary winding feeds a six-pulse diode rectifier [5]. Other numbers of pulses can be used, such as a ten-pulse diode rectifier is applied in the case of five-phase generators [6]. The reduction of the harmonic distortion is due to the cancelation of the low-order harmonic currents generated by the rectifier [3], [7]. Moreover, multipulse rectifiers can operate at a near-unity power factor by

The associate editor coordinating the review of this manuscript and approving it for publication was Shaoyong Zheng.

increasing the number of pulses, and line current harmonic distortion is also reduced [8].

MPR has six-pulse diode rectifiers connected in series or parallel depending on the application. A series connection is usually used in High Voltage Direct Current (HVDC) power systems [9] and a parallel connection in electrical aircraft systems [10]. In the last century, the performance of different topologies has been presented and compared with each other [11], [12]. Some of these techniques to improve the converter systems are shown in [13]–[19]. They increase the number of pulses using different coil connection configurations. The reliability and maintenance are essential points to study in the converters to guarantee the power supply continuity [20], [21].

The dynamic behavior of a 6-pulse rectifier can be analyzed through its differential equation. As far as  $p$ -pulse rectifiers are concerned; they can also be easily studied as long as the supply voltage system is balanced because the

commutation time instants are identical within a period, and the analytical expressions are well known [22]. However, when the supply voltage of the system is unbalanced, the analytical study gets complicated, and there are different ways in the literature to solve it. One way is to use symmetrical components and phasor approach [23], [24], while another way is to combine the Fourier's series and phasor approach [25]–[27]. In [23], a new approximated way to model unbalance voltage for ideal rectifier is shown, without AC and DC-side inductors, by introducing a deviation voltage superimposed on balanced three-phase line voltages and using symmetrical components. However, the method is only for three-phase and six-pulses, the validity of the analysis is confirmed by simulation, and no experimental results are presented. In [24], analytical expressions based on symmetrical components are used to calculate voltage and current. Moreover, the harmonics have been studied for ideal rectifiers without AC and DC-side inductors. However, the experimental results are presented only for a three-phase rectifier considering slightly unbalanced grid voltage. In [25], a systematic analytical method to calculate the harmonic components of uncontrolled single and three-phase rectifiers using Fourier series, with interphase inductors, during the continuous and discontinuous mode, has been presented. However, the analytical method is limited to single-phase and three-phase rectifiers. Also, the validity of the analysis is confirmed by simulation, and no experimental part has been presented. In [26], a fast and detailed calculation based on the Fourier series for balanced and unbalanced operation with interphase inductors has been given. Besides, the method is easy to adapt with harmonics. However, several Fourier series terms must be considered to obtain high accuracy. The validity of the analysis is confirmed by simulation, and the method is limited to a three-phase system. In [27], an average-value model of a line commutated converter-based HVDC system using Fourier series has been presented, with the advantage of lower computational requirements than a conventional electromagnetic-transient program. However, the validity of the analysis is confirmed only by simulation for a controlled twelve-pulse rectifier. In [28], the dynamic phasor model of asymmetrical 12 and 18-pulse parallel ATRU is proposed based on the switching functions expressed in the dynamic phasor domain. The presented formula calculates only the approximate value of the DC voltage, not the actual value, as not all Taylor expansion terms are used. In [29], a generalized average model is presented based on the vector concept in the  $dq$  frame. The model has been developed for the asymmetric 18 pulses parallel ATRUs. The developed functional models are validated through simulation and experimentally. However, a complicated process is needed to obtain the DC middle voltage.

The previous work of the author [30] is focused on the average DC voltage calculation through the perimeter of the polygon named as phasorial convex hull method, while in this paper, not only the average voltage is calculated because the instantaneous voltage is also calculated. In [30], a comparison

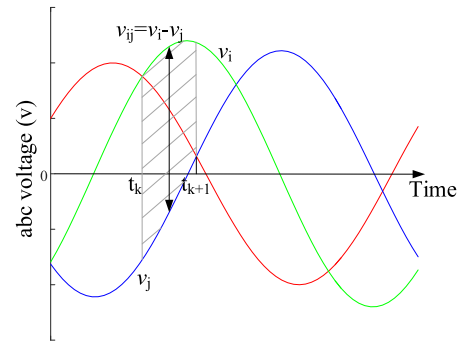


FIGURE 1. The integration limits of unbalanced supply voltages.

between analytical equations and the proposed method is evaluated for ATRUs (12 and 18 pulses), and in this paper, the new method is evaluated for several TRUs (12, 18 and 36 pulses) analyzing the sag influence on the instantaneous DC voltage.

The present work develops a new methodology to get the output DC voltage in any  $p$ -pulse rectifier fed by an  $N$ -phase unbalanced voltage system. A simple methodology to calculate the time evolution of DC-bus voltage is given using the Shadow Projection (SP) voltage. The proposed methodology can be used for maintenance, as only the supply voltages are needed to calculate the shadow projection voltage. Measuring the DC voltage of the rectifier and comparing it with the shadow projection voltage can detect if there is a problem in the system. This problem could be originated in the rectifier or could be an internal issue of the TRU or ATRU [21]. The method can be used to determine the elements required to reduce the effects of faults (such as voltage sags) or determine the “soft start” pre-boot elements required based on the output filter.

Furthermore, the analytical study is validated through experimental tests in the laboratory for 12 and 18-pulse rectifiers.

## II. CLASSICAL MATHEMATICAL METHODS

The average value of the DC-link output voltage,  $V_{DC}$ , characterizes the behavior of the multiphase uncontrolled bridge rectifiers. This value can also be determined from the average value of the diode bridge output voltage,  $V_{DC}$ . There are different methods to calculate the voltage  $V_{DC}$ : numerical methods and analytical methods.

### A. NUMERICAL METHODS

These methods use discrete values of  $v_{DC}(\omega t)$  during a semi-period  $T/2$  of the AC phase voltages to numerically obtain the value of  $V_{DC}$ . The main approaches are Fourier series and numerical integration. For the Fourier series, the voltage  $V_{DC}$  is obtained from the first term of the Fourier series of  $v_{DC}(\omega t)$ .

$$v_{DC}(\omega t) = V_{DC} + \sum_{k=1}^{\infty} V_{DCk} \cos(k\omega t + \beta_k) \quad (1)$$

For numerical integration, the voltage  $V_{DC}$  can be numerically obtained dividing the numerical integration of  $v_{DC}(\omega t)$  over a period

$$V_{DC} = \frac{\Delta t}{T} \sum_{t=t_0}^{t_0+T} \frac{v_{DC}(\omega(t + \Delta t)) + v_{DC}(\omega t)}{2} \quad (2)$$

In unbalanced conditions, there is no expression, and then a numerical integration has to be done.  $V_{DC}$  voltage is obtained by dividing the defined integration of  $v_{DC}(\omega t)$ , taking into account that the  $v_{DC}(\omega t)$  is a continuous function and in intervals corresponds to all possible phase-to-phase voltages in one period  $[0 \sim T]$ , as shown in Fig. 1. The difficulty arises in determining the intersections  $(t_k, t_{k+1})$  to identify each interval's integration limits, as shown in Fig. 1. By determining each interval  $[t_k, t_{k+1}]$  (corresponding to each pulse), the equivalent expression of  $v_{DC}(\omega t)$  is determined depending on the input voltages of the rectifier.

$$V_{DC} = \frac{1}{T} \int_{t=0}^T v_{DC}(\omega t) dt = \frac{1}{T} \sum_{k=0}^{N_{bp}} \left( \int_{t=t_k}^{t_{k+1}} v_{ij}(\omega t) dt \right), \quad (3)$$

However, when the change of the voltage or the phase (or both) is unknown, as seen in Fig. 1, then (3) is one of the few numerical expressions that can calculate the average  $V_{DC}$  accurately, but it requires a lot of computing power.

It should be noted that, for the numerical methods, in order to have more accurate results, the calculation of the average  $V_{DC}$  voltage strongly depends on the discretization of the  $v_{DC}(\omega t)$ .

On the other hand, numerical methods for unbalanced cases require more computing power that will increase with the number of phases of the rectifier, mainly because many definite integration intervals must be calculated.

### B. ANALYTICAL METHODS

These methods are helpful to have closed-form analytical expressions for determining  $V_{DC}$  as a function of the rectifier variables to investigate their influence further. In general, Continuous Conduction Mode (CCM) is considered, and voltage drops in the AC line inductors are neglected, which allows the expression for  $V_{DC}$  calculation to be obtained from the AC phase voltages.

The analytical formula is a well-known expression for the calculation of  $V_{DC}$  in multiphase uncontrolled bridge rectifiers, which are fed by AC phase balanced sinusoidal voltages,

$$V_{DC} = 2 \frac{N \widehat{V}_s}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{N}\right) \quad (4)$$

where  $\widehat{V}_s = \sqrt{2}V_s$  is the peak value of the AC phase balanced sinusoidal source voltages ( $V_s$ ), and  $N$  is the number of phases of the rectifier.

Each configuration has a specific equation for balanced and symmetrical conditions. Some of the most typical are

shown in the following equations. In the case of three-phase systems,  $N = 3$  phases and  $V_L = \sqrt{3}V_s$ :

$$V_{DC} = 2\sqrt{2} \frac{3V_L}{\sqrt{3}\pi} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) = 1.35V_L \quad (5)$$

This is the most commonly used expression for three-phase and balanced systems where  $V_L$  is the RMS value of line voltage.

In the case of 12-pulse ATRU with parallel interphase inductors connection, the average DC voltage equals:

$$V_{DC} = 2 \frac{3\sqrt{2}V_s / \cos(15^\circ)}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) = 2.42V_s. \quad (6)$$

In the case of the asymmetric 18-pulse delta-type ATRU described in [28], the average voltage can be determined by applying the following formula:

$$V_{DC} = \sqrt{6}V_s \frac{\sin(\pi/18)}{\pi/18} = 2.437V_s. \quad (7)$$

It is clear that the calculation of the average  $V_{DC}$  voltage is much easier with equations (4) or (5), but it is only possible in balanced cases (amplitudes and phases). Previous equations are some examples, but for other configurations, an analytical equation can be obtained for each of them operating only in balanced conditions.

### III. SHADOW PROJECTION PROPOSED METHODOLOGY

The shadow projection method is a new concept that accurately predicts the output voltage of the bridge rectifier; that is, the voltage at the input of the filter, the shadow projection is based on the frequency domain. In addition, in order to calculate the average value, it is not necessary to calculate the integrals and the corresponding integration limits. A similar idea is used in image processing to determine the bone image in 2-D or 3-D, but in reverse, the projection is determined through a known polygon. Both shadow projection and image processing are based on the Cauchy formula.

#### A. SHADOW PROJECTION VOLTAGE SIGNATURE

Fig. 2 shows  $N$ -sources in star configuration connected to the bridge rectifier. The  $N$ -phases system is represented using a phasor system.

The voltage phasors are ordered by the value of the angle from the minimum to the maximum.

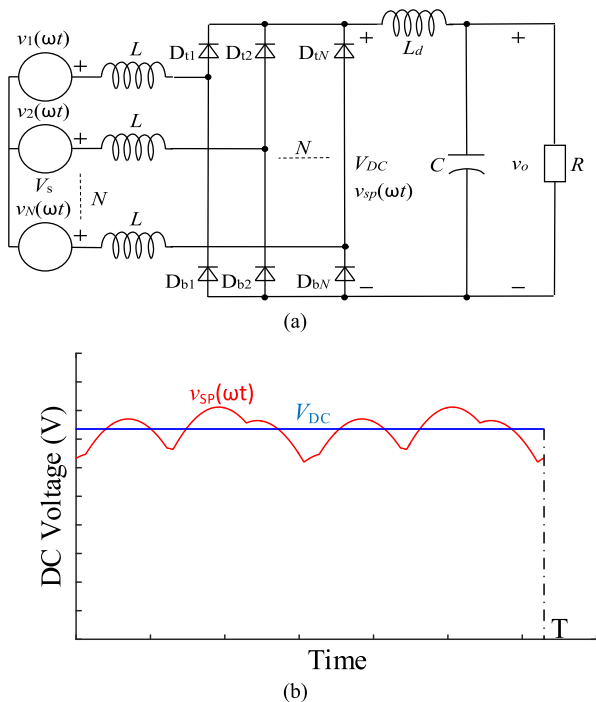
$$\varphi_1 < \dots < \varphi_i < \dots < \varphi_n$$

$$V_{\rightarrow i} = \left| \widehat{V}_i \right|_{\varphi_i},$$

where  $\widehat{V}_i$  is the maximum value of the  $i$ -phase,

An imaginary polygon is constructed by the ends of two consecutive voltage vectors, as seen in Fig. 3, and every side of the polygon are defined by  $(L_i)$ ,

$$L_{\rightarrow i} = V_{\rightarrow i+1} - V_{\rightarrow i} \quad (8)$$



**FIGURE 2.** (a) Bridge rectifier with  $N$  phases, with L-C filter and a load, (b) signature of the rectifier voltage  $v_{sp}(\omega t)$ , and the average value  $V_{DC}$ .

which can be defined by a magnitude and an angle as follows:

$$\vec{L}_{\rightarrow i} = \left| \vec{L}_{\rightarrow i} \right|_{\lambda_i} \quad (9)$$

The interval  $t_k$  and  $t_{k+1}$  must be identified by the instant when the side of the phasor representing the composite voltage is perpendicular to the straight line, as seen in Fig. 3. Using this concept, (10) is obtained, and thus the time of commutation change is determined. As it is shown in Fig. 1,  $t_k$  is the end of the pulse ( $k$ ) and the start of the new pulse ( $k + 1$ ), and  $N_p$  is the number of pulses in a period ( $T$ ), as presented by the following equation:

$$t_k = \begin{cases} 0 & k = 0 \\ \frac{1}{\omega} \tan^{-1} \left( \frac{V_i \cos(\varphi_i) - V_j \cos(\varphi_j)}{V_i \sin(\varphi_i) - V_j \sin(\varphi_j)} \right) & 1 \leq k \leq N_p \\ T & k = N_p + 1. \end{cases} \quad (10)$$

The shadow projection is based on the projection of all the sides of the polygon on the straight line. The straight line can be defined with a unitary vector as:

$$\vec{\alpha} = 1_{\theta - \omega t} = e^{j(\theta - \omega t)} \quad (11)$$

Usually, the initial angle of the straight line is  $\theta = 0^\circ$ . As shown in Fig. 3, a cinematic graph has been presented. Due to the closed polygon, the addition of the side vectors equals zero, as seen in (12).

$$\sum_{i=1}^n \vec{L}_{\rightarrow i} = 0 \quad (12)$$

The straight line divides the polygon into two sides (projection up (black color in Fig. 3) and projection down (orange color in Fig. 3)). The following scalar product defines the projections on the straight line for every side of the polygon

$$\left\langle \vec{\alpha}, \vec{L}_{\rightarrow i} \right\rangle = \overline{p_i p_{i+1}} = |\alpha| \left| \vec{L}_{\rightarrow i} \right| \cos(\theta - \omega t - \lambda_i) \quad (13)$$

where  $|\alpha| = 1$  at every projection depends on  $\omega t$ .

The upper projection of the polygon on the straight line is in one way, and the down projection of the polygon is on the opposite way, but the absolute values of both projections are equal, as shown in Fig. 3 and (14).

$$\{\overline{p_1 p_2} + \overline{p_2 p_3}\}_{up} = \{\overline{p_3 p_4} + \overline{p_4 p_5} + \overline{p_5 p_1}\}_{down} \quad (14)$$

All the polygon vertex points must be in the inferior and superior positions during one period (one turn). If not, the phase voltage that defines this vertex is not considered because the polygon is not convex, as shown in Fig. 4. This idea is used to define the polygon, which must be convex. If the absolute values of the up and down projections are added, all the projections are included twice.

$$\{|\overline{P_{projection}}|\}_{up} + \{|\overline{P_{projection}}|\}_{down} = \sum_{i=1}^n |\overline{p_i p_{i+1}}| \quad (15)$$

As the up and down projection are the same, then only one projection is needed, therefore:

$$\{|\overline{P_{projection}}|\} = \frac{\sum_{i=1}^n |\overline{p_i p_{i+1}}|}{2} \quad (16)$$

The advantage of (16) is that it is not required to identify the limits calculated using (10), saving the computation time. The projection is the actual instantaneous value of  $v_{sp}(\omega t)$ , then the shadow projection methodology is represented by (17), with that the numerical process is determined the DC voltage signature in a period. As shown in Fig. 2,  $v_{sp}(\omega t)$  is the voltage at the output of the rectifier and before the filter, in CCM.

$$v_{sp}(\omega t) = \frac{\sum_{i=1}^n |\overline{p_i p_{i+1}}|}{2} = \frac{\sum_{i=1}^n \left| \vec{L}_{\rightarrow i} \right| |\cos(\theta - \omega t - \lambda_i)|}{2} \quad (17)$$

$$v_{sp}(\omega t) = \frac{\sum_{i=1}^n \left| \text{Re} \left( \vec{L}_{\rightarrow i} \vec{\alpha} \right) \right|}{2}$$

### B. AVERAGE VALUE CALCULATION

Another way to demonstrate the average value different from [30], which is based on the Phasorial convex hull method, is presented in this section. In order to know the average projection of the polygon, first, the average projection of one side of the polygon needs to be calculated. The upper and lower limits of the integration need to be identified for every projection. Every side of the polygon starts the projection when it is perpendicular to the straight

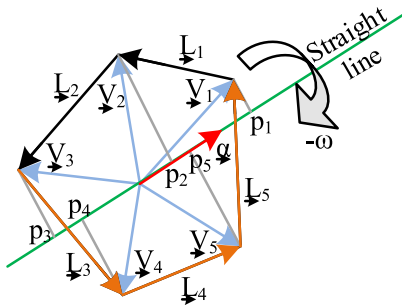


FIGURE 3. A convex polygon defined by phase voltages and a straight line rotating in clockwise.

line in the inferior position of the straight line and finish after a  $\pi$  radians when the side vector is again perpendicular in the opposite way on the upper position of the straight line, that means the side voltage vector is at  $90^\circ$  from the straight line in the inferior position, and at  $-90^\circ$  in the superior position. These limits are based on this idea and calculated using:

$$\theta - \omega t_{i \text{ inf}} - \lambda_i = -\frac{\pi}{2}, \quad \theta - \omega t_{i \text{ sup}} - \lambda_i = \frac{\pi}{2} \quad (18)$$

The average projection per turn of the segment equals the average value.

$$\begin{aligned} \overline{p_i p_{i+1}} &= \frac{1}{\pi} \int_{\omega t_{\text{inf}}}^{\omega t_{\text{sup}}} p_i p_{i+1} d\omega t \\ &= \frac{1}{\pi} \int_{\theta - \lambda_i + \frac{\pi}{2}}^{\theta - \lambda_i - \frac{\pi}{2}} \left| L_{\rightarrow i} \right| * \cos(\theta - \omega t - \lambda_i) d\omega t \quad (19) \end{aligned}$$

The solution of the definite integral is:

$$\overline{p_i p_{i+1}} = \frac{1}{\pi} \left| L_{\rightarrow i} \right| \left( \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) - \sin\left(-\frac{\pi}{2}\right) \right) \quad (20)$$

By operating and simplifying, the following equation is obtained:

$$\overline{p_i p_{i+1}} = \frac{2 \left| L_{\rightarrow i} \right|}{\pi} \quad (21)$$

The average projection of the polygon is the addition of all the average projections of every side divided by two:

$$V_{DC} = \frac{\sum_{i=1}^n \overline{p_i p_{i+1}}}{2} = \sum_{i=1}^n \frac{2 \left| L_{\rightarrow i} \right|}{2\pi} = \frac{\text{Polygon perimeter}}{\pi} \quad (22)$$

The following conclusions are summarized:

- The perimeter of a polygon divided by  $\pi$  is equal to the average projection of the polygon over the straight line.
- Any non-convex polygon can be transformed to a convex one, removing the non-convex (vertex) ends by connecting the two consecutive convex (vertex) ends, forming a new side, and eliminating the concave sides. In this case, the polygon will be losing one side, as shown in Fig. 4.
- If the system is single-phase or two-phases, it can be considered as a rectangle of zero width, consisting of two faces, thus

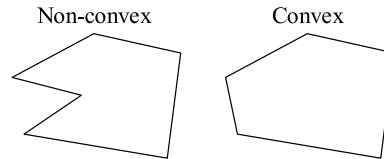


FIGURE 4. Conversion of non-convex to convex polygon.

$$V_{DC} = \frac{|V_{AN}| + |V_{NA}|}{\pi} \quad V_{DC} = \frac{|V_{AB}| + |V_{BA}|}{\pi} \quad (23)$$

- Only (22) is needed to calculate the average value for different configurations.
- The shadow projection method is ideal for calculating the DC voltage. The voltage drop can be introduced to calculate the actual values, as follows

$$V_{DC \text{ real}} = V_{DC \text{ composed}} - \sum V_{\text{drop}} \quad (24)$$

Usually, the voltage drop is represented with an equivalent resistor and an equivalent inductor, as in (25),

$$V_{DC \text{ real}} = V_{SP} - R_{\text{eq}} \cdot i_{DC} - L_{\text{eq}} \frac{di_{DC}}{dt} \quad (25)$$

There are different ways to connect the rectifiers, series, parallel, and adding interphase inductors. In these cases, the shadow projection comprises the formulas (26) for series connection and (27) for parallel connection.

$$v_{DC \text{ composed\_S}}(\omega t) = \sum_{i=1}^{n_s} v_{SPi}(\omega t). \quad (26)$$

$$v_{DC \text{ composed\_P}}(\omega t) = \max(v_{SP1}(\omega t), \dots, v_{SPn_p}(\omega t)) \quad (27)$$

When  $n$  rectifiers are connected in parallel, and interphase inductors are used, the DC voltage ( $v_{DC \text{ composed\_L}}$ ) can be calculated using the following equation:

$$v_{DC \text{ composed\_L}}(\omega t) = \sum_{i=1}^{n_s} \frac{v_{SPi}(\omega t)}{n}. \quad (28)$$

Table 1 compares the shadow projection methodology and classical methods, and the advantages of the shadow projection are highlighted.

#### IV. SHADOW PROJECTION METHODOLOGY APPLIED TO TRUs UNDER SUPPLY VOLTAGE SAGS

This section will apply the shadow projection method for different TRUs in series and parallel connections under supply voltage sags.

##### A. GENERAL METHOD

Three-phase systems have been extensively studied; however, nowadays, more applications require a more secure supply and torque as military applications, ships, airplanes, and wind generators.

This section presents an example of a six-phase system to explain the proposed method, as shown in Fig. 5, where a sag occurs in phase “e”. Fig. 5(a) shows the classical method to determine the average voltage for multiphase systems in

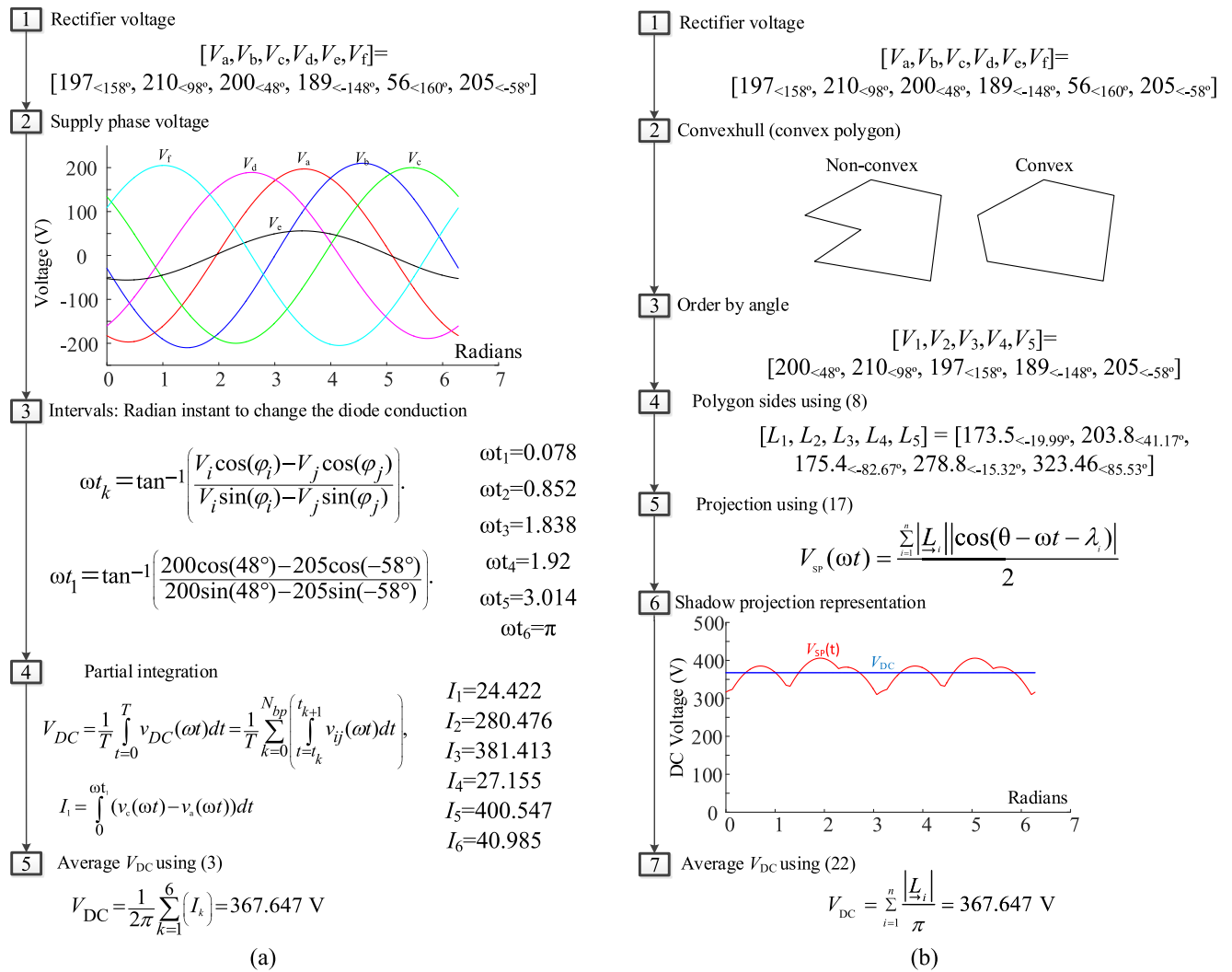


FIGURE 5. The flowchart of a general process to obtain the shadow projection voltage (a) classic process, (b) shadow projection process.

unbalanced conditions. First, the supply phases are presented, and as seen, the  $V_e$  does not be considered because its value is less than the values of other phases. Then equation (10) is used to calculate the instant when begins the new interval. The integration limits are the beginning and the end of the interval. The maximum and minimum voltages in each interval have to be determined, and then their difference is the instantaneous DC voltage in each interval ( $v_{ij} = v_i - v_j$ ), as seen in Fig. 1. Finally, all the partial integrations of the DC voltage are added and divided by the period to calculate the average DC value. As seen, the method is complicated and needs many steps to obtain the average DC value.

In Fig. 5(b), the shadow projection method is shown. Firstly, the supply phases are presented. Secondly, the convex hull function is applied, then the non-convex phases are eliminated. In this case, as the initial polygon is not convex, the  $V_e$  voltage is discarded, and the rest of the voltages are ordered by their angle. In the next step, the sides of the convex polygon are calculated. The addition of all the sides calculates the perimeter of the convex polygon and then is

divided by  $\pi$ ; this value equals the average value, as shown in (22).

In Fig. 5(b), the instantaneous value is also calculated using shadow projection methodology. First, the projection of every side of the polygon to the straight line is calculated. Finally, the instantaneous value is obtained by adding all of them and dividing them by two, as shown in (17). The previous step is performed in every instant to construct the signature. In (17), only  $\omega t$  is changing, and the rest of the parameters are constant.

**B. 12-PULSES TRUs SERIES AND PARALLEL CONNECTION**

The systems in Fig. 6 have been studied during a sag. The connection of the transformer Dyl1d0 is shown in Fig. 6, in series and parallel connections. In this case, there are three phases connected to each rectifier at the secondary of the transformer, which means there are two polygons, one for every rectifier. The two polygons are shown in Fig. 7, and the projection to the straight line can be observed in Fig. 8 when they are positioned in the same center of rotation.

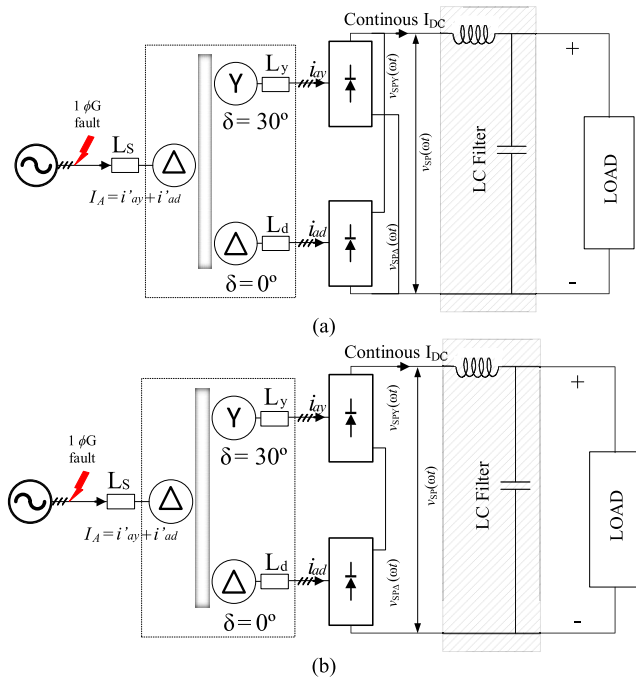


FIGURE 6. Dy11d0 transformer with 12 pulses bridge connections (a) parallel, (b) series.

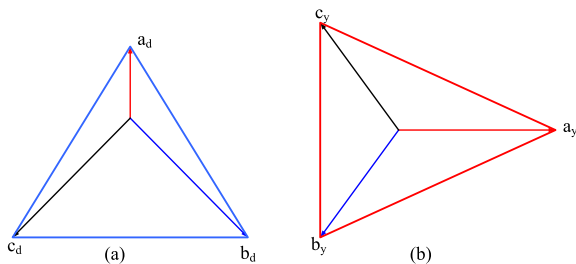


FIGURE 7. Delta-star polygon connection at the secondary of the transformer Dy11d0 after a sag type B, and  $h = 0.3$  (a) delta connection, (b) star connection.

The system has been tested in the lab, but previously, in order to understand how to apply the shadow projection methodology, it is considered a 15 kV voltage applied to the primary (in the second step of Fig. 9), and then 400 V are available in the secondaries (in the third step of Fig. 9). A sag type B was applied to the supply voltage, with  $h = 0.3$  for parallel and series connections, the parameter  $h$  is related to the sag depth, defined according to Table 1 from [31], as follows for type B sag.

$$V_A = h \cdot V, \quad V_B = -V \left( \frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right), \quad V_C = -V \left( \frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \quad (29)$$

In the fourth step of Fig. 9, the shadow projection is calculated for star and delta connections, and the signature depends on the degree shifting of the transformer. These projections are equivalent to the instant voltage on every rectifier, the blue projection to the rectifier connected to the delta, and the red projection to the rectifier connected to the star (Fig. 8). In serial connection (26), both projections are

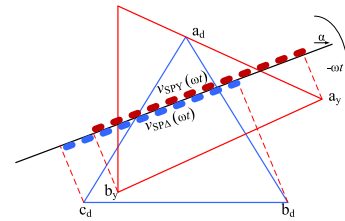


FIGURE 8. Polygon of delta and star bridges, the straight line and the instant value of shadow projection.

TABLE 1. Comparison between classical process and shadow projection.

	Classical process	Shadow projection
advantages	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Easier concept</li> <li>- Easier in case of three phase balanced process</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Faster</li> <li>- Less power calculation</li> <li>- Easier application for multi-phases and unbalanced process</li> <li>- Average and instantaneous values are obtained</li> </ul>
disadvantages	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Complicated calculation with arctan and integral</li> <li>- Longer process with many intervals</li> <li>- Not possible to calculate the instantaneous value</li> <li>- Very complicated in case of multi-phases and unbalanced process</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Understanding the new methodology</li> </ul>

TABLE 2. Conduction intervals during a sag in parallel connection.

Intervals	Limits
Int. 1	$0.00 < \omega t < 0.42$
Int. 2	$0.42 < \omega t < 1.03$
Int. 3	$1.03 < \omega t < 1.41$
Int. 4	$1.41 < \omega t < 1.73$
Int. 5	$1.73 < \omega t < 2.11$
Int. 6	$2.11 < \omega t < 2.72$
Int. 7	$2.72 < \omega t < 0.42 + \pi$
Int. 8	$0.42 + \pi < \omega t < 1.03 + \pi$
Int. 9	$1.03 + \pi < \omega t < 1.41 + \pi$
Int. 10	$1.41 + \pi < \omega t < 1.73 + \pi$
Int. 11	$1.73 + \pi < \omega t < 2.11 + \pi$
Int. 12	$2.11 + \pi < \omega t < 2.72 + \pi$

added, but in parallel connection (27), only the maximum value must be considered. The instantaneous  $v_{SP}(\omega t)$ , shown in Fig. 9 (steps 5 and 6), is represented in green, the projection from the output of the rectifier connected to the Y secondary is in red, and the corresponding to the  $\Delta$  secondary is in blue. The same system considering ideal diodes has been simulated in MATLAB<sup>TM</sup>, and the results match perfectly.

This system has been implemented in the lab using a 4 kVA, 400/230/230 V transformer, and in Fig. 10, the experimental results are compared with the results obtained using the shadow projection methodology for parallel and series connections.

Fig. 10 (a) shows how the experimentally signature corresponds to the green signature obtained in step 5 of

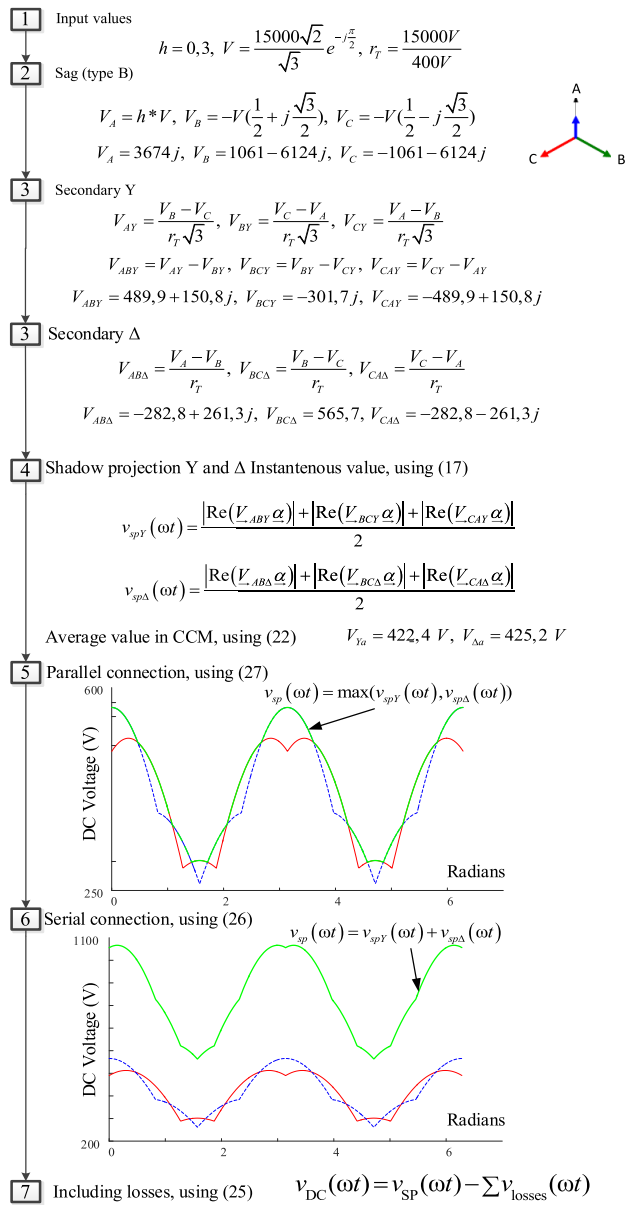


FIGURE 9. Flowchart of 12 pulse rectifier during unbalanced process to obtain the shadow projection voltage.

Fig. 9, calculated as the maximum value of the two voltages projected by the Star and triangle rectifier. It can also be observed that the inflection points correspond to the points where the projected voltages  $v_{spY}(\omega t)$  and  $v_{spD}(\omega t)$  are intersected, but do not correspond to the change in normal conduction of the diodes of one rectifier, because at each time only one rectifier is operating.

Fig. 10 (b) shows how the experimentally signature corresponds to the green signature obtained in step 6 of Fig. 9, calculated as the sum of the two voltages projected by the Star rectifier and the Triangle rectifier. It is also observed that the changes of inflection points being the sum are the moments of change of normal conduction of direct and inverse diodes in both rectifiers.

TABLE 3. Conduction intervals during a sag in series connection.

Intervals	Limits
Int. 1	$0.00 < \omega t < 0.766$
Int. 2	$0.766 < \omega t < 1.237$
Int. 3	$1.237 < \omega t < \pi/2$
Int. 4	$\pi/2 < \omega t < 1.904$
Int. 5	$1.904 < \omega t < 2.375$
Int. 6	$2.375 < \omega t < \pi$
Int. 7	$\pi < \omega t < 0.766 + \pi$
Int. 8	$0.766 + \pi < \omega t < 1.237 + \pi$
Int. 9	$1.237 + \pi < \omega t < 3\pi/2$
Int. 10	$3\pi/2 < \omega t < 1.904 + \pi$
Int. 11	$1.904 + \pi < \omega t < 2.375 + \pi$
Int. 12	$2.375 + \pi < \omega t < 2\pi$

In Table 2, the limits of integration are presented for the parallel connection used in the classic model, representing the change of diode conduction (10). Also, in Table 3, the limits of integration are presented for the series connection. In Table 2 and Table 3, only one period is represented, but other periods can be represented by adding  $n*\omega T$ , where n is the number of the period,  $\omega$  is the pulsation, and T is the period. The values of the Table 3 are calculated using equation (10) to localize the intervals, taking into account that in a series connection, the commutation instant in the 12 pulses case is composed adding the 6-pulse commutations of star and delta. As shown in the right part of Fig. 10, the notch in the 12 pulses case is lower than in the six pulses case because the voltage difference is reduced due to the increase in the number of pulses.

In every studied case, the shadow projection can be calculated for the half period because the other half is the same. For the experimental results, the notch has a delay, as seen in Fig. 10, from the calculated results, because a voltage difference is required to do the commutation.

The output 12-pulse TRU obtained experimentally for parallel connection agrees with the maximum instantaneous voltages from star or delta connections obtained in (30).

$$v_{sp}(\omega t) = \max(v_{spY}(\omega t), v_{spD}(\omega t)) \quad (30)$$

The output 12-pulse TRU obtained experimentally for serial connection agrees with the addition of the instantaneous voltages from the star and delta connections obtained in (31).

$$v_{sp}(\omega t) = v_{spY}(\omega t) + v_{spD}(\omega t) \quad (31)$$

The advantage of the shadow projection is that there is no need to know the integration limits of the instantaneous DC voltage in each interval, that requires the calculation of the maximum and minimum AC instantaneous voltages at each interval.

### C. 18-PULSES TRUs SERIES CONNECTION

The 18-pulse TRU with three independent secondaries is analysed, considering that the primary is in star connection,



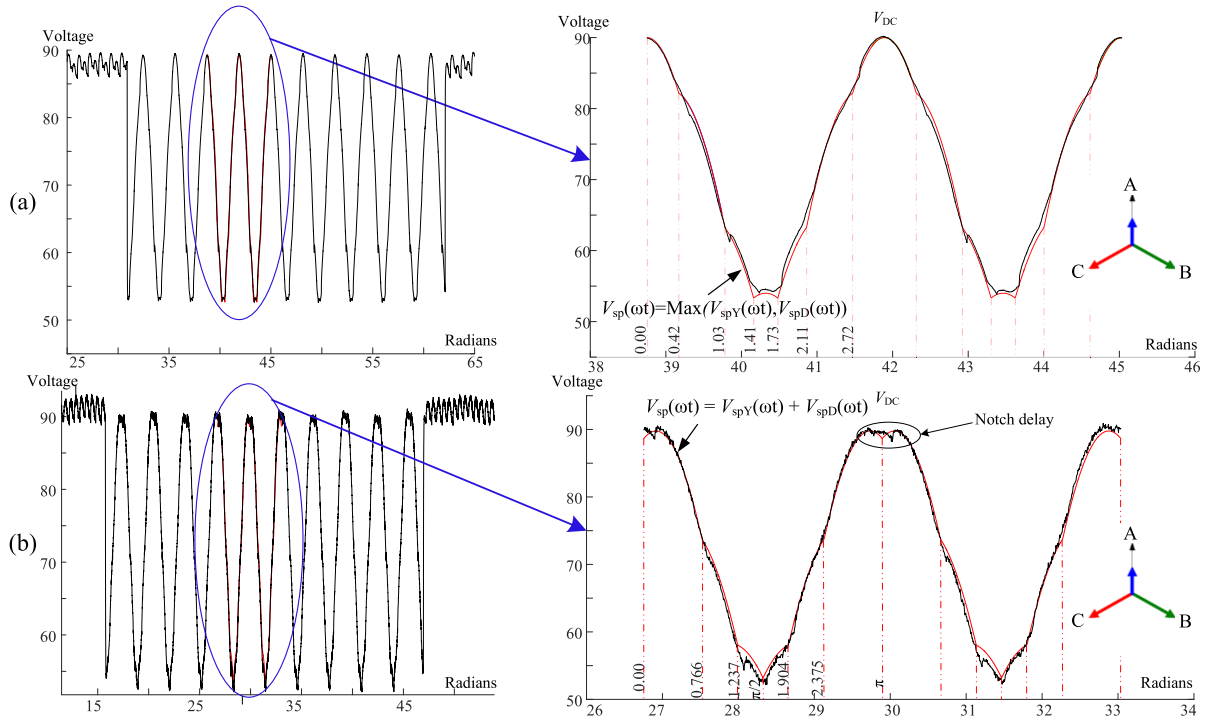


FIGURE 10. Experimental and the calculated values of the DC voltage for (a) parallel connection, (b) series connection.

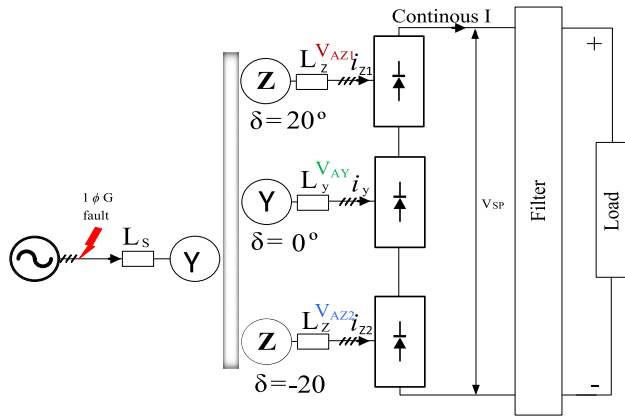


FIGURE 11. TRU 18-pulses Yz20°y0z-20° series connection with load.

and the secondaries in, 20° zeta, 0° star and -20° zeta connections, respectively (Yz20°y0z-20°). The transformer winding connections are shown in Fig. 12(b), considering 0.699 V/turn. The shadow projection methodology is applied for a Type C sag (Fig. 14).

Knowing the primary voltages (second step in Fig. 13), the secondary voltages can be obtained considering the winding geometry (Fig. 12(a)), what can easily done in balanced system but is complex under supply voltage sags. The equations to calculate the secondary voltages are shown in the third step in Fig. 13 for the analysed transformer, where  $k_1$  and  $k_2$  are obtained through trigonometric relations using Fig 12(a):

$$|V_B| k_2 \text{sen}(40^\circ) = |V_A| k_1 \text{sen}(20^\circ) \quad (32)$$

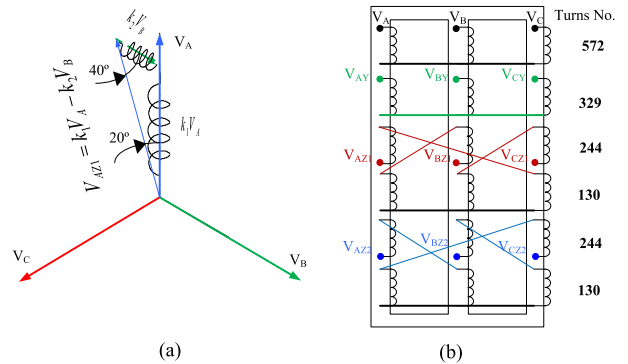


FIGURE 12. (a) Composition Voltage Vector  $V_{AZ1}$  from  $V_A$  and  $V_B$  directions (b) transformer connection and turns number.

$$\frac{|V_A|}{r_t} = |V_B| k_2 \cos(40^\circ) + |V_A| k_1 \cos(20^\circ) \quad (33)$$

where  $r_t$  is the ratio transformer and is obtained using the following equation:

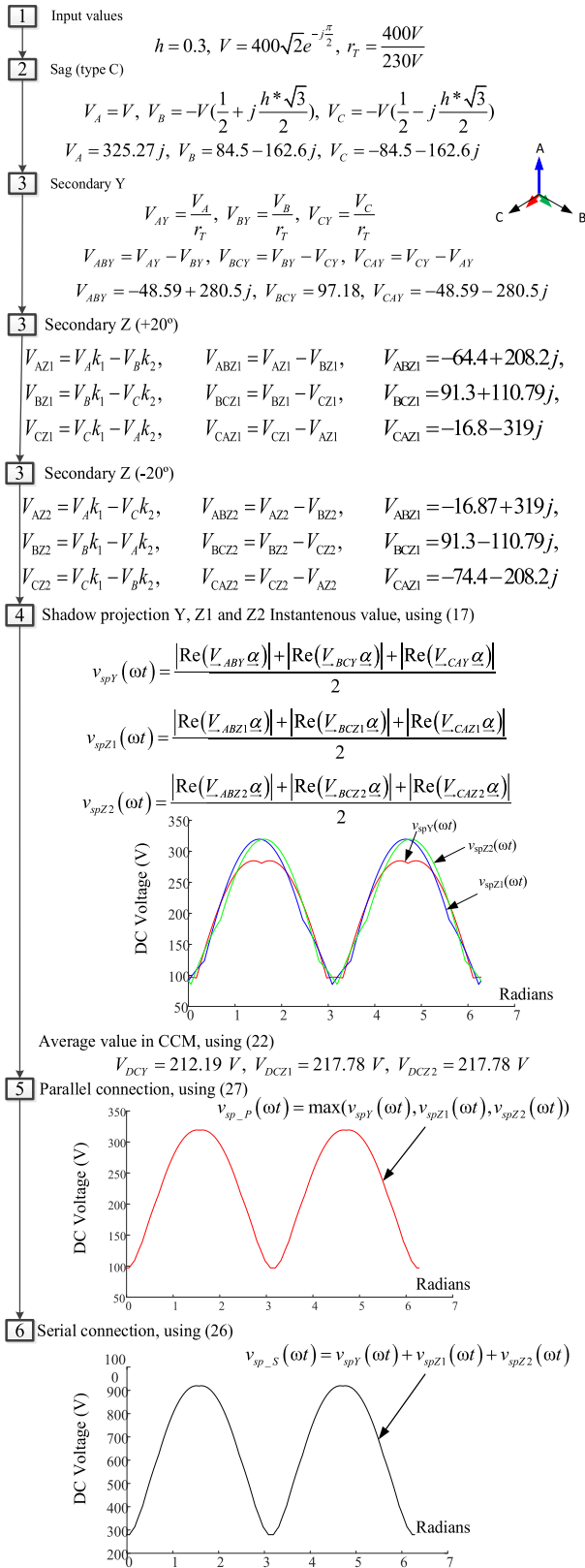
$$|V_A| = |V_B| = |V_C| \quad r_t = \frac{|V_A|}{|V_{AZ1}|} = \frac{|V_A|}{|V_{AY}|} \quad (34)$$

So, from the previous equation,  $k_1$  and  $k_2$  are calculated:

$$k_2 = k_1 \frac{\text{sen}(20^\circ)}{\text{sen}(40^\circ)}$$

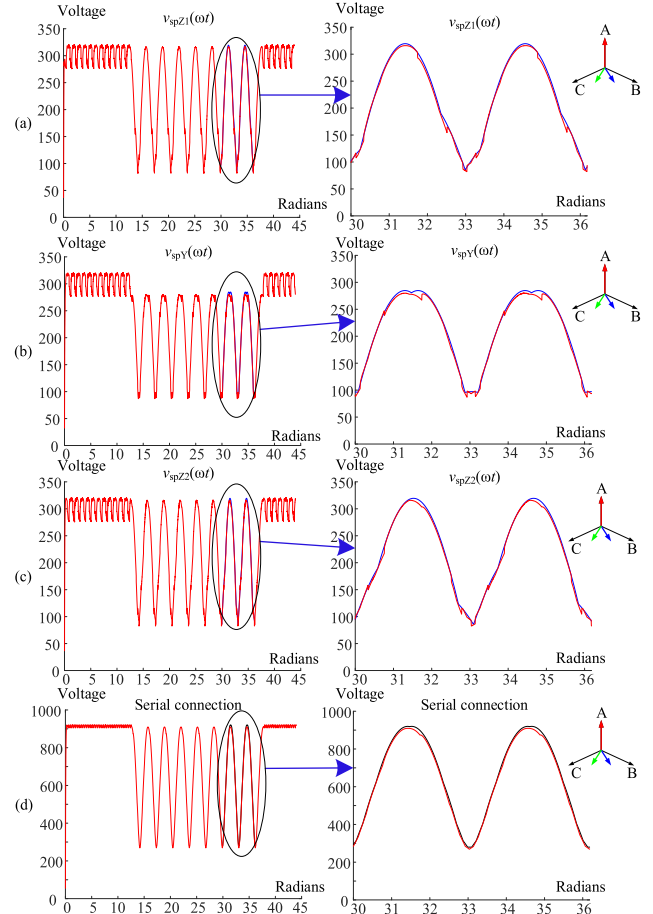
$$k_1 = \frac{1}{r_t \left( \frac{\text{sen}(20^\circ)}{\text{sen}(40^\circ)} \cos(40^\circ) + \cos(20^\circ) \right)}$$

$$k_1 = 0.427, k_2 = 0.227 \quad (35)$$



**FIGURE 13.** Flowchart of 18-pulse rectifier during unbalanced process to obtain the shadow projection voltage.

In the fourth step, the shadow projection voltage is calculated using (17) for every secondary. In the fifth step



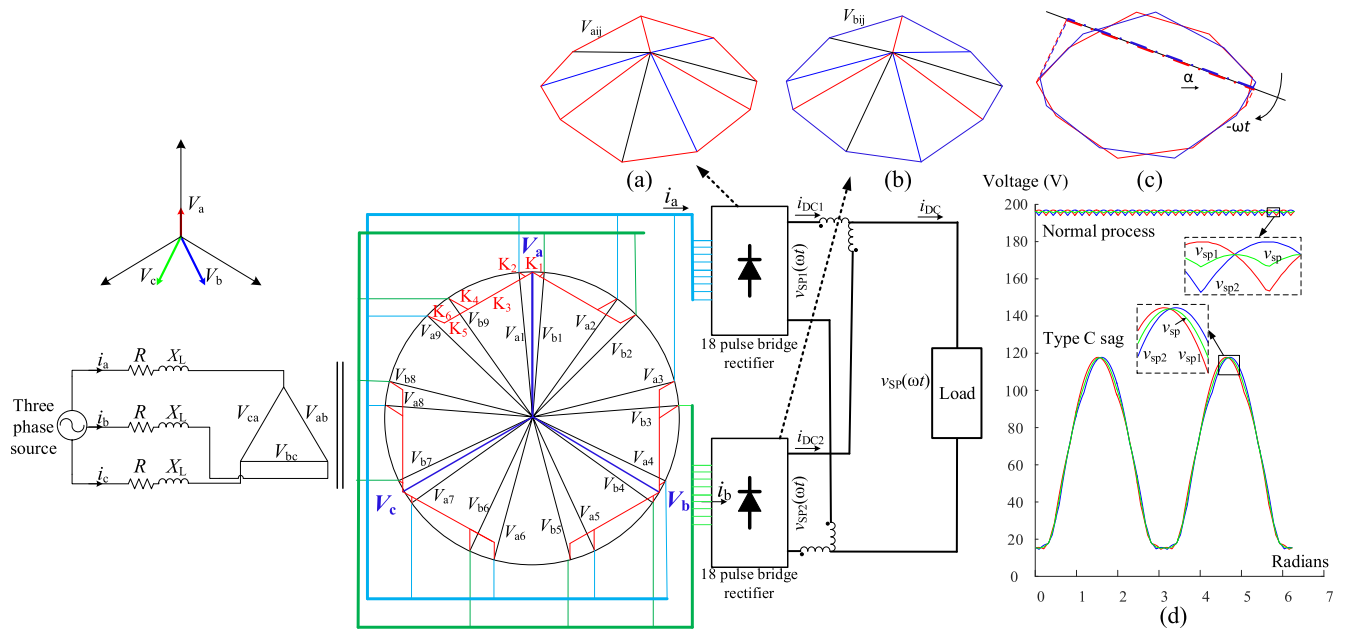
**FIGURE 14.** The secondary voltage for 18-pulses TRUs during a sag type C (a) Yz20°, (b) Yy0°, (c) Yz-20° (d) composed shadow projection voltage (step 6 in Fig. 13).

is composed with the parallel connection, in this case equation (27) is used.

In the sixth step, the voltage is calculated for serial connection using (26) and this connection is tested in the laboratory and the experimental signatures (red signal in Fig. 14) are superposed with the calculated values using the Shadow Projection methodology (blue signal in Fig. 14), and a good agreement between them can be observed. The average value shown in the fourth step in Fig. 13 are calculated using (22). While in this work a new methodology to calculate the instantaneous DC voltage for any TRU is presented, in the previous work presented in [30] only the average value was calculated using the convex hull method.

**D. 36 PULSES PARALLEL CONNECTION TRUs AND USING INTERPHASE INDUCTORS**

TRUs can be classified considering if the secondaries are isolated or not isolated. The TRUs analysed in sections B and C have isolated secondaries, while the TRU analysed in this section presents non-isolated secondaries. Non-isolated TRUs can increase the available power but serial connection is not possible and parallel connections only can be achieved



**FIGURE 15.** TRU 36 pulse with interphase inductors, in parallel connection with sag type C,  $h = 0.3$  (a) First rectifier polygon, (b) Second rectifier polygon, (c) Both polygons with straight line and the projection on it, (d) normal voltage and voltage during Type C sag, for both rectifiers.

using interphase inductors that allow all the secondaries can operate at the same time.

The connection of 36-pulse TRU in parallel connection with interphase inductors is shown in Fig. 15. The transformer is connected to the two bridges with two nine-phase rectifiers each of them. In Fig. 15(a) and Fig. 15(b), the polygons of the two secondaries are shown for a Type C sag. Also, in Fig. 15(c), both polygons with a straight line and a shadow projection are represented. The voltage in normal conditions and during fault can be seen in Fig. 15(d). The shadow projection methodology is applied to create the output voltage signature for each rectifier during the Type C sag, and the flowchart for this unbalanced process to obtain the shadow projection voltage is presented in Fig. 16.

The supply phase voltages during Type C sag are defined according to Table 1 from [31], as follows:

$$V_A = V, \quad V_B = -V\left(\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} * h\right), \quad V_C = -V\left(\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} * h\right) \quad (36)$$

The voltages of the fork transformer secondary are obtained using Table 4, which depends on the vector geometry, as seen in step 3 of Fig. 16. Then the nine sides of the polygon are constructed in step 4 of Fig. 16, and the shadow projection is obtained in this step. Each rectifier has its convex polygon, as shown in Fig. 15(a) and Fig. 15(b), and the sides of the polygons are calculated using (33).

$$V_{a_{ij}} = V_{a_i} - V_{a_j}, \quad V_{b_{ij}} = V_{b_i} - V_{b_j}, \quad j = i + 1 \quad (37)$$

The shadow projection is obtained by adding the nine sides of the polygon on the straight line and dividing them by two. In this case, the polygon is convex but irregular, as shown

**TABLE 4.** Phase voltages of 36 pulses TRU.

Phases on Rectifier A	Phases on Rectifier B
$V_{a1} = V_a + k_1 V_c - k_2 V_b$	$V_{b1} = V_a + k_1 V_b - k_2 V_c$
$V_{a2} = V_a + k_3 V_b - k_4 V_c$	$V_{b2} = V_a + k_5 V_b - k_6 V_c$
$V_{a3} = V_b + k_5 V_a - k_6 V_c$	$V_{b3} = V_b + k_3 V_a - k_4 V_c$
$V_{a4} = V_b + k_1 V_a - k_2 V_c$	$V_{b4} = V_b + k_1 V_c - k_2 V_a$
$V_{a5} = V_b + k_3 V_c - k_4 V_a$	$V_{b5} = V_b + k_5 V_c - k_6 V_a$
$V_{a6} = V_c + k_5 V_b - k_6 V_a$	$V_{b6} = V_c + k_3 V_b - k_4 V_a$
$V_{a7} = V_c + k_1 V_b - k_2 V_a$	$V_{b7} = V_c + k_1 V_a - k_2 V_b$
$V_{a8} = V_c + k_3 V_a - k_4 V_b$	$V_{b8} = V_c + k_5 V_a - k_6 V_b$
$V_{a9} = V_a + k_5 V_c - k_6 V_b$	$V_{b9} = V_a + k_3 V_c - k_4 V_b$

where  $k_1 = 0.05411$ ;  $k_2 = 0.04651$ ;  $k_3 = 0.512$ ;  $k_4 = 0.1503$ ;  $k_5 = 0.7011$ ;  $k_6 = 0.1153$ ;

in Fig. 15 (a) and (b). If the two polygons are represented using the same center, as shown in Fig. 15(c), the polygon projections are closed to each other if the straight-line rotates with the polygons' center.

If the interphase inductors are used, both rectifiers work in parallel, and the  $v_{sp}(\omega t)$  in step 7 is the average value of the two rectifiers' output voltage, using (28). The analysed configuration is only an example of the possible 36-pulse TRU configurations.

The Shadow Projection Methodology can be used for maintenance proposes, distinguishing between internal faults and grid faults. In the case of an internal fault, due

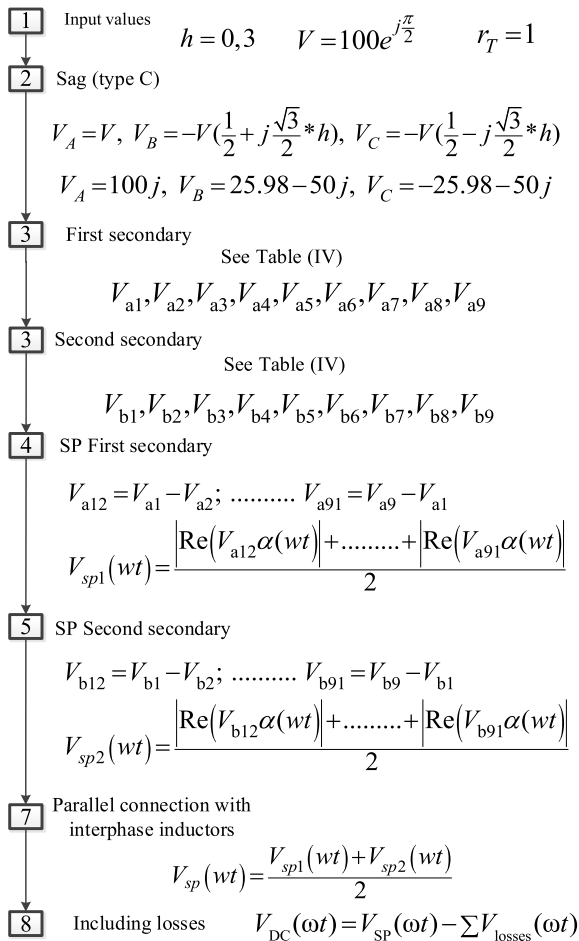


FIGURE 16. Flowchart of 36 pulse rectifier during unbalanced process to obtain the shadow projection voltage, with interphase inductors.

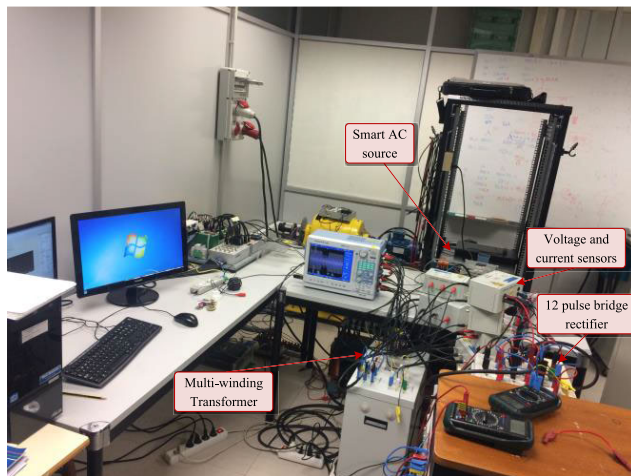


FIGURE 17. Experimental setup.

to transformer short-circuits or open-circuit diode of the rectifier, a not convex polygon is obtained.

V. EXPERIMENTAL SETUP

The experimental setup is shown in Fig. 17. The supply voltage sags were obtained using a Pacific Power Source Smart™, 4.5 kVA. Each uncontrolled bridge rectifiers consist of six Simicron™ ACKKD46/16 diodes.

The 12-pulse TRU was obtained using a power transformer 400/230/230 V and 4 kVA with Dy11d0 connection and two uncontrolled bridge rectifiers. The filter consists of a 9.8 mH inductor and a 12 μF capacitor, and the load is a 42 Ω resistor.

The 18-pulse TRUS was implemented using a multi-winding transformer 400/230/230/230 V and 2.4 kVA, with connection Yz20°y0°z-20°. The filter consists of 1 mH inductor, and the load is a 108 Ω resistor. The signals were recorded using the YOKOGAWA™ DL850 scope.

VI. CONCLUSION

A new methodology is presented to calculate the instantaneous and average DC voltage for any TRU in balanced and unbalanced conditions. The shadow projection methodology allows to easily and quickly calculate the instantaneous and average DC voltage without determining the diode conduction intervals, only with the projection of the convex voltage polygons on a straight line. This methodology requires less compute power than other known methods. The main advantage over other methods is that the DC voltage signature can be accurately calculated for balanced and unbalanced conditions with any number of phases, which can be directly applied to any TRU.

The shadow projection methodology always presents a convex polygon during voltage sag and unbalanced process and it can be used to identify internal TRUs malfunctions; then, it can be used as a tool for maintenance in real time combined with Artificial Intelligence techniques.

REFERENCES

- [1] S. Sau and B. G. Fernandes, “Modular multilevel converter based variable speed drive with reduced capacitor ripple voltage,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 66, no. 5, pp. 3412–3421, May 2019.
- [2] D. Zhang, H. Lin, Q. Zhang, S. Kang, and Z. Lu, “Analysis, design, and implementation of a single-stage multipulse flexible-topology thyristor rectifier for battery charging in electric vehicles,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 34, no. 1, pp. 47–57, Mar. 2019, doi: 10.1109/TEC.2018.2856905.
- [3] E. I. Pool-Mazun, J. J. Sandoval, P. N. Enjeti, and I. J. Pitel, “An integrated solid-state transformer with high-frequency isolation for EV fast-charging applications,” *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Ind. Electron.*, vol. 1, no. 1, pp. 46–56, Jul. 2020, doi: 10.1109/jestie.2020.3003355.
- [4] *IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*, IEEE Standard 519-1992, 1992.
- [5] B. Wu, *High-Power Converters and AC Drives*, 2nd ed. Hoboken, NJ, USA: IEEE Press, 2006.
- [6] H. Liu, F. Bu, W. Huang, L. Liu, Y. Hu, M. Degano, and C. Gerada, “Control strategy for five-phase dual-stator winding induction starter/generator system,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 67, no. 4, pp. 2607–2617, Apr. 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2912767.
- [7] P. P. Saravana, R. Kalpana, K. S. Chethana, and B. Singh, “A 36-pulse AC-DC converter with DC-side tapped interphase bridge rectifier for power quality improvement,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 57, no. 1, pp. 549–558, Jan. 2021, doi: 10.1109/tia.2020.3028341.
- [8] P. S. Prakash, R. Kalpana, and B. Singh, “Inclusive design and development of front-end multiphase rectifier with reduced magnetic rating and improved efficiency,” *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 8, no. 3, pp. 2989–3000, Sep. 2020, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2949138.

- [9] T. H. Nguyen, D.-C. Lee, and C.-K. Kim, "A series-connected topology of a diode rectifier and a voltage-source converter for an HVDC transmission system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 4, pp. 1579–1584, Apr. 2014, doi: [10.1109/TPEL.2013.2283368](https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2283368).
- [10] J. Chen, Y. Shen, J. Chen, H. Bai, C. Gong, and F. Wang, "Evaluation on the autoconfigured multipulse AC/DC rectifiers and their application in more electric aircrafts," *IEEE Trans. Transport. Electrific.*, vol. 6, no. 4, pp. 1721–1739, Dec. 2020, doi: [10.1109/TTE.2020.2983858](https://doi.org/10.1109/TTE.2020.2983858).
- [11] A. Chaturvedi, D. Masand, S. Gupta, S. Tiwari, and M. Jain, "Comparative analysis of three phase AC-DC controlled multi pulse converter," in *Proc. IEEE Students Conf. Electr., Electron. Comput. Sci. (SCEECS)*, Mar. 2012, pp. 18–21, doi: [10.1109/SCEECS.2012.6184805](https://doi.org/10.1109/SCEECS.2012.6184805).
- [12] S. Khan, X. Zhang, M. Saad, H. Ali, B. M. Khan, and H. Zaman, "Comparative analysis of 18-pulse autotransformer rectifier unit topologies with intrinsic harmonic current cancellation," *Energies*, vol. 11, no. 6, p. 1347, May 2018, doi: [10.3390/en11061347](https://doi.org/10.3390/en11061347).
- [13] B. Singh and S. Gairola, "A 28-pulse AC-DC converter for line current harmonic reduction," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 1, pp. 287–295, Jun. 2008, doi: [10.1049/iet-pel:20070239](https://doi.org/10.1049/iet-pel:20070239).
- [14] B. Singh and S. Gairola, "Pulse doubling in 18-pulse AC-DC converters," in *Proc. 7th Int. Conf. Power Electron. Drive Syst.*, Nov. 2007, pp. 533–539.
- [15] B. Singh, S. Gairola, B. N. Singh, A. Chandra, and K. Al-Haddad, "Multipulse AC-DC converters for improving power quality: A review," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 1, pp. 260–281, Jan. 2008, doi: [10.1109/TPEL.2007.911880](https://doi.org/10.1109/TPEL.2007.911880).
- [16] A. K. Singh, G. K. Singh, and R. Mitra, "Impact of source voltage unbalance on AC-DC rectifier performance," in *Proc. 2nd Int. Conf. Power Electron. Syst. Appl.*, Nov. 2006, pp. 96–101.
- [17] B. Singh, V. Garg, and G. Bhuvaneswari, "A novel T-connected autotransformer-based 18-pulse AC-DC converter for harmonic mitigation in adjustable-speed induction-motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 5, pp. 2500–2511, Oct. 2007, doi: [10.1109/TIE.2007.900332](https://doi.org/10.1109/TIE.2007.900332).
- [18] B. Singh, G. Bhuvaneswari, and V. Garg, "A novel polygon based 18-pulse AC-DC converter for vector controlled induction motor drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 488–497, Mar. 2007.
- [19] S. Choi, P. N. Enjeti, and I. J. Pitel, "Polyphase transformer arrangements with reduced kVA capacities for harmonic current reduction in rectifier-type utility interface," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, no. 5, pp. 680–690, Sep. 1996, doi: [10.1109/63.535400](https://doi.org/10.1109/63.535400).
- [20] Y. Zhang, J. Xia, X. Zhang, Z. Chen, B. Li, Q. Luo, and Y. He, "Modeling and prediction of the reliability analysis of an 18-pulse rectifier power supply for aircraft based applications," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 47063–47071, 2020, doi: [10.1109/ACCESS.2020.2977197](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2977197).
- [21] J. S. Perisé, M. Bakkar, and S. B. Rodríguez, "Open-circuit fault diagnosis and maintenance in multi-pulse parallel and series TRU topologies," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 10, pp. 10906–10916, Oct. 2020, doi: [10.1109/TPEL.2020.2976895](https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.2976895).
- [22] M. H. Rashid, *Power Electronics: Circuits, Devices and Applications*, 3rd ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, 2004.
- [23] S.-G. Jeong and J.-Y. Choi, "Line current characteristics of three-phase uncontrolled rectifiers under line voltage unbalance condition," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 6, pp. 935–945, Nov. 2002, doi: [10.1109/TPEL.2002.805580](https://doi.org/10.1109/TPEL.2002.805580).
- [24] Z. Fang, T. Cai, S. Duan, C. Chen, and C. Ren, "Performance analysis and capacitor design of three-phase uncontrolled rectifier in slightly unbalanced grid," *IET Power Electron.*, vol. 8, no. 8, pp. 1429–1439, Aug. 2015, doi: [10.1049/iet-pel.2014.0421](https://doi.org/10.1049/iet-pel.2014.0421).
- [25] M. Chen, Z. Qian, and X. Yuan, "Frequency-domain analysis of uncontrolled rectifiers," in *Proc. 19th Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. (APEC)*, Feb. 2004, pp. 804–809, doi: [10.1109/APEC.2004.1295915](https://doi.org/10.1109/APEC.2004.1295915).
- [26] J. G. Mayordomo, L. F. Beites, X. Yang, and W. Xu, "A detailed procedure for harmonic analysis of three-phase diode rectifiers under discontinuous conduction mode and nonideal conditions," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 33, no. 2, pp. 741–751, Apr. 2018, doi: [10.1109/TPWRD.2017.2748384](https://doi.org/10.1109/TPWRD.2017.2748384).
- [27] M. Daryabak, S. Filizadeh, J. Jatskevich, A. Davoudi, M. Saeedifard, V. K. Sood, J. A. Martínez, D. Aliprantis, J. Cano, and A. Mehrizi-Sani, "Modeling of LCC-HVDC systems using dynamic phasors," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 29, no. 4, pp. 1989–1998, Aug. 2014, doi: [10.1109/TPWRD.2014.2308431](https://doi.org/10.1109/TPWRD.2014.2308431).
- [28] T. Yang, S. Bozhko, and G. Asher, "Functional modeling of symmetrical multipulse autotransformer rectifier units for aerospace applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 9, pp. 4704–4713, Sep. 2015, doi: [10.1109/TPEL.2014.2364682](https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2364682).
- [29] D. Yuan, S. Wang, and Y. Liu, "Dynamic phasor modeling of various multipulse rectifiers and a VSI fed by 18-pulse asymmetrical autotransformer rectifier unit for fast transient analysis," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 43145–43155, 2020, doi: [10.1109/ACCESS.2020.2977270](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2977270).
- [30] J. Saura, J. J. Mesas, and L. Sainz, "Average value of the DC-link output voltage in multi-phase uncontrolled bridge rectifiers under supply voltage balance and unbalance conditions," *Electr. Eng.*, vol. 103, no. 6, pp. 3097–3109, Dec. 2021, doi: [10.1007/s00202-021-01296-4](https://doi.org/10.1007/s00202-021-01296-4).
- [31] L. Guasch, F. Córcoles, and J. Pedra, "Effects of symmetrical and unsymmetrical voltage sags on induction machines," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 19, no. 2, pp. 774–782, Apr. 2004, doi: [10.1109/TPWRD.2004.825258](https://doi.org/10.1109/TPWRD.2004.825258).



**JAUME SAURA-PERISE** received the B.Sc. and M.Sc. degrees from the Polytechnic University of Catalonia, Barcelona, Spain, in 1986 and 1998, respectively. He worked at Aguas Ter Llobregat, at the Abrera drinking water treatment plant. Currently, he is a Professor with the Department of Electrical Engineering, Polytechnic University of Catalonia. He has three patents, such as the first was in 1991 about hexa-phase rectification, and two recent ones, about floatage control of a submersible vehicle. His research interests include power system quality, inverter control during faults, and fault diagnosis in electronic converters.



**MOSTAFA BAKKAR** received the B.Sc. degree in mechatronics engineering from the Alexandria Higher Institute of Engineering and Technology, Alexandria, Egypt, in 2008, and the M.Sc. degree in electrical and control engineering from Arab Academy for Science, Technology and Maritime Transport, Alexandria, in 2014. He is currently pursuing the Ph.D. degree with the Department of Electrical Engineering, Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelona, Spain. His research interests include fault diagnosis, power system protection, artificial intelligence applications in power systems, smart grids, distributed power generation, and renewable energy systems.



**SANTIAGO BOGARRA** was born in Gavá, Spain, in May 1966. He received the Ph.D. degree in electrical engineering from the Polytechnic University of Catalonia, Barcelona, Spain, in 2002.

Currently, he is an Associate Professor of electrical engineering at the Polytechnic University of Catalonia, where he has been since 1997. He has published more than 40 conference and journal papers. His current research interests include electric aircraft and distributed generators connected to distributed power systems, further main areas of research are lightning protection and power system quality.





DEPARTAMENT D'ENGINYERIA  
ELÈCTRICA



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE  
CATALUNYA