

## **Conversor Modular do Tipo Gerador de Marx Bipolar para Aplicação numa UPS Interativa**

**Celso Rafael Almada Pestana**  
(Licenciado em Engenharia Eletrotécnica)

Trabalho Final de Mestrado para obtenção do grau de Mestre  
em Engenharia Eletrotécnica – Ramo de Energia

Orientadores:

Professor Hiren Canacsinh

Professor Miguel Cabral Ferreira Chaves

Júri:

Presidente: Professor Luís Manuel Dos Santos Redondo

Vogais:

Professora Carla Solange Pires Correia Viveiros

Professor Hiren Canacsinh

**Novembro 2019**

**Dissertação realizada sob orientação de:**

**Professor Doutor Hiren Canacsinh**

Professor Adjunto da Área Departamental  
de Engenharia Eletrotécnica de Energia e Automação

**Professor Doutor Miguel Cabral Ferreira Chaves**

Professor Adjunto da Área Departamental  
de Engenharia Eletrotécnica de Energia e Automação



## Resumo

Esta dissertação tem como objetivo o estudo teórico, a simulação numérica e experimental de um conversor DC-DC com base no conceito do gerador de Marx para aplicação numa UPS (Fonte de alimentação ininterrupta) interativa para mitigação do problema da equalização de tensão existente no banco de supercondensadores.

Inicialmente apresenta-se algumas topologias mais utilizadas nos conversores modulares e/ou multiníveis e para cada uma destas topologias são mencionadas as técnicas de controlo usadas assim como as vantagens e limitações.

De modo a desenvolver um modelo de simulação numérica de uma UPS interativa realiza-se o estudo do gerador de Marx bipolar com semicondutores de potência, analisando o modo de funcionamento, as configurações redundantes e as vantagens e desvantagens desta topologia.

Através deste estudo, é implementado o conversor modular do tipo gerador de Marx bipolar com 2 estágios. O conversor é modelado e simulado através da aplicação Matlab/Simulink em monofásico e em trifásico. Contudo para efeitos de apresentação e validação dos resultados obtidos são apresentados os resultados em monofásico.

É também implementado um contador de comutação dos IGBT's (Transístores bipolares de portas isoladas) que permite avaliar o esforço que os diferentes semicondutores de potência estão sujeitos.

Por fim, são realizados ensaios experimentais com um recetor indutiva e comparado com os resultados de simulação.

**Palavras-Chave:** Conversor modular multinível, equalização de tensão entre supercondensadores, gerador de Marx, UPS interativa

## **Abstract**

The current Master's thesis aims to provide the theoretical study, numerical and experimental simulation of a power converter for the specific application in an interactive UPS with the purpose of mitigating the voltage leveling problem between supercapacitors.

Initially, some of the most typical multi-level converter topologies are introduced and, for each of these, their respective control techniques are studied along with their respective advantages and limitations.

In order to develop a numerical simulation model of an interactive UPS, a Marx bipolar generator employing power semiconductors was studied, analyzing its operating principles, redundant configurations, control techniques, advantages and disadvantages. Through this study, a two-stage Marx bipolar generator is implemented and simulated using Matlab/Simulink in a single-phase and three-phase configuration. However, for presenting and data validation purposes, the single-phase results are shown.

An IGBT switching counter is also implemented, which determines which power converters are most frequently switched.

Lastly, an implementation of the converter with an inductive load is simulated, confronting the results with data gathered through experimental means.

**Keywords:** Multi-level modular converter, supercapacitor voltage levelling, Marx generator, interactive UPS.

## **Agradecimentos**

Em primeiro lugar quero expressar os meus agradecimentos aos meus orientadores Prof. Hiren Canacsinh e ao Prof. Miguel Chaves, por toda a disponibilidade manifestada no desenvolvimento deste trabalho e pelos conhecimentos transmitidos que permitiram a realização desta dissertação.

Aos meus pais e irmãos por todo o apoio e carinho, embora longe sempre me apoiaram e deram a oportunidade e condições ao longo destes anos de estudante.

À minha namorada Ana Rosa, pelo apoio incondicional, motivação e compreensão durante o desenvolvimento deste trabalho.

Aos meus colegas Nuno Pereira e Rui Calçada um agradecimento especial pela ajuda, paciência e amizade que demonstraram ao longo do trabalho.

Por fim ao Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, à Área Departamental de Engenharia Eletrotécnica de Energia e Automação.

## Lista de Abreviaturas

AC – Corrente alternada

DC – Corrente contínua

DSP – Dispositivos Semicondutores de Potência

IGBT - Transistor bipolar de porta isolada (“Insulated Gate Bipolar Transistor”)

Matlab/Simulink - Programa de computador para simulação

NPC – Conversor multinível com díodos de ligação ao ponto neutro

QEE – Qualidade de Energia Elétrica

SC – Supercondensadores

UPS – Fonte de alimentação ininterrupta

GMB – Gerador de Marx Bipolar

## Lista de símbolos mais frequentes

C

$C_1$

$C_2$  – Capacidade do condensador (F)

$C_n$

$C_{n+1}$

$C_M$  – Capacidade equivalente à série das capacidades (F)

$D_{dc}$

$D_{g1}$

$D_{g2}$

$D_{gn}$  - Díodos

$D_{h1}$

$D_{h2}$

$D_{hn}$

E – Energia (kWh)

E – Energia armazenada no condensador (J)

$i_0$  – Corrente no recetor (A)

$i_s$  – Corrente no recetor (A)

L – Indutância (H)

n – Número de níveis do conversor

m- Número de estágios do conversor

P – Potência (W)

R – Resistência ( $\Omega$ )

$S'_{1,2,i \dots n}$  – Semicondutores de Potência

$S_{1,2,i \dots n}$  – Semicondutores de Potência

t – Tempo (s)

$T_{a1}$

$T_{a2}$

$T_{b1}$

$T_{b2}$

$T_{c1}$

$T_{c2}$

$T_{ci}$  – Interruptores (IGBT's)

$T_{d1}$

$T_{d2}$

$T_{dc}$

$T_{di}$

$T_{di}$

$T_{e1}$

$T_{ei}$

$T_{fi}$

$U_{dc}$  – Tensão do barramento DC (V)

$U_s$  – Tensão de saída do conversor (V)

V – Tensão aos terminais dos condensadores (V)

$V_0$  – Tensão aos terminais do recetor (V)

$V_{CM1 \dots 2}$  – Tensão aos terminais de um banco de supercondensadores (V)

$V_{dc}$  – Tensão de alimentação (V)

$V_{max}$  – Tensão máxima admissível dos supercondensadores (V)

# Índice

Resumo .....	iii
Abstract.....	iv
Agradecimentos .....	v
Lista de Abreviaturas.....	vi
Lista de símbolos mais frequentes.....	vi
Índice .....	viii
Lista de Figuras .....	xi
Lista de Tabelas .....	xiii
Capítulo 1 .....	1
Introdução.....	1
Motivação .....	2
1.2 Objetivos.....	3
1.3 Estrutura da dissertação .....	4
Capítulo 2 .....	5
Estado da arte.....	5
2.1 Conversores modulares e UPS.....	6
2.2 Conversores Multinível.....	8
2.2.1 Díodos de Ligação ao Ponto de Neutro.....	9
2.2.2 Condensadores Flutuantes.....	13

2.2.3 Associação de Ponte em Cascata .....	16
2.1.4 Conversor Multinível Modular (meia ponte) .....	19
2.1.5 Conversor Modular Multinível do tipo Gerador de Marx.....	20
Capítulo 3 .....	24
Conversor modular do tipo Gerador de Marx Bipolar e implementação no modelo da UPS .....	24
3.1 Conversor Modular do tipo gerador de Marx monofásico .....	26
3.2 Geração da tensão positiva .....	27
3.3 Geração da tensão negativa.....	28
3.4 Imposição de uma tensão nula no recetor .....	30
3.5 Tensão de saída nula com equalização da tensão .....	30
3.6 Conversor Modular do tipo gerador de Marx trifásico .....	31
3.7 Cálculo do valor do supercondensador. ....	32
3.8 Controlo de Corrente .....	34
3.9 Taxa de comutação média dos semicondutores .....	35
Capítulo 4 .....	38
Resultados de Simulação e Experimentais. ....	38
4.1 Introdução .....	39
4.2 Implementação experimental .....	39
4.3 Resultados da Simulação e Ensaio Laboratorial.....	41
4.3.1 Gerador de Marx bipolar monofásico .....	41
4.3.2 Equalização da tensão simulação monofásico .....	42

4.3.2.1 Sem equalização da tensão entre os condensadores $C_1$ e $C_2$ .....	42
4.3.2.2 Com equalização da tensão entre os condensadores $C_1$ e $C_2$ .....	43
4.3.3 Gerador de Marx bipolar trifásico .....	44
4.3.4 Equalização da tensão simulação trifásica .....	45
4.3.4.1 Sem equalização da tensão entre os condensadores $C_1$ e $C_2$ .....	45
4.3.4.2 Com equalização da tensão entre os condensadores $C_1$ e $C_2$ .....	46
4.3.5 Resultados da taxa média de comutação dos IGBT's .....	47
Capítulo 5 .....	48
Conclusões.....	48
5.1 Conclusões Gerais.....	49
5.2 Trabalhos Futuros .....	50
Bibliografia.....	51
Anexos .....	54
Anexo A – Simulação numérica da implementação do circuito em monofásico .....	54
Anexo B – Histerese .....	54
Anexo C – Controlo de Vetores.....	55
Anexo D – Conversor monofásico.....	55
Anexo E – Código dos parâmetros da simulação .....	56
Anexo F - Simulação numérica da implementação do circuito em trifásico .....	57

## Lista de Figuras

Figura 1: Conversor de díodos ligados ao ponto de neutro de 3 níveis.....	10
Figura 2: Tensão de saída para um conversor de 3 níveis .....	11
Figura 3: Braço de conversor multinível de 3 níveis do tipo condensadores flutuantes	13
Figura 4: Tensão de saída $U_s$ para um conversor multinível de 3 níveis do tipo condensadores flutuantes.....	14
Figura 5: Braço de conversor multinível de 5 níveis de pontes em cascata. ....	16
Figura 6: Tensão de saída $U_s$ para um conversor multinível de 5 níveis do tipo pontes em cascata.....	18
Figura 7: Braço de conversor multinível de meia ponte.....	19
Figura 8: Tensão de saída $U_s$ para um conversor de 2 níveis (meia ponte).....	20
Figura 9: Esquema simplificado do GMB com dispositivos semicondutores de potência, com m estágios. ....	21
Figura 10: Diagrama do sistema a ser simulado.....	25
Figura 11: Conversor modular bipolar monofásico do tipo gerador de Marx de 2 estágios com recetor RL.....	26
Figura 12: Modo de funcionamento tensão de saída positiva $U_s=2U_{dc}$ .....	27
Figura 13: Modo de funcionamento tensão de saída positiva $U_s=U_{dc}$ .....	28
Figura 14: Modo de funcionamento tensão de saída negativa $U_s = -2U_{dc}$ .....	29
Figura 15: Modo de funcionamento tensão de saída negativa $U_s= -U_{dc}$ .....	29
Figura 16: Modo de funcionamento tensão de saída nulo $U_s=0$ .....	30
Figura 17: Modo de funcionamento tensão de saída nulo $U_s=0$ com equalização de tensão .....	30
Figura 18: Conversor modular bipolar trifásico do tipo gerador de Marx de 2 estágios com recetor RL.....	31
Figura 19: Capacidade equivalente supercondensadores .....	32

Figura 20: Banco de supercondensadores .....	33
Figura 21: Controlo de corrente por modo de deslizamento .....	35
Figura 22: Contador implementado para calculo das comutações dos IGBT's .....	36
Figura 23: Evolução gráfica do contador .....	37
Figura 24: Diagrama generalizado do sistema .....	39
Figura 25: Corrente de referência e corrente no recetor a) Resultado de simulação b) Resultado experimental .....	41
Figura 26: Referência de corrente e corrente no recetor; tensão aos terminais dos condensadores $C_1$ e $C_2$ sem equalização de tensão a) Resultado simulação b) Resultado experimental .....	42
Figura 27: Referência de corrente e corrente no recetor; tensão aos terminais dos condensadores com equalização de tensão a) Resultado simulação b) Resultado experimental .....	43
Figura 28: Correntes de referência e correntes no recetor, resultado de simulação .....	44
Figura 29: Referência das correntes e correntes no recetor; tensão aos terminais dos condensadores sem equalização de tensão, resultado simulação .....	45
Figura 30: Referência das correntes e correntes no recetor; tensão aos terminais dos condensadores com equalização de tensão, resultado simulação .....	46
Figura 31: Simulação numérica circuito em monofásico .....	54
Figura 32: Histerese.....	54
Figura 33: Controlo de Vetores .....	55
Figura 34: Conversor monofásico .....	55
Figura 35: Simulação numérica circuito em trifásico.....	57

## Lista de Tabelas

Tabela 1: Combinações possíveis para um braço multinível de 3 níveis .....	11
Tabela 2: Combinações possíveis para um braço multinível com condensadores flutuantes de 3 níveis.....	14
Tabela 3: Combinações possíveis para um braço multinível de pontes em cascata de 5 níveis.....	17
Tabela 4: Formas de Carregar os condensadores .....	21
Tabela 5: Modo de funcionamento impulso de tensão .....	22
Tabela 6: Combinações possíveis para um conversor monofásico modular do tipo gerador de Marx de 5 níveis .....	26
Tabela 7: Parâmetros de configuração dos IGBT's .....	40
Tabela 8: Taxa média de comutação dos IGBT's .....	47

# Capítulo 1

## Introdução

**Resumo:** Neste capítulo é feita a introdução ao tema da dissertação, sendo apresentada a motivação os objetivos e a estrutura da mesma.

## **Motivação**

As UPS são sistemas destinados à alimentação de cargas críticas do tipo linear e não linear por um período limitado de tempo, quando existe uma perturbação na rede elétrica como por exemplo uma interrupção ou queda de tensão. Destacam-se algumas aplicações que vão desde a área hospitalar, marítima, até aeroportos e caminhos-de-ferro.

As UPS possibilitam alimentação instantânea a cargas críticas quando ocorre uma perturbação na rede elétrica através de circuitos eletrônicos associados a sistemas de armazenamento, tais como: volante de inércia, baterias ou bancos de supercondensadores (SC). Um aspecto menos positivo da utilização dos SC é a sua baixa tensão de trabalho, obrigando a utilização de séries de SC para obter a tensão desejada. Contudo, a utilização de SC em série acarreta com ela a necessidade de equalização de tensão entre os mesmos, para prevenir sobretensões e danificação dos SC.

Desta forma, e considerando o interesse para aplicações industriais, torna-se importante estudar novas topologias de conversores modulares com capacidade de mitigar os problemas de equalização de tensão nos bancos de SC nomeadamente a topologia do gerador de Marx bipolar com dispositivos semicondutores de potência (DSP).

## **1.2 Objetivos**

O objetivo desta dissertação consiste em desenvolver e ensaiar experimentalmente um modelo de simulação numérica de um conversor modular do tipo Gerador de Marx bipolar do tipo DC/AC, (Corrente contínua/ Corrente alternada) com dispositivos semicondutores de potência, e controlo da corrente de saída do conversor, para aplicação numa UPS e para mitigação do problema da equalização da tensão nos SC.

O trabalho proposto contempla um conversor do tipo gerador de Marx na aplicação da energia onde normalmente se utilizam onduladores de tensão convencionais.

### **1.3 Estrutura da dissertação**

A presente dissertação está dividida em cinco capítulos, referência bibliográfica e anexos.

No primeiro capítulo é feito um enquadramento ao tema da dissertação, sendo apresentada a motivação, os objetivos e a estrutura da mesma.

O segundo capítulo aborda o conceito de uma UPS, os conversores modulares multinível apresentando algumas topologias, os modos de funcionamento, as vantagens e desvantagens das diferentes topologias.

No terceiro capítulo é apresentado a descrição do conversor modular do tipo Gerador de Marx bipolar e os vários modos de funcionamento. Este capítulo engloba também a descrição de como é realizado a equalização de tensão entre os bancos de supercondensadores e a implementação do modelo na UPS.

O quarto capítulo apresentam-se os resultados de simulação obtidos no estudo do conversor modular do tipo gerador de Marx bipolar e os resultados experimentais obtidos através de ensaios com o objetivo de validar o modelo desenvolvido

No quinto capítulo apresentam-se as conclusões gerais desta dissertação e as perspectivas de trabalho que possam ser desenvolvidos no futuro.

## Capítulo 2

### Estado da arte

**Resumo:** Neste capítulo aborda-se o conceito de uma UPS e os conversores modulares multinível, apresentando algumas topologias de conversores os modos de funcionamento e as vantagens e desvantagens das diferentes topologias.

## 2.1 Conversores modulares e UPS.

A qualidade de energia elétrica é uma preocupação atual para os clientes com cargas mais sensíveis à qualidade da onda de tensão, sendo responsáveis por imunizar as suas próprias instalações. A distribuição de energia elétrica está muitas vezes sujeita à distorção da rede elétrica em termos de períodos de variação e intensidade (cargas não lineares, etc.). Contudo, algumas cargas denominadas críticas necessitam de uma tensão de alimentação estável, de qualidade acima à que os operadores das redes de transporte e de distribuição de energia elétrica conseguem satisfazer.

As UPS são sistemas destinados à alimentação de cargas sensíveis quando existem perturbações na rede elétrica por um período limitado de tempo. As UPS podem ainda corrigir outros eventos da rede como sobretensões, cavas, variações de tensão, ruído, instabilidade de frequência ou distorção harmónica. As UPS diferenciam-se dos restantes sistemas de emergência por possibilitar a alimentação instantânea quando ocorre um corte de energia na rede através de circuitos eletrónicos associados a sistemas de armazenamento, tais como volante de inércia (*flywheel*) para sistemas de potência elevada ou baterias e supercondensadores para sistemas de baixa potência, [1,2]. Para todos estes sistemas de armazenamento é necessário a utilização de conversores eletrónicos de potência. Para o caso de uma UPS de baixa potência, a solução clássica consiste na utilização de um conversor DC-DC e um inversor de 4 braços e um banco de baterias ou supercondensadores. No caso dos supercondensadores, estes apresentam um tempo de vida elevado, superior a 500 mil ciclos com ciclos de descarga na ordem dos 100%. No entanto, a sua baixa tensão de trabalho obriga a utilização de séries de supercondensadores para a tensão requerida. Dessa forma, a utilização de supercondensadores em série acarreta com ela a necessidade de equalização da tensão, para prevenir sobretensões e possível danificação dos supercondensadores.

Assim, a investigação das questões associadas com a utilização de conversores modulares com capacidade de mitigar o problema da equalização da tensão nos supercondensadores é relevante. Uma solução alternativa é o conversor multinível [3,4]. As aplicações indicadas para os conversores multinível vão desde a interface entre redes de transmissão em alta tensão contínua até aos acionamentos de velocidade variável para utilização em sistemas de tração de média potência. Diferentes topologias de conversão multinível estão descritas na literatura, sendo as mais estudadas e mais utilizadas: o conversor multinível com diodos de ligação ao ponto neutro; o conversor multinível de condensadores flutuantes e os conversores multinível de meias pontes e de pontes completas em cascata [4,5]. Os conversores em cascata caracterizam-se por serem modulares, no entanto, necessitam de fontes de tensão DC independentes tornando-as dispendiosas. Existe referência à utilização do conversor de ponte em cascata em aplicações de alta potência exigentes do ponto de vista da qualidade de energia [6]. Relativamente às primeiras duas topologias, é necessário controlar o conversor de modo a garantir uma distribuição equilibrada da tensão do barramento DC por todos os condensadores. A generalidade das técnicas utilizadas para o equilíbrio da tensão nos condensadores, utiliza as configurações redundantes do ponto de vista das tensões AC de saída, mas, que são distintas em relação às circulações de corrente no barramento DC. A seleção adequada da configuração redundante permite alcançar o equilíbrio das tensões nos condensadores. Esta exigência faz aumentar a complexidade do controlo do sistema, especialmente para um número de níveis superior a três, podendo inviabilizar o regular funcionamento do conversor multinível. Dessa forma, é atual e fundamental a investigação de novas topologias de conversores moduladores, para questões associadas com a equalização da tensão nos supercondensadores, e nomeadamente a topologia do gerador de Marx bipolar (GMB), [7,9]. A topologia do GMB é um circuito modular e

utilizado na área da Potência Pulsada, que usa um sistema de comutação para carregar um conjunto  $n$  de condensadores em paralelo a partir de uma fonte de tensão DC, com uma amplitude reduzida e produz transitoriamente uma tensão cuja amplitude se aproxima de um múltiplo do valor da tensão contínua de entrada. Assim, devido à característica de carregar os condensadores em paralelo, é relevante o estudo da topologia do GMB para mitigação do problema da equalização da tensão nos supercondensadores, em UPS. Devida ainda à característica de modularidade da topologia do GMB, a seleção adequada da configuração redundante em termos da tensão de saída, pode ainda contribuir para o objetivo de alcançar o equilíbrio das tensões nos condensadores.

De seguida abordam-se as topologias dos conversores referidos apresentando as suas vantagens e desvantagens

## **2.2 Conversores Multinível**

O conceito do conversor multinível é baseado na combinação correta da comutação de semicondutores de potência com fontes de tensão, a tensão de saída é uma associação série de várias fontes de menor tensão. Essas fontes podem ser condensadores, baterias ou fontes de energias renováveis que, associadas à comutação dos semicondutores resultam em níveis de tensão elevados dependendo do número de fontes que se encontram ligadas. [1]

### 2.2.1 Díodos de Ligação ao Ponto de Neutro

A estrutura do conversor multinível com díodos de ligação ao ponto de neutro, NPC (Conversor multinível com díodos de ligação ao ponto neutro), apresentado na Figura 1 para um braço de potência com 3 níveis, utiliza a associação de dispositivos semicondutores de potência comandados com díodos em antiparalelo e díodos de ligação ao ponto neutro. Estes últimos, estabelecem a ligação entre os vários níveis de tensão do barramento DC e os dispositivos semicondutores, garantindo que a tensão de cada semicondutor não ultrapassa o valor da tensão de um dos condensadores do barramento DC. [10]

Os semicondutores em série permitem que o conversor seja capaz de suportar tensões mais elevadas e idealmente a tensão total deve ser repartida por esses mesmos semicondutores.

A tensão máxima aplicada aos semicondutores de cada interruptor é igual a  $U_{dc}/2$  e é limitada pelos condensadores e díodos usados. [11]

Para um conversor de  $n$  níveis, esta topologia requer  $(n-1)$  condensadores,  $(2n-1)$  semicondutores de potência para cada braço e necessita de  $(n-1)(n-2)$  díodos ligados ao ponto de neutro. [11-13]

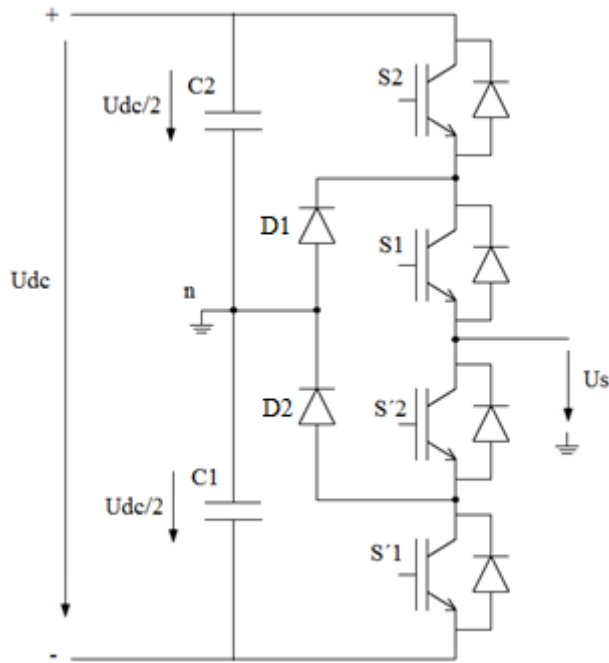


Figura 1: Conversor de díodos ligados ao ponto de neutro de 3 níveis

Para a situação apresentada na Figura 1 obtém-se:

Conversor de 3 níveis,  $n = 3$ ;

Condensadores =  $(n-1) = 3-1=2$ ;

Díodos ligados ao ponto de neutro =  $(n-1)(n-2) = (3-1)(3-2) = 2$

O comando adequado dos quatro interruptores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S'_1$  e  $S'_2$  permitem comandar o circuito de modo a ter o nível de tensão desejado, sendo que os sinais de comando dos interruptores  $S'_1$  e  $S'_2$  são complementares dos sinais de comando dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  respetivamente, assim deste modo quando um semicondutor está a condução o par está ao corte, evitando um curto-circuito no braço do conversor.

A Tabela 1 resume a lista de combinações possíveis dos estados lógicos dos semicondutores comandados para uma dada tensão de saída do circuito da Figura 1, e na sequência certa formam a onda da tensão de representada na Figura 2. [12,14]

Tabela 1: Combinações possíveis para um braço multinível de 3 níveis

$U_s$	$S_1$	$S_2$	$S_1'$	$S_2'$
$U_{dc}/2$	1	1	0	0
0	0	1	1	0
$-U_{dc}/2$	0	0	1	1

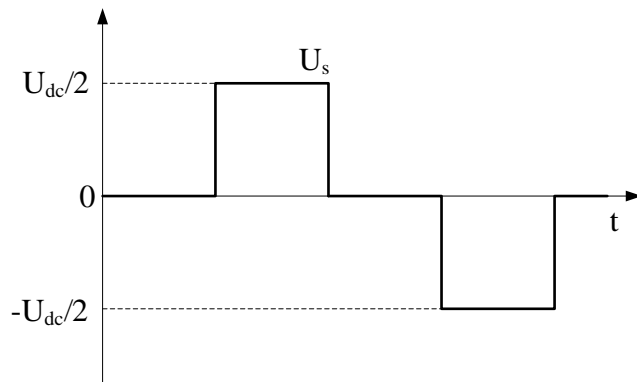


Figura 2: Tensão de saída para um conversor de 3 níveis

Este conversor apresenta as seguintes vantagens e desvantagens.

- **As principais vantagens são:**

- ✓ Elevado rendimento, pois, os semicondutores comutam a frequências baixas.
- ✓ Baixo conteúdo harmônico para um número de níveis de tensão suficientemente elevado.
- ✓ Controlo do fator de potência (em caso de funcionamento como filtro ou retificador). Isto permite controlo de potência reativa enviada para a rede.
- ✓ O número de condensadores necessários para esta topologia é inferior a outras topologias multinível.
- ✓ A mudança de um nível de tensão à saída é feita com apenas o acionamento de dois interruptores, diminuindo perdas e interferências. [11,14,15]

- **Como principais desvantagens:**

- ✓ Os condensadores têm de suportar metade da tensão de entrada, o que no caso de banco de supercondensadores acarreta um elevado número de supercondensadores em série para suportar a referida tensão e como consequência a necessidade de sistemas de equalização da tensão entre os supercondensadores;

- ✓ Os díodos de fixação (*clamped diodes*) têm de ser de recuperação rápida e suportar a corrente nominal do conversor, sendo estes fatores bastante importantes para o correto funcionamento do conversor.

- ✓ Crescimento quase quadrático do número de díodos em função do número de níveis do conversor.

- ✓ Controlo exigente do sentido do trânsito de energia; [11,14,15]

## 2.2.2 Condensadores Flutuantes

Apresenta-se na Figura 3 o conversor multinível de 3 níveis do tipo condensador flutuante. Este tipo de conversores multiníveis utiliza condensadores designados de flutuantes ligados entre os semicondutores do braço do conversor para criar diferentes níveis de tensão, e asseguram que a tensão máxima a que cada semiconductor fica submetido é igual a uma fração da tensão total do barramento DC. Considera-se que todos os semicondutores do conversor têm a mesma tensão de bloqueio. [10]

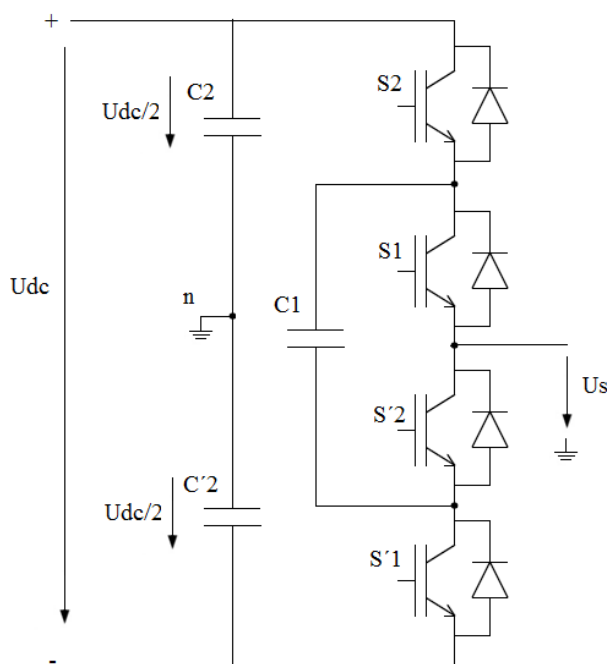


Figura 3: Braço de conversor multinível de 3 níveis do tipo condensadores flutuantes

Considerando a Figura 3 o conversor multinível de condensadores flutuantes utiliza os semicondutores totalmente comandados  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S'_1$  e  $S'_2$ . A tensão de saída  $U_s$  pode assumir valores iguais a  $U_{dc}/2$ , 0 e  $-U_{dc}/2$  e condensador  $C1$  com tensão igual a  $U_{dc}/2$  está ligado entre os semicondutores comandados e garante a igual divisão da tensão pelos semicondutores no valor de  $U_{dc}/2$ .

Esta topologia pode ser generalizada para  $n$  níveis onde é necessário  $2(n-1)$  semicondutores de potência,  $((n-1)(n-2)/2)$  condensadores flutuantes por cada braço do conversor e  $(n-1)$  condensadores ligados em série no barramento /fonte DC.

Para o conversor representado na Figura 3 obtém-se:

Conversor de 3 níveis,  $n=3$

Condensadores flutuantes =  $((n-1)(n-2)/2) = ((3-1)(3-2)/2) = 1$ ;

Condensadores ligados em série no barramento/ fonte DC =  $(n-1) = (3-1) = 2$ ;

Semicondutores de potência =  $2(n-1) = 2(3-1) = 4$ ;

Na Tabela 2 resume-se a lista de combinações possíveis dos estados lógicos dos semicondutores comandados de um braço do conversor multinível com condensadores flutuantes, Figura 4, e a respetiva tensão de saída  $U_s$ , e na sequência certa formam a onda da tensão de saída da Figura 4. [10]

Tabela 2: Combinações possíveis para um braço multinível com condensadores flutuantes de 3 níveis

$U_s$	$S_1$	$S_2$	$S'_1$	$S'_2$
$U_{dc}/2$	1	1	0	0
0	0	1	1	0
$-U_{dc}/2$	0	0	1	1

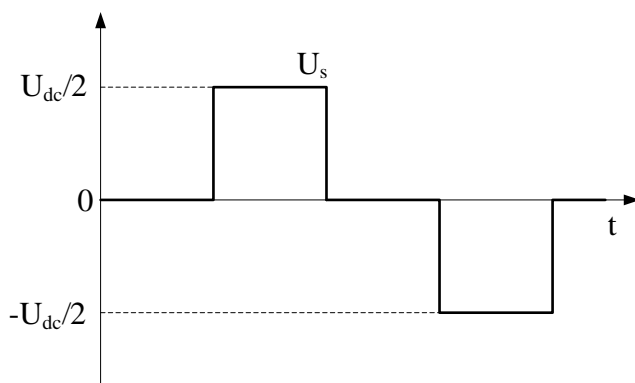


Figura 4: Tensão de saída  $U_s$  para um conversor multinível de 3 níveis do tipo condensadores flutuantes

Em conclusão, resumem-se as principais vantagens e desvantagens do conversor de condensadores flutuantes.

- **As principais vantagens são:**

- ✓ O número de condensadores flutuantes proporciona uma maior flexibilidade na síntese dos níveis de tensão de saída;

- ✓ Baixo conteúdo harmónico, para estruturas com um número de níveis suficientemente elevado, dispensando a utilização de filtros;

- ✓ Pode funcionar como um conversor CC/CC com possibilidade de mitigação do problema da equalização da tensão nos condensadores uma vez que possui várias combinações dos estados dos interruptores para um só nível de tensão;

- ✓ Menor número de semicondutores comparativamente com o conversor NPC. [11,14,15]

- **Como principais desvantagens:**

- ✓ Necessidade excessiva de condensadores flutuantes quando o número de níveis é elevado;

- ✓ Volume, peso e custo elevados;

- ✓ Controlo complexo e elevadas frequência de comutação e perdas de comutação em aplicações de controlo de transmissão da potência ativa.

- ✓ O processo para carregar os condensadores flutuantes tem de ser uma estratégia a ter em consideração antes do funcionamento do conversor. [11,14,15]

### 2.2.3 Associação de Ponte em Cascata

A topologia multinível de pontes em cascata, baseia-se na associação em cascata de vários conversores em ponte completa para gerar  $n$  níveis de tensão a saída. Embora cada conversor utilize uma fonte de tensão DC independente, esta topologia evita a utilização extra de díodos de ligação ou condensadores flutuantes quando aumenta o número de níveis do conversor.

Na Figura 5 está representado um conversor de pontes em cascata de 5 níveis. O conversor é constituído por uma fonte de tensão DC que alimenta dois braços de potência ligados em paralelo.

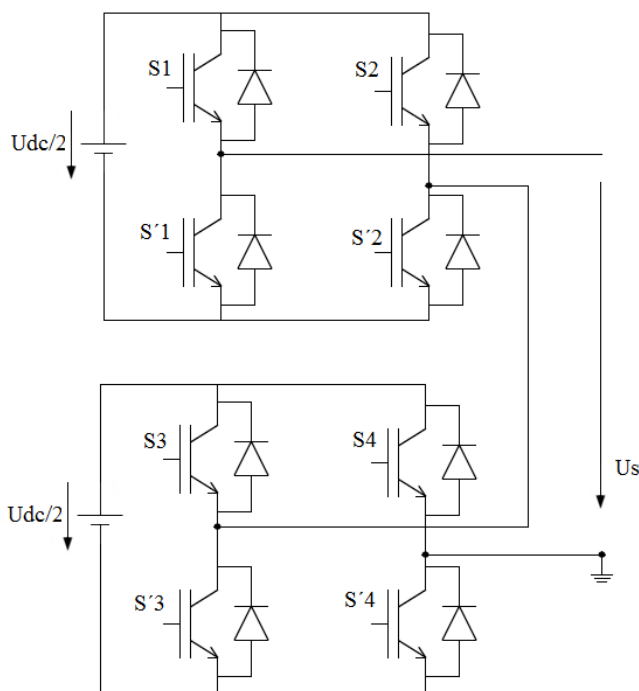


Figura 5: Braço de conversor multinível de 5 níveis de pontes em cascata.

A tensão máxima a que cada semicondutor fica submetido é igual ao valor da fonte de tensão DC.

O comando adequado dos semicondutores apresentados na Figura 5 permitem obter na saída tensões de diferentes níveis  $U_{dc}$ ,  $U_{dc}/2$ ,  $0$ ,  $-U_{dc}$ ,  $-U_{dc}/2$ .

Esta topologia pode ser generalizada para  $n$  níveis onde o conversor utiliza  $(n-1)/2$  fontes de tensão independentes e  $(4(n-1))/2$  semicondutores totalmente comandados e as tensões nas fases apresentam  $n$  níveis.

Para o conversor representado na Figura 5 obtém-se:

Conversor de 5 níveis,  $n = 5$ , 5 tensões possíveis de saída.

Fontes de tensão independentes =  $(n-1)/2 = (5-1)/2 = 2$ ;

Semicondutores de Potência =  $(4(n-1))/2 = (4(5-1))/2 = 8$ ;

Na Tabela 3 estão representados os níveis de tensão e os respectivos estados dos semicondutores de potência onde  $S_2=1$  e o complementar  $S'_2=0$  significa  $S_2$  à condução e  $S'_2$  ao corte ou vice-versa. [10]

Tabela 3: Combinações possíveis para um braço multinível de pontes em cascata de 5 níveis

$U_s$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S'_1$	$S'_2$	$S'_3$	$S'_4$
$U_{dc}$	1	0	1	0	0	1	0	1
$U_{dc}/2$	1	0	1	1	0	1	0	0
	1	0	0	0	0	1	1	0
	1	1	1	0	0	0	0	1
	0	0	1	0	1	1	0	1
0	1	0	0	1	0	1	1	0
	0	1	1	0	1	0	0	1
	0	0	0	0	1	1	1	1
	1	1	0	0	0	0	1	1
	1	1	1	1	0	0	0	0
	0	0	1	1	1	1	0	0
$-U_{dc}/2$	0	1	1	1	1	0	0	0
	0	1	0	0	1	0	1	1
	1	1	0	1	0	0	1	1
	0	0	0	1	1	1	1	0
$-U_{dc}$	0	1	0	1	1	0	1	0

Na Figura 6 está representada a forma de onda da tensão de saída de um conversor monofásico de 5 níveis.

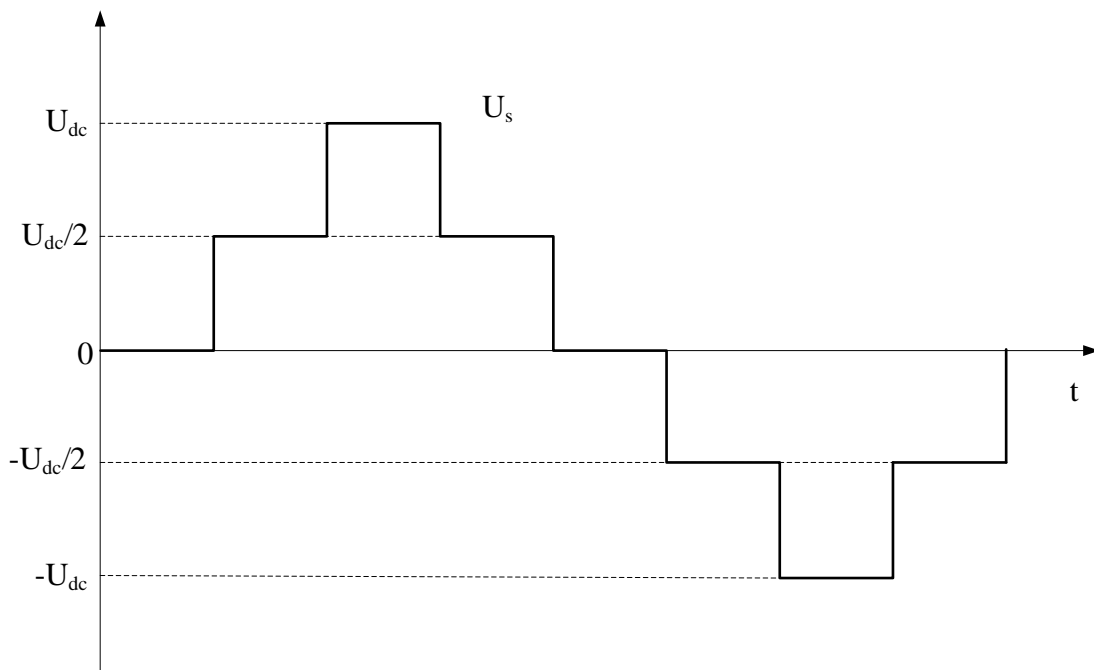


Figura 6: Tensão de saída  $U_s$  para um conversor multinível de 5 níveis do tipo pontes em cascata

Em conclusão, resumem-se as principais vantagens e desvantagens desta topologia:

- **As principais vantagens são:**

- ✓ Número de níveis é superior ao dobro do número das fontes de tensão ( $n=2s+1$ ).
- ✓ Recurso a um menor número de componentes, condensadores e díodos, relativamente às outras topologias;
- ✓ Possibilidade de criar estruturas modulares, devido à semelhança de estruturas.
- ✓ Não necessita nem de díodos de fixação nem de condensadores flutuantes, evitando problema associados a estes componentes;
- ✓ Não necessita de equilíbrio das tensões do barramento DC; [11,14,15]

- **Como principais desvantagens:**

- ✓ Dependência de fontes de tensão contínua independentes para cada conversor e da capacidade destas para armazenamento ou recuperação de energia.
- ✓ Cada ponte do conversor necessita de uma fonte isolada, a utilização de transformadores com vários secundários ou transformadores isolados entre si levará ao aumento do tamanho e dos custos de construção. [11,14,15]

### 2.1.4 Conversor Multinível Modular (meia ponte)

No conversor de meia ponte de 2 níveis monofásico cada meia ponte é constituída por dois semicondutores  $S_1$  e  $S'_1$  com diodo em antiparalelo, Figura 7.

Este conversor é capaz de sintetizar formas de onda com 2 níveis, quando  $S_1$  conduz a tensão de saída  $U_s$  é  $-U_{dc}/2$  quando  $S'_1$  está a condução a tensão de saída  $U_s$  é  $U_{dc}/2$  Figura7.

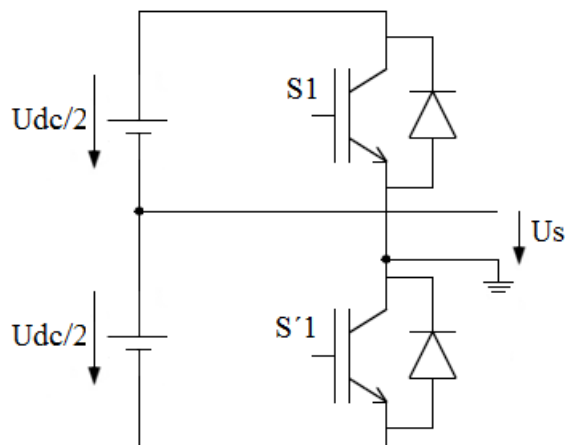


Figura 7: Braço de conversor multinível de meia ponte

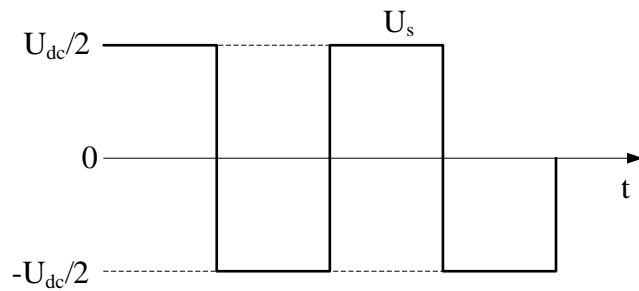


Figura 8: Tensão de saída  $U_s$  para um conversor de 2 níveis (meia ponte)

A principal vantagem desta topologia é o número reduzido de semicondutores de potência necessários, apresentando um custo inferior em relação às aplicações multinível que necessitam de um maior número de semicondutores. Por outro lado, tem a desvantagem de gerar uma forma de onda quadrada à saída, muito distante de uma onda sinusoidal apresentando bastante distorção harmónica. Outro aspeto menos positivo recai no fato de necessitar de duas fontes de alimentação ou condensadores ou banco de supercondensadores, que têm de suportar a tensão de  $U_{dc}/2$  e com isso a necessidade de equalização da tensão entre os supercondensadores no banco de supercondensadores.

### 2.1.5 Conversor Modular Multinível do tipo Gerador de Marx

Na Figura. 9 apresenta-se o gerador de Marx bipolar de estado sólido. O princípio de funcionamento do gerador de Marx baseia-se na carga dos condensadores em paralelo a partir de uma fonte de tensão contínua e posteriormente a descarga dos condensadores em série com o recetor. Esta topologia permite aplicar no recetor formas de onda de diversa natureza, inclusive formas de onda com  $n$  níveis. [13]

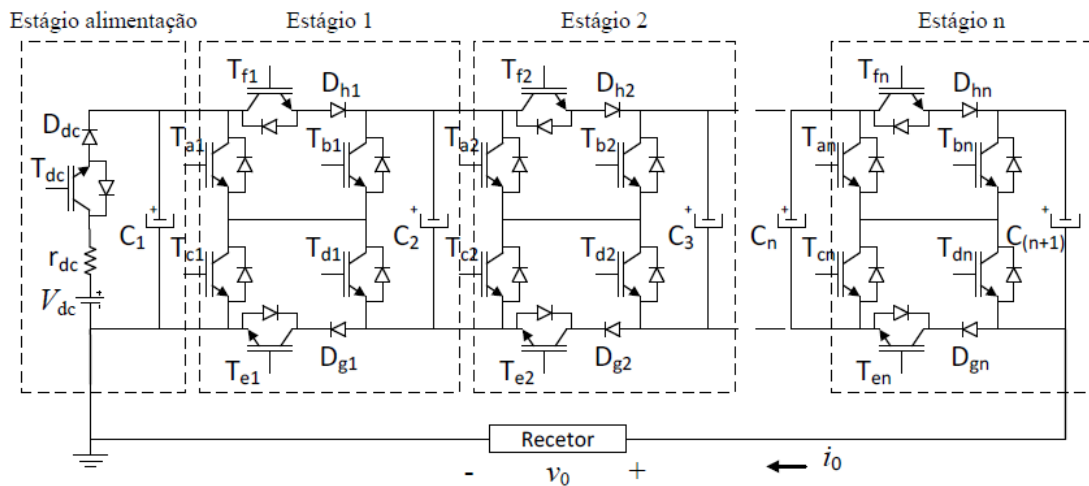


Figura 9: Esquema simplificado do GMB com dispositivos semicondutores de potência, com  $m$  estágios.

O gerador da Figura 9 é constituído por  $m$  estágios e um estágio de alimentação que contém a fonte  $V_{dc}$ , o condensador  $C_1$ , a resistência  $r_{dc}$  que representa a impedância equivalente da fonte, o IGBT  $T_{dc}$  e o diodo  $D_{dc}$ . Estes semicondutores participam no processo de carga dos condensadores e evitam que a fonte  $V_{dc}$  participe no processo de aplicação da tensão positiva ou negativa no recetor.

Considerando o gerador de Marx da Figura 9, cada estágio do gerador de Marx contém seis IGBTs (com diodo em antiparalelo)  $T_{ai}$ ,  $T_{bi}$ ,  $T_{ci}$ ,  $T_{di}$ ,  $T_{ei}$  e  $T_{fi}$  que funcionam em regime de comutação, dois diodos  $D_{hi}$  e  $D_{gi}$  e um condensador  $C_i$  onde  $i \in \{1, 2, \dots, n\}$ .

Os condensadores  $C_i$  podem ser carregados de três formas distintas colocando os semicondutores da Figura 9 a condução de acordo com a Tabela 4.

Tabela 4: Formas de Carregar os condensadores

Formas Carregar os Condensadores	IGBTs - Condução	Díodos a condução
1	$T_{dc}-T_{fi}-T_{ei}$	$D_{dc}-D_{gi}-D_{hi}$
2	$T_{dc}-T_{ai}-T_{ei}$	$D_{dc}-D_{bi}-D_{gi}$
3	$T_{dc}-T_{fi}-T_{ei}$	$D_{dc}-D_{di}-D_{hi}$

Supondo que todos os condensadores estão carregados com a tensão da fonte de alimentação  $V_{dc}$ , e com a adequada colocação à condução dos semicondutores, pode-se aplicar no recetor uma tensão positiva ou negativa, conforme resumido na Tabela 5.

Tabela 5: Modo de funcionamento impulso de tensão

Modo de funcionamento	IGBTs - Condução	IGBTs - Corte
Tensão de saída positiva	$T_{ai}-T_{di}$	$T_{dc}-T_{bi}-T_{ci}-T_{ei}-T_{fi}$
Tensão de saída negativa	$T_{bi}-T_{ci}$	$T_{dc}-T_{ai}-T_{di}-T_{ei}-T_{fi}$

Na geração de uma tensão positiva e considerando que todos os condensadores são carregados com a tensão  $V_{dc}$ , todos os condensadores com exceção do  $C_{(n+1)}$  são ligados em série e aplicam uma tensão no recetor aproximadamente,  $v_0 \approx nV_{dc}$  (n-número de condensadores)

Para gerar uma tensão negativa no recetor o primeiro condensador  $C_1$  não participa, os restantes são ligados em série e aplicam uma tensão no recetor de aproximadamente  $v_0 \approx -nV_{dc}$ .

Nestes dois modos de funcionamento o IGBT  $T_{dc}$  está ao corte garantindo que a fonte  $V_{dc}$  não debita corrente, fazendo com que a energia seja apenas dos condensadores. O diodo  $D_{dc}$  inversamente polarizado não permite que o condensador  $C_1$  descarregue.

Em conclusão, resumem-se as principais vantagens e desvantagens do conversor modular do tipo gerador de Marx.

- **As principais vantagens são:**

- ✓ Necessita apenas de uma fonte de tensão para carregar os condensadores;
- ✓ Alguma possibilidade de tolerância a falhas;
- ✓ Níveis de tensão à saída elevado com fontes de baixa intensidade;
- ✓ A tensão de saída aplicada ao recetor é proveniente dos condensadores e não diretamente da rede;

✓ Possibilidade de alcançar o equilíbrio das tensões entre os condensadores através das configurações redundantes que a topologia permite para a obtenção das diferentes tensões à saída do gerador;

• **Como principais desvantagens:**

✓ Complexidade do controlo devido ao elevado número de configurações;

✓ Número elevado de IGBT's;

Com o interesse por parte da indústria em desenvolver conversores moduladores mais compactos e mais baratos para diversas aplicações e mitigar o problema da equalização da tensão entre SC, e como já foi referido os conversores em cascata necessitam de fontes de tensão DC independentes tornando-se dispendiosos, no caso dos conversores multinível com díodos ligados ao ponto neutro e o conversor com condensadores flutuantes, para estes é necessário garantir uma distribuição equilibrada da tensão no barramento DC para todos os condensadores, e para níveis superiores a 3 existe uma grande complexidade do controlo do sistema. Dado as vantagens apresentadas do GMB, o estudo do modelo do conversor a desenvolver teve como base este conversor, desenvolvendo um modelo com menos semicondutores por estágio comparativamente à topologia da Figura 9, e devido ainda à característica de modularidade da topologia com a seleção adequada da configuração redundante em termos da tensão de saída, contribui para o objetivo de alcançar o equilíbrio das tensões nos condensadores.

## Capítulo 3

### Conversor modular do tipo Gerador de Marx Bipolar e implementação no modelo da UPS

**Resumo:** Neste capítulo apresenta-se a descrição e funcionamento do conversor modulador do tipo Gerador de Marx bipolar e os vários modos de funcionamento. Este capítulo engloba, também, a descrição da equalização entre condensadores e a implementação do modelo na UPS.

A UPS interativa com base no conversor modular do tipo gerador de Marx, tem como objetivo fornecer uma onda de tensão alternada partindo de um valor de tensão que é fixada pelos supercondensadores. Na Figura 10 está representado o diagrama de blocos do sistema a ser simulado. Este sistema é constituído pela REE, conversor eletrónico de potência, controlador e recetor. O controlador do sistema implementado gera os sinais de comando dos DSP do conversor e tem como objetivo a imposição de correntes sinusoidais no recetor. O sistema de conversão tem como entradas do controlador a corrente de referência e a corrente efetiva no recetor e como saída a tensão aplicada ao recetor pelo conversor. O recetor utilizado é composto por uma resistência e uma bobina.

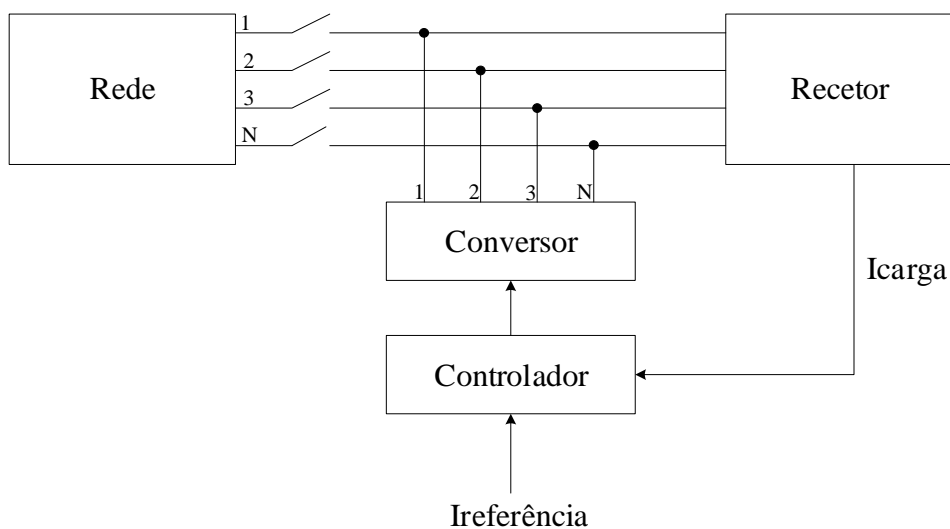


Figura 10: Diagrama do sistema a ser simulado

O conversor multinível vai ter uma topologia modular do tipo gerador de Marx de 2 estágios e 5 níveis. Os interruptores (IGBTs) e os díodos que fazem parte da simulação terão características ideais.

O bloco do controlador vai depender da estratégia a implementar tendo sempre como objetivo a equalização de tensão entre condensadores, tendo como entradas a corrente de referência e a amplitude da corrente que se quer à saída, e como saída os nove sinais de comando para os interruptores do conversor.

### 3.1 Conversor Modular do tipo gerador de Marx monofásico

O Conversor modular multinível em estudo nesta dissertação é o conversor modular do tipo gerador de Marx bipolar para um sistema monofásico e trifásico.

A Figura 11 representa um sistema monofásico modular bipolar com 2 estágios e cinco níveis constituídos por semicondutores de potência (IGBTs e díodos).

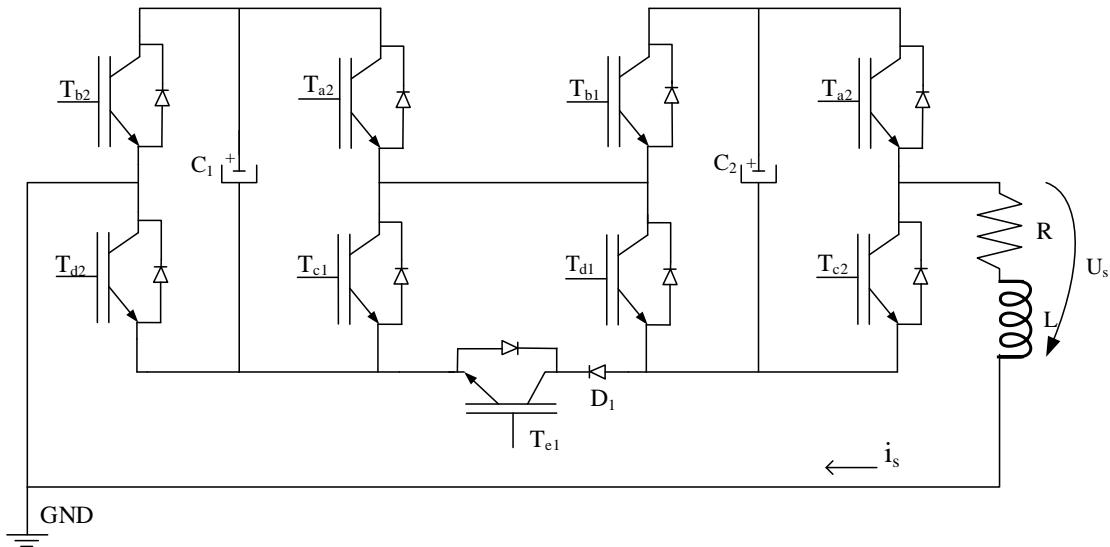


Figura 11: Conversor modular bipolar monofásico do tipo gerador de Marx de 2 estágios com recetor RL

Os cinco níveis de tensão no recetor que o circuito da Figura 11 permite gerar são resumidos na Tabela 6.

Tabela 6: Combinações possíveis para um conversor monofásico modular do tipo gerador de Marx de 5 níveis

Figura	$U_s$	$T_{a1}$	$T_{a2}$	$T_{b1}$	$T_{b2}$	$T_{c1}$	$T_{c2}$	$T_{d1}$	$T_{d2}$	$T_{e1}$
15	$-2 U_{dc}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0
16	$-U_{dc}$	0	0	0	1	1	1	1	0	0
		0	1	1	1	1	0	0	0	0
		0	0	1	0	1	1	0	1	0
		1	0	1	1	0	1	0	0	0
17	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0
		0	1	1	0	1	0	0	1	0
		1	1	1	1	0	0	0	0	0
		1	0	0	1	0	1	1	0	0
14	$U_{dc}$	1	1	1	0	0	0	0	1	0
		1	0	0	0	0	1	1	1	0
		0	1	0	0	1	0	1	1	0
		1	1	0	1	0	0	1	0	0
13	$2 U_{dc}$	1	1	0	0	0	0	1	1	0

Os sinais de disparo dos semicondutores de potência representados por  $T_{ai}$ ,  $T_{bi}$ ,  $T_{ci}$ ,  $T_{di}$  e  $T_{ei}$  onde  $i \in \{1, 2, \dots, n\}$  o estado 0 representa o semicondutor ao corte e o estado 1 representa o semicondutor a condução. Para cada nível da tensão de saída  $U_s$  está representado a respectiva figura.

### 3.2 Geração da tensão positiva

Considerando o circuito da Figura. 11, e que todos os condensadores estão carregados com a tensão  $U_{dc}$ , para aplicar a tensão de saída  $U_s = 2U_{dc}$  são colocados à condução os semicondutores  $T_{d2}$ ,  $T_{a1}$ ,  $T_{d1}$  e  $T_{a2}$  colocando os condensadores  $C_1$  e  $C_2$  ligados em série com o recetor, aplicando no recetor uma tensão de  $2U_{dc}$ , Figura 12. Para aplicar uma tensão de saída  $U_s = U_{dc}$  apenas é necessário utilizar um dos condensadores  $C_1$  ou  $C_2$ . Para efeito de demonstração foi utilizado o condensador  $C_1$  e são colocados à condução os semicondutores  $T_{d2}$ ,  $T_{a1}$ ,  $T_{d1}$  e  $T_{c2}$ , Figura 13.

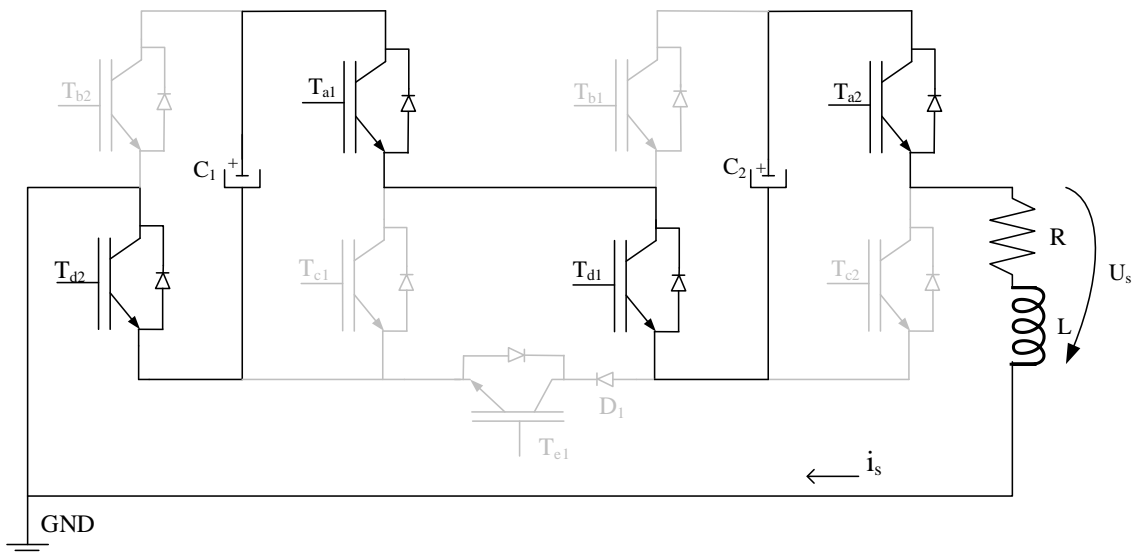


Figura 12: Modo de funcionamento tensão de saída positiva  $U_s = 2U_{dc}$

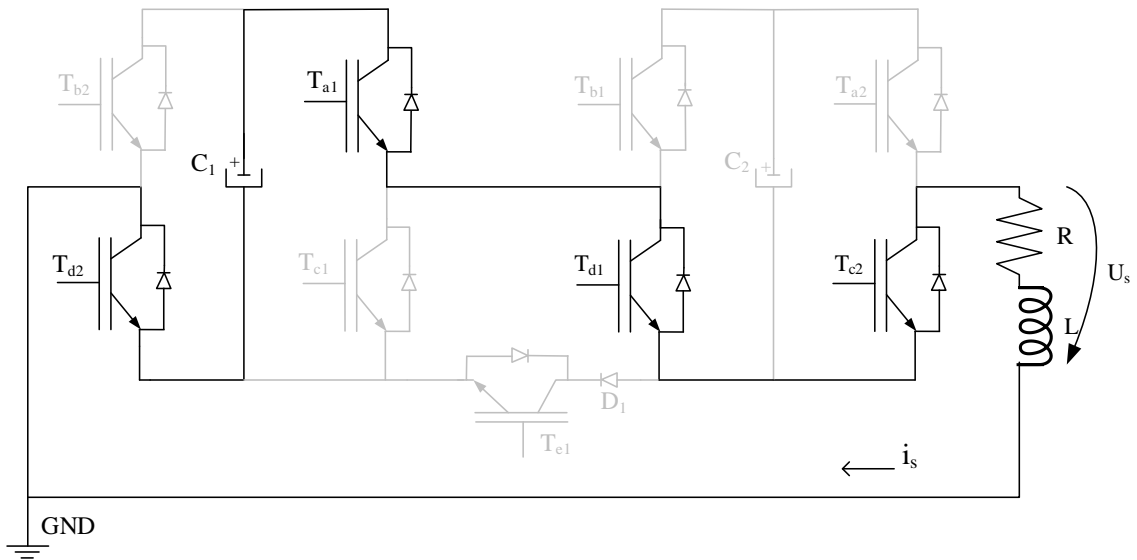


Figura 13: Modo de funcionamento tensão de saída positiva  $U_s=U_{dc}$

### 3.3 Geração da tensão negativa

Na geração da tensão negativa considerando que todos os condensadores se encontram carregados com a tensão  $U_{dc}$ , para aplicar a tensão de saída  $U_s=-2U_{dc}$  são colocados à condução os semicondutores  $T_{b2}$ ,  $T_{c1}$ ,  $T_{b1}$  e  $T_{c2}$ , ficando os condensadores  $C_1$  e  $C_2$  ligados em série com o recetor, aplicando uma tensão no recetor de  $-2U_{dc}$ , Figura 14.

Para aplicar uma tensão de saída  $U_s=-U_{dc}$ , apenas é necessário utilizar um dos condensadores  $C_1$  ou  $C_2$ . Para efeito de demonstração foi utilizado o condensador  $C_2$  e são colocados à condução os semicondutores  $T_{d2}$ ,  $T_{c1}$ ,  $T_{b1}$  e  $T_{c2}$ , Figura 15.

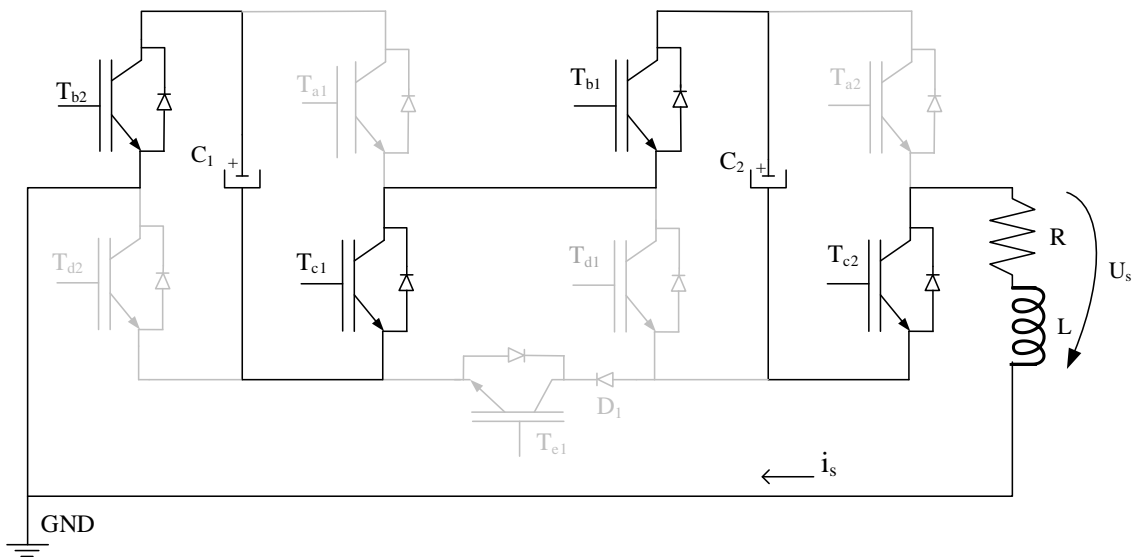


Figura 14: Modo de funcionamento tensão de saída negativa  $U_s = -2U_{dc}$

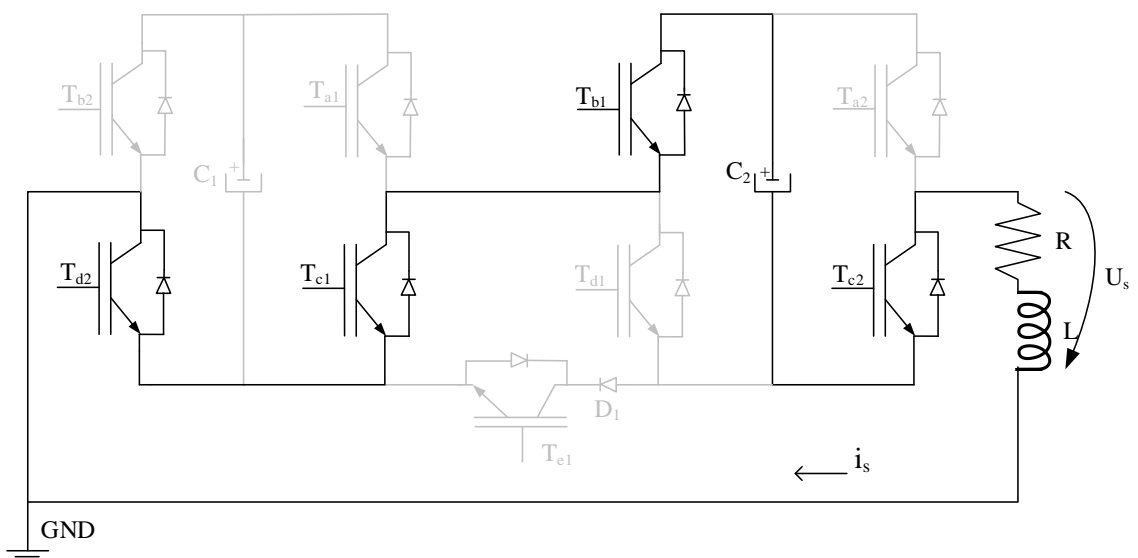


Figura 15: Modo de funcionamento tensão de saída negativa  $U_s = -U_{dc}$

### 3.4 Imposição de uma tensão nula no recetor

O conversor permite ainda impor uma tensão nula no recetor através da colocação em condução dos IGBTs  $T_{b2}$ ,  $T_{a1}$ ,  $T_{b1}$  e  $T_{a2}$  Figura 16.

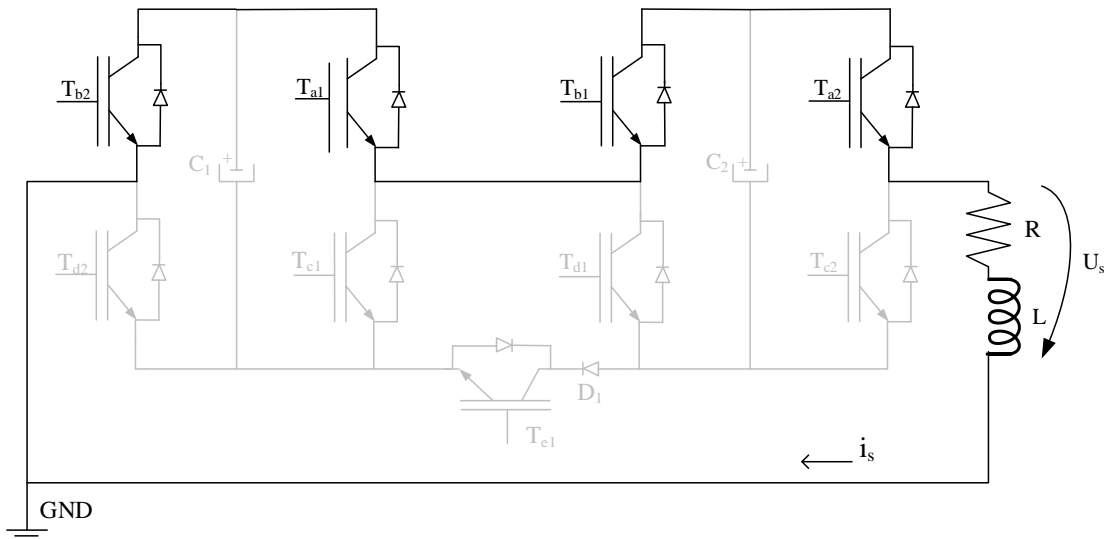


Figura 16: Modo de funcionamento tensão de saída nulo  $U_s=0$

### 3.5 Tensão de saída nula com equalização da tensão

No nível 0 pode ser realizado a equalização de tensão entre supercondensadores onde o condensador  $C_1$  transfere energia para o  $C_2$  (caso  $V_{C1} > V_{C2}$ ), para isso é necessário colocar a condução os IGBT's  $T_{b2}$ ,  $T_{a1}$ ,  $T_{b1}$ ,  $T_{a2}$  e  $T_{e1}$  ver Figura 17.

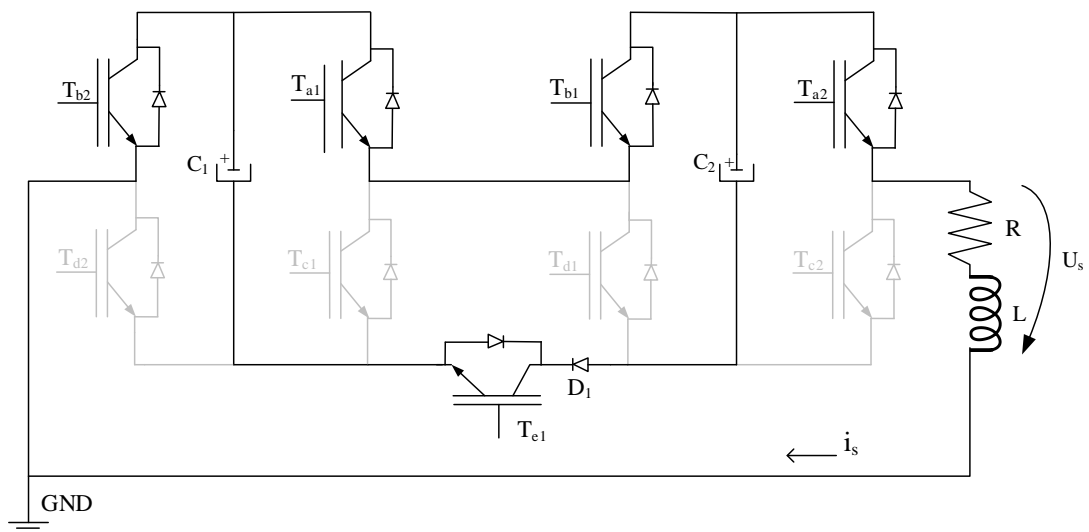


Figura 17: Modo de funcionamento tensão de saída nulo  $U_s=0$  com equalização de tensão

### 3.6 Conversor Modular do tipo gerador de Marx trifásico

Dada a importância deste tema, foi desenvolvido também o modelo do circuito em trifásico Figura 18, o circuito é composto em cada fase por um conversor monofásico.

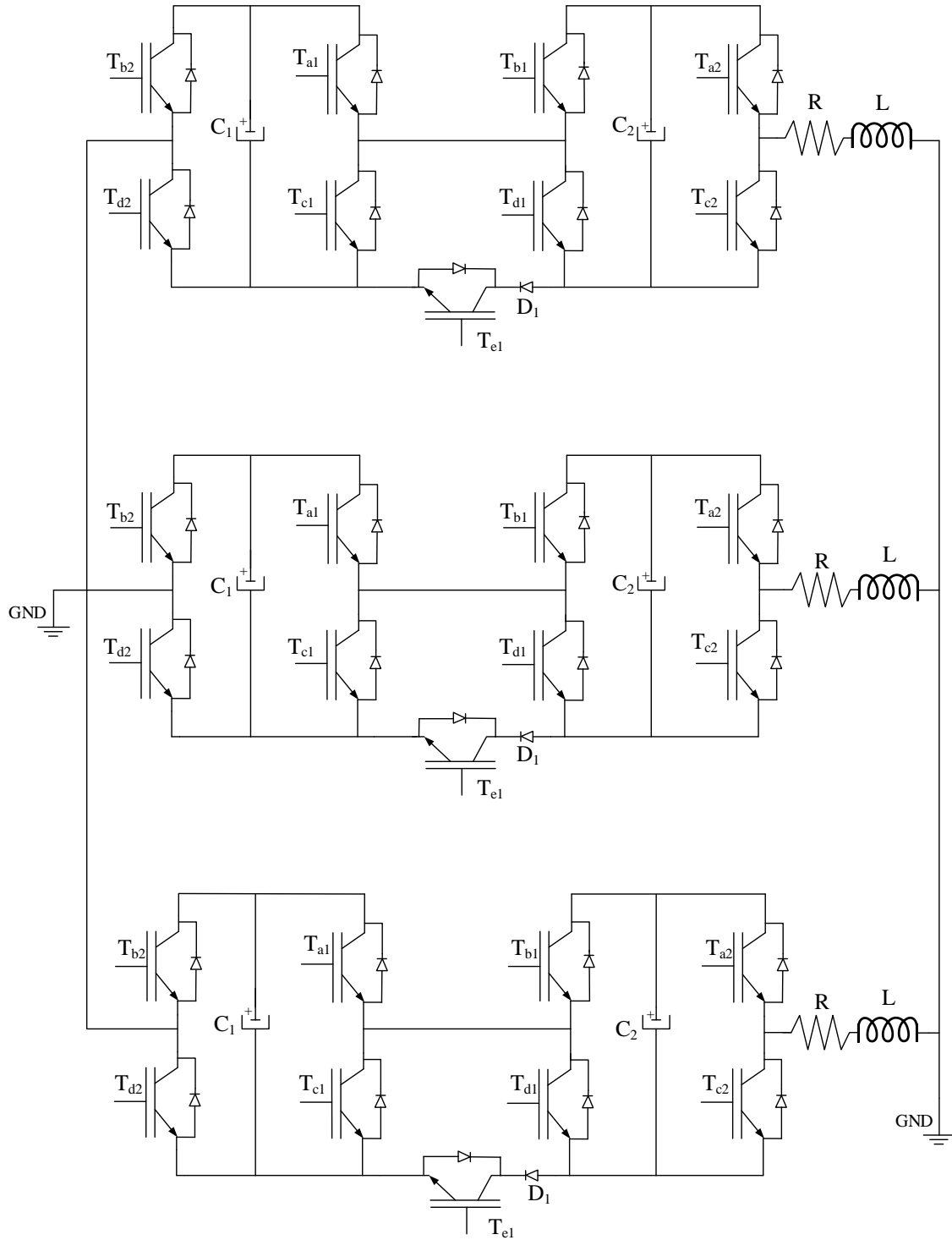


Figura 18: Conversor modular bipolar trifásico do tipo gerador de Marx de 2 estágios com recetor RL

### 3.7 Cálculo do valor do supercondensador.

De seguida apresentam-se os cálculos efetuados para determinar a capacidade do banco de supercondensadores. Considerando o circuito da Figura 11 com 2 estágios a energia do recetor pode ser obtida por,

$$E_{\text{recetor}} = P t \text{ (kWh)} \quad (3.1)$$

Sendo P a potência activa do recetor. A energia armazenada pelo gerador de Marx da Figura. 11 é dada por,

$$E_{GM} = \frac{1}{2} C_M V^2 \text{ (J)} \quad (3.2)$$

Onde  $C_M$  é a capacidade equivalente da série dos bancos de supercondensadores  $C_1$  e  $C_2$  do gerador de Marx e  $V$  representa o somatório das tensões dos bancos de supercondensadores  $C_1$  e  $C_2$ , conforme indicado na Figura 19.

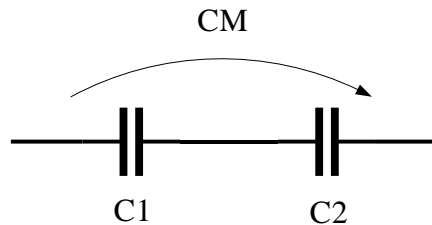


Figura 19: Capacidade equivalente supercondensadores

Considerando  $C_1$  a capacidade equivalente de um banco de supercondensadores, e  $C_M$  a capacidade equivalente da série dos bancos de supercondensadores  $C_1$  e  $C_2$  e considerando as equações (3.1) e (3.2) e resolvendo em ordem a  $C_M$  obtém-se,

$$C_M = \frac{2 P t}{V^2} \quad (3.3)$$

Através da equação (3.3) é possível calcular o valor da capacidade equivalente da série dos bancos de supercondensadores  $C_M$ . Por outro lado, a capacidade equivalente de cada banco de supercondensador  $C_1$  ou  $C_2$  pode ser obtido através da divisão da capacidade equivalente da série dos bancos de supercondensadores  $C_M$ , pelo número de estágios,  $m$ , neste caso por 2.

De seguida apresenta-se o cálculo do número de supercondensadores em cada banco de supercondensadores  $C_1$  ou  $C_2$ . Apresenta-se na Figura 20 uma representação de um banco de supercondensadores  $C_1$  ou  $C_2$  com os supercondensadores em série.

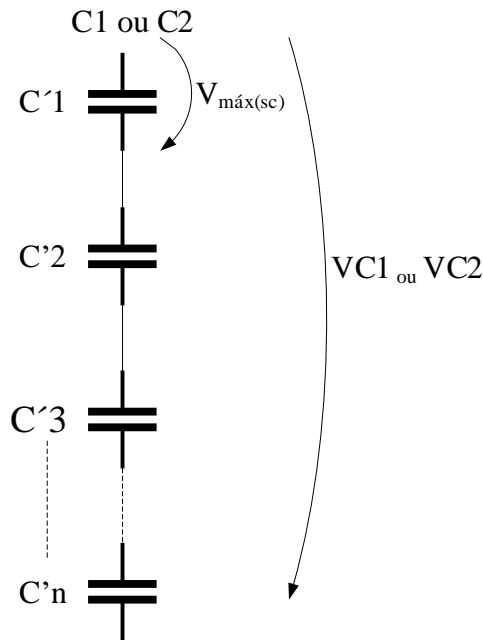


Figura 20: Banco de supercondensadores

Considerando a tensão máxima admissível de cada supercondensador  $V_{máx(sc)}$  e a tensão máxima de cada banco de supercondensadores  $V_{C1}$  ou  $V_{C2}$ , o número de supercondensadores em série de cada banco de supercondensadores pode ser obtida através de

$$N_{(SC \text{ em série})} = \frac{V_{C1}(\text{ou } V_{C2})}{V_{máx(sc)}} \quad (3.4)$$

### 3.8 Controlo de Corrente

Para o controlo da corrente no recetor por facilidade de implementação, utilizou-se a técnica de controlo por modo de deslizamento. [10] Considerou-se a superfície de deslizamento  $S_{smc}(e_{i\alpha\beta}, t)$  variável no tempo e dada pelo erro das correntes  $i_{\alpha\beta}$ , no referencial  $\alpha\beta$ , relativamente às respetivas referências  $i_{\alpha\beta}^*$  de acordo com a equação (3.1).

$$S_{smc}(e_{i\alpha\beta}, t) = i_{\alpha\beta}^* - i_{\alpha\beta} \quad (3.1)$$

Para que o sistema permaneça em modo de deslizamento devem verificar as condições de (3.2), com a condição de estabilidade (3.3).

$$S_{smc}(e_{i\alpha\beta}, t) = 0 \wedge \dot{S}_{smc}(e_{i\alpha\beta}, t) = 0 \quad (3.2)$$

$$S_{smc}(e_{i\alpha\beta}, t) \dot{S}_{smc}(e_{i\alpha\beta}, t) < 0 \quad (3.3)$$

Para garantir as condições de estabilidade (3.3) estabelece-se a lei de comutação (3.4), considerando o sentido positivo das correntes do conversor para a rede. A lei de comutação (3.4) define que quando o valor de superfície de deslizamento (erro da corrente) é maior que o limite  $\varepsilon_i$ , então a derivada da superfície deve ser negativa para diminuir o erro de seguimento das grandezas. Para tal é necessário aumentar o valor da tensão de saída do conversor  $Nivel_{u\alpha\beta}$  no próximo intervalo de comutação  $t + T_s$ . Quando a superfície de deslizamento é menor do que o limite  $-\varepsilon_i$ , então a derivada da superfície deve ser positiva, o que implica diminuir o valor da tensão de saída do conversor no próximo intervalo de comutação. [10]

$$\begin{cases} S_{smc}(e_{i\alpha\beta}, t) > \varepsilon_i \rightarrow \dot{S}_{smc}(e_{i\alpha\beta}, t) < 0 \rightarrow Nivel_{u\alpha\beta}(t + T_s) = Nivel_{u\alpha\beta}(t) + 1 \\ S_{smc}(e_{i\alpha\beta}, t) < -\varepsilon_i \rightarrow \dot{S}_{smc}(e_{i\alpha\beta}, t) > 0 \rightarrow Nivel_{u\alpha\beta}(t + T_s) = Nivel_{u\alpha\beta}(t) - 1 \end{cases} \quad (3.4)$$

Na figura 21 é representado a ilustração do controlo por modo de deslizamento da corrente  $i$  no conversor de cinco níveis. À medida que as margens de erro  $\varepsilon_i$  são ultrapassadas aumenta-se ou diminui-se o nível de tensão de saída de acordo com a lei de comutação (3.4).

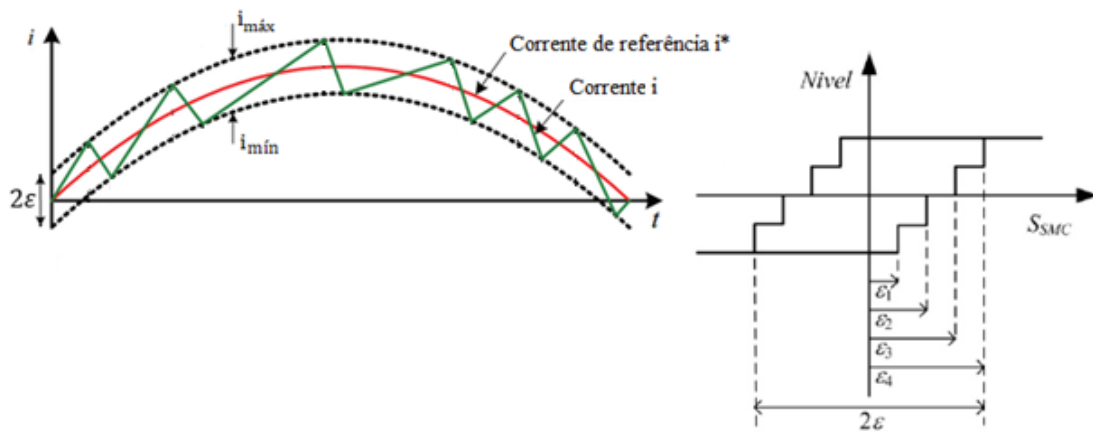


Figura 21: Controlo de corrente por modo de deslizamento

Com este tipo de controlador tem como consequência a frequência de comutação variável.

### 3.9 Taxa de comutação média dos semicondutores

Foi realizado um estudo para contar, num período de comutação o número de vezes que cada semicondutor IGBT comuta de estado. Este contador Figura 22 servirá para verificar quais os semicondutores que estão submetidos a um maior esforço de comutação.

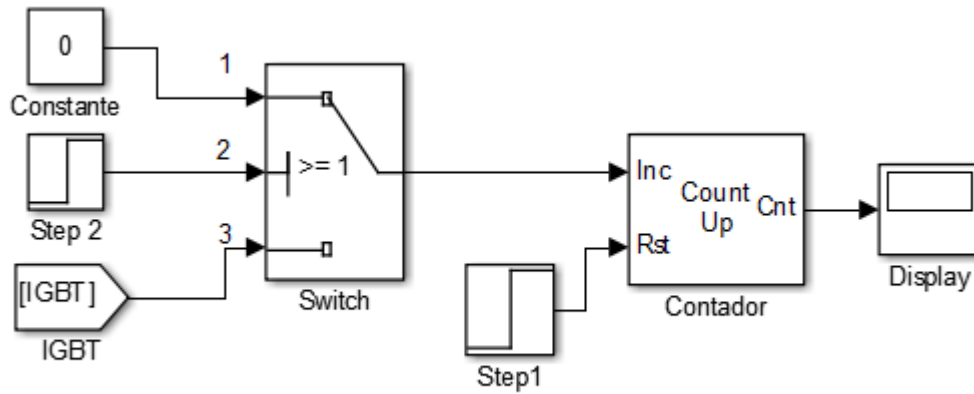


Figura 22: Contador implementado para calculo das comutações dos IGBT's

Funcionamento do contador:

Step1 – É introduzido o valor do tempo inicial ( $T_{inicial}$ ) para o qual queremos que inicie a contagem, pois este valor faz com que o Step1 comute de 0 para 1 fazendo reset ao contador e voltar a contar a partir deste tempo  $T_{inicial}$ .

Step2 – É introduzido o valor do tempo final ( $T_{final}$ ) faz com que o Step2 comute de 0 para 1 e da ordem ao contador para parar a contagem.

O Switch está parametrizado com 3 entradas, na entrada 1 está uma constante neste caso a constante é zero. Na entrada 2 tem uma condição, se a condição ( $Step2 \geq 1$ ) é verdadeira então o contador conta o valor da entrada 1, se não satisfaz o critério conta o valor da entrada 3. Na entrada 3 está o impulso de comutação do IGBT que queremos contar.

No início da simulação o contador começa a contar as comutações do IGBT pois o valor do Step1 é 0 e a condição  $Step1 \geq 1$  é falsa, o contador conta o valor da entrada 3 (valor da comutação do IGBT).

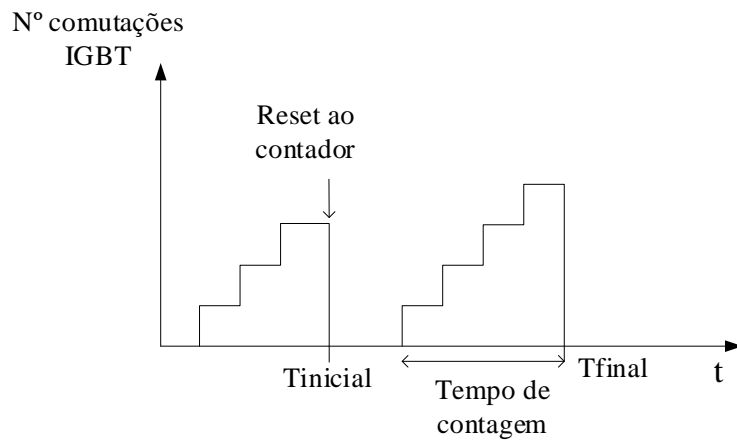


Figura 23: Evolução gráfica do contador

Quando a simulação atinge o tempo inicial ( $T_{inicial}$ ) o Step2 passa do estado 0 ao estado 1 e faz reset ao contador começando a fazer nova contagem.

A simulação atingindo o tempo  $T_{final}$ , o Step2 comuta de 0 para 1 fazendo com que a condição,  $Step2 \geq 1$  seja verdadeira impondo na entrada 1 o valor 0 o que faz com que o contador pare de contar.

## Capítulo 4

### Resultados de Simulação e Experimentais.

**Resumo:** Neste capítulo apresentam-se os resultados de simulação obtidos no estudo do conversor modular do tipo gerador de Marx bipolar e os resultados obtidos através de ensaios experimentais com o objetivo de validar o modelo desenvolvido.

## 4.1 Introdução

Neste capítulo apresentam-se resultados experimentais e de simulação obtidos com o gerador de Marx bipolar com semicondutores, representado na Figura 11. Este gerador é objeto principal de estudo, análise e validação dos aspetos abordados no capítulo 3, em particular no que respeita:

- À capacidade do conversor em seguir uma referência sinusoidal de corrente, num sistema monofásico;
- À mitigação do problema da equalização da tensão entre os condensadores  $C_1$  e  $C_2$  de armazenamento de energia.
- Relativamente ao primeiro ponto, apresentam-se os resultados de simulação obtidos com o gerador da Figura 18, num sistema trifásico.

## 4.2 Implementação experimental

Nesta secção apresenta-se a solução implementada na prática para testar o protótipo laboratorial do circuito da Figura 11. Apresenta-se na Figura 24 um diagrama generalizado do circuito.

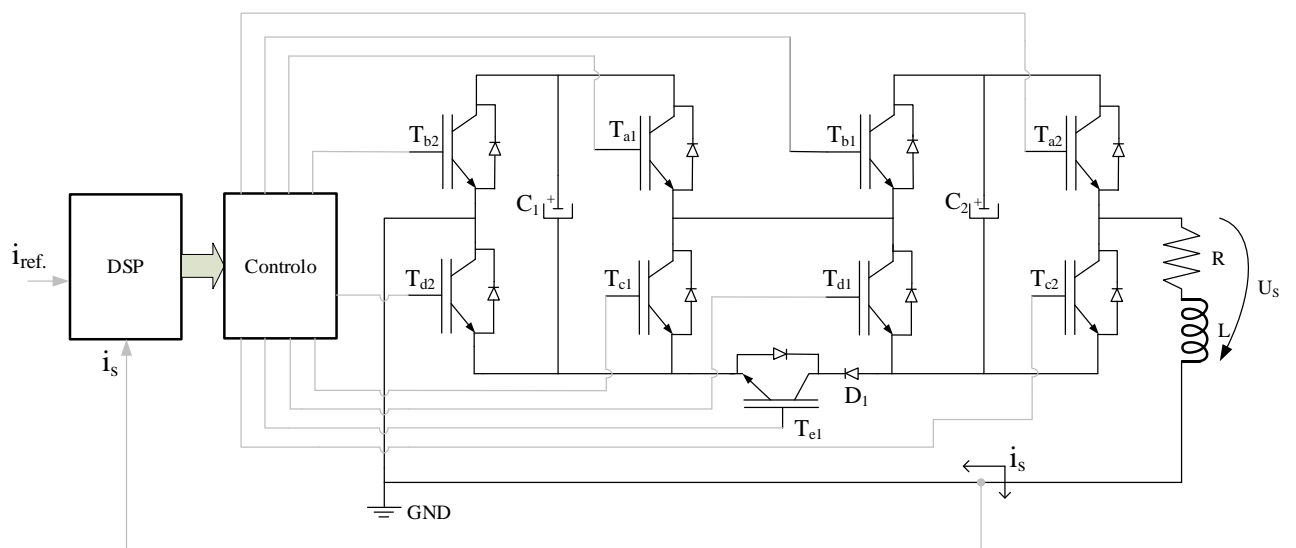


Figura 24: Diagrama generalizado do sistema

O circuito da Figura 11, foi implementado com 2 estágios já existentes, com as seguintes características:

Por dispositivos semicondutores de potência comandados à abertura e ao fecho dos estágios,  $T_{dc}$ ,  $T_{ai}$ ,  $T_{bi}$ ,  $T_{ei}$ ,  $T_{fi}$ , IGBTs SKW15N120 (1200 V e 15 A);

Por dispositivos semicondutores de potência não comandados dos estágios,  $D_{dc}$ ,  $D_{hi}$ , díodos IDB09E120 (1200 V e 9 A);

Os condensadores  $C_i$  de armazenamento de energia utilizados nos estágios com capacidade 4700uF 450V, EPCOS, B43875-A5478-Q;

A fonte  $V_{dc}$  utilizada é de 1 kV, 300 mA da GLASSMAN. A tensão de alimentação utilizada,  $V_{dc}$ , foi de 55 V;

Os sinais de comando dos IGBTs são gerados por DSPACE, localizado na unidade de geração de sinais de comando e são enviados para as unidades de comando de cada estágio por meio de fibra ótica;

Recetor do tipo indutivo com as características, 5  $\Omega$  e 10 mH;

Corrente de referência utilizada, 2 A;

Os resultados de simulação apresentados nas secções seguintes foram obtidos com o programa MATLAB/SIMULINK.

Nas simulações, os IGBT's utilizados estão representados na tabela 7.

Tabela 7: Parâmetros de configuração dos IGBT's

$U_s$	IGBT $T_{a1}$	IGBT $T_{a2}$	IGBT $T_{b1}$	IGBT $T_{b2}$	IGBT $T_{c1}$	IGBT $T_{c2}$	IGBT $T_{d1}$	IGBT $T_{d2}$	IGBT $T_{e1}$
$-2 U_{dc}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0
$-U_{dc}$	0	0	1	0	1	1	0	1	0
0	1	1	1	1	0	0	0	0	0
0 com equalização da tensão	1	1	1	1	0	0	0	0	1
$-U_{dc}$	0	1	0	0	1	0	1	1	0
$2 U_{dc}$	1	1	0	0	0	0	1	1	0

### 4.3 Resultados da Simulação e Ensaio Laboratorial

Para as simulações efetuadas os parâmetros determinantes para avaliação do comportamento do conversor modular do tipo gerador de Marx são os valores de corrente de referência, corrente no recetor e as tensões nos condensadores.

O objetivo destas simulações é verificar que o conversor segue o comportamento da corrente de referência e a influência da compensação entre condensadores.

#### 4.3.1 Gerador de Marx bipolar monofásico

A Figura 25 mostra os resultados obtidos pela simulação e por ensaio experimental, da corrente de referência e da corrente de saída, com recetor do tipo indutivo.

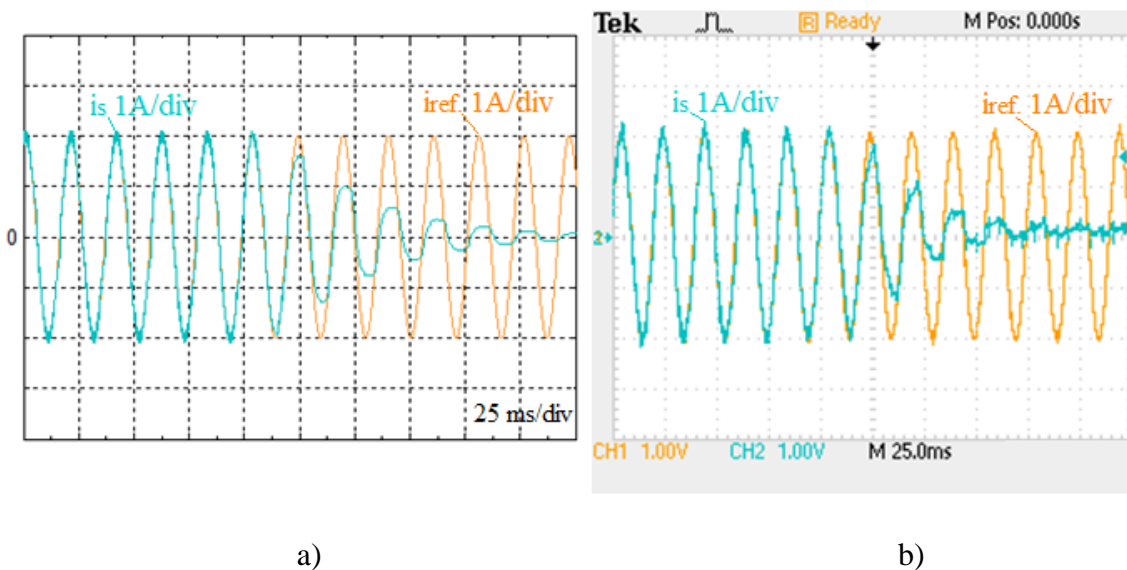


Figura 25: Corrente de referência e corrente no recetor a) Resultado de simulação b) Resultado experimental

De acordo com o descrito no capítulo 3, observa-se na Fig. 25 a) e b) uma corrente de referência com uma amplitude de 2 A e uma corrente no recetor que segue a referência com a mesma amplitude. Observa-se que a partir de um dado momento, a corrente no

recetor não consegue seguir a referência, ou seja, o gerador vai perdendo a capacidade de fornecer energia ao recetor devido à descarga dos condensadores.

Regista-se uma boa concordância entre o resultado de simulação e o resultado experimental da corrente no recetor, apresentados na Figura 25 a) e b) respetivamente.

### 4.3.2 Equalização da tensão simulação monofásico

#### 4.3.2.1 Sem equalização da tensão entre os condensadores $C_1$ e $C_2$

Para esta situação considerou-se a não utilização do IGBT  $T_{c1}$ . Considerou-se ainda a utilização apenas do condensador  $C_2$  para a geração da tensão  $\pm U$ . Para a situação de  $\pm 2U$ , é necessário utilizar ambos os condensadores  $C_1$  e  $C_2$ .

Apresenta-se na Figura 26 os resultados obtidos pela simulação e por ensaio experimental das correntes de referência e do recetor e das tensões nos condensadores  $C_1$  e  $C_2$ , sem equalização da tensão entre os mesmos, com recetor indutivo.

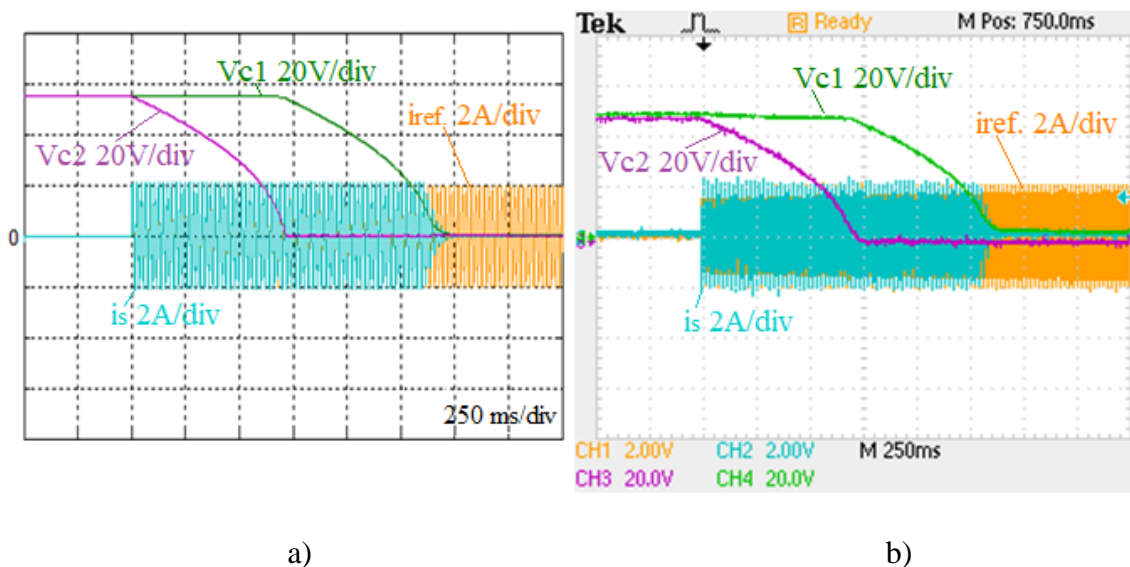


Figura 26: Referência de corrente e corrente no recetor; tensão aos terminais dos condensadores  $C_1$  e  $C_2$  sem equalização de tensão a) Resultado simulação b) Resultado experimental

A Figura 26 a) e b) mostra que os condensadores encontram-se carregados uma tensão aproximada de 55 V, e no momento que se inicia o processo de entrega de energia

ao recetor por parte do gerador, verifica-se que o condensador  $C_1$  só entra no processo após o condensador  $C_2$  se descarregar completamente. Observa-se ainda que a corrente no recetor deixa de seguir a corrente de referência quando o condensador  $C_1$  se descarrega completamente.

#### 4.3.2.2 Com equalização da tensão entre os condensadores $C_1$ e $C_2$

Para esta situação considerou-se a utilização do IGBT  $T_{e1}$  no momento em que se impõe uma tensão nula no recetor, para o equilíbrio das tensões nos condensadores  $C_1$  e  $C_2$ . Considerou-se ainda a utilização apenas do condensador  $C_2$  para a geração da tensão  $\pm U$ .

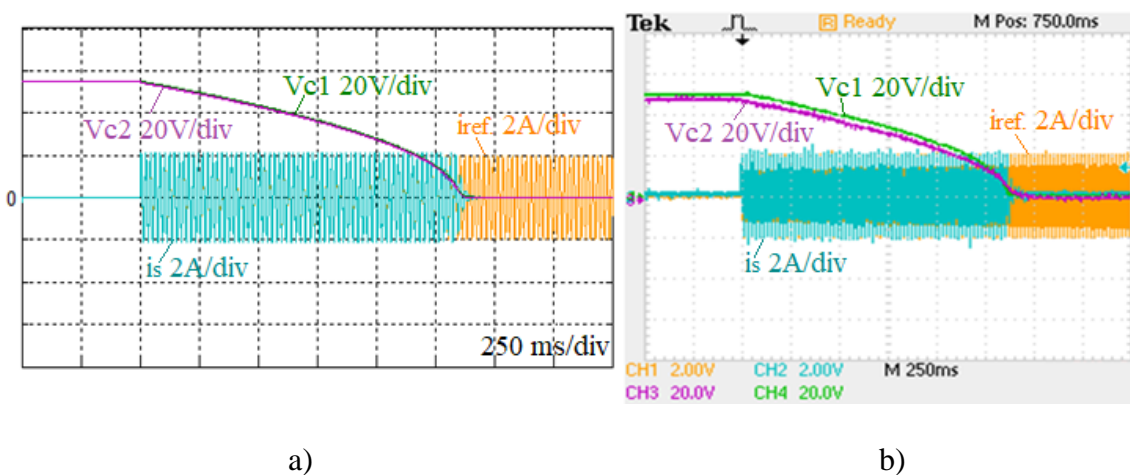


Figura 27: Referência de corrente e corrente no recetor; tensão aos terminais dos condensadores com equalização de tensão a) Resultado simulação b) Resultado experimental

De acordo com os resultados experimentais apresentados na Figura 27 verifica-se que a forma de onda da tensão no condensador  $C_1$  acompanha a forma de onda da tensão do condensador  $C_2$ . Tal é devido ao facto de que no momento em que se impõe uma tensão nula no recetor, o IGBT  $T_{e1}$  é colocado à condução permitindo a equalização da tensão entre os condensadores  $C_1$  e  $C_2$ .

Da comparação entre os resultados de simulação e experimentais da Figura 26 a) e b), pode dizer-se que a evolução da forma de onda das tensões dos condensadores são semelhantes.

### 4.3.3 Gerador de Marx bipolar trifásico

A Figura 28 mostra os resultados obtidos pela simulação, das correntes de referência e das correntes de saída, com recetor do tipo indutivo.

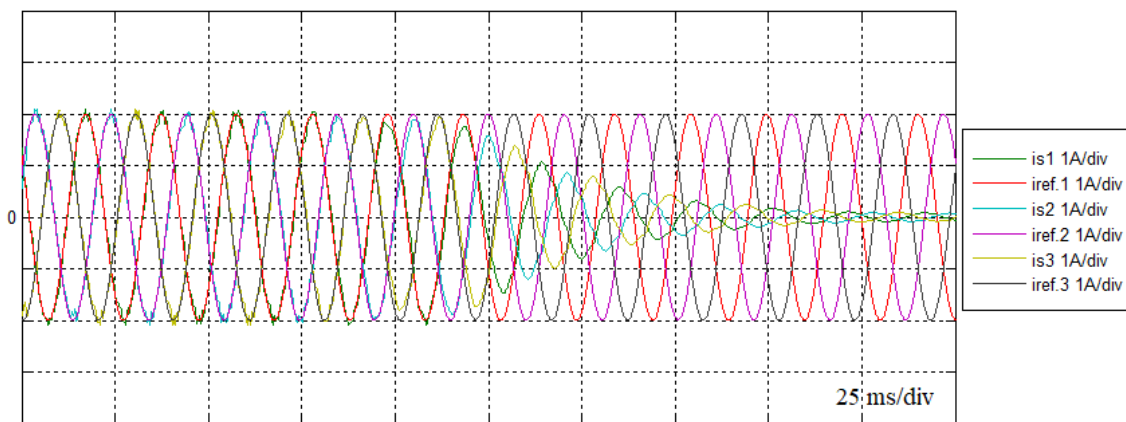


Figura 28: Correntes de referência e correntes no recetor, resultado de simulação

De acordo com a Figura. 28 três correntes de referência uma de cada fase do conversor ( $i_{ref.1}$ ;  $i_{ref.2}$ ;  $i_{ref.3}$ ) com uma amplitude de 2 A e três correntes no recetor, uma para cada fase do conversor ( $i_{s1}$ ;  $i_{s2}$ ;  $i_{s3}$ ), que segue a referência com a mesma amplitude. Observa-se que a partir de um dado momento, as correntes no recetor não conseguem seguir a referência, ou seja, o gerador vai perdendo a capacidade de fornecer energia ao recetor devido à descarga dos condensadores.

### 4.3.4 Equalização da tensão simulação trifásica

#### 4.3.4.1 Sem equalização da tensão entre os condensadores C<sub>1</sub> e C<sub>2</sub>

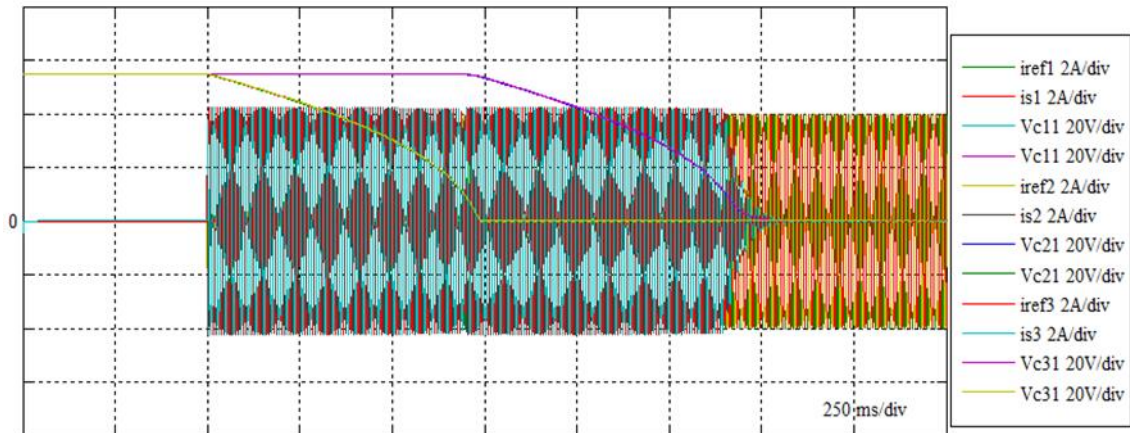


Figura 29: Referência das correntes e correntes no recetor; tensão aos terminais dos condensadores sem equalização de tensão, resultado simulação

A Figura 29 mostra que os condensadores encontram-se carregados com uma tensão aproximada de 55 V, e no momento que se inicia o processo de entrega de energia ao recetor por parte do gerador, verifica-se que os condensadores C<sub>11</sub>, C<sub>21</sub>, C<sub>31</sub> de cada fase do conversor trifásico só entra no processo quando os condensadores C<sub>12</sub>, C<sub>22</sub>, C<sub>32</sub> de cada fase do conversor não conseguem alimentar a carga. Observa-se ainda que as correntes no recetor deixam de seguir as correntes de referência quando os condensadores de cada fase do conversor se descarregam completamente.

#### 4.3.4.2 Com equalização da tensão entre os condensadores $C_1$ e $C_2$

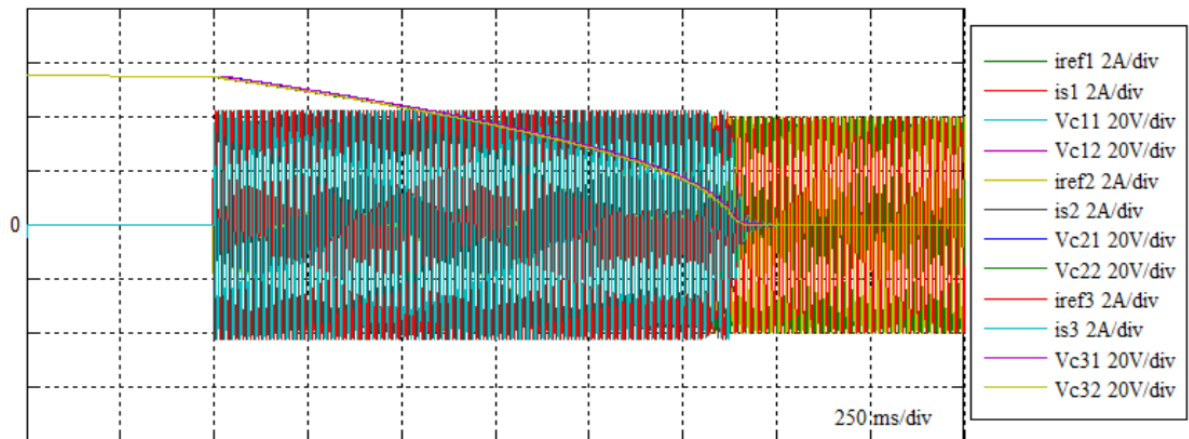


Figura 30: Referência das correntes e correntes no recetor; tensão aos terminais dos condensadores com equalização de tensão, resultado simulação

De acordo com os resultados de simulação apresentados na Figura 30 verifica-se que as formas de onda das tensões nos condensador  $C_{11}$ ,  $C_{21}$ ,  $C_{31}$  de cada fase do conversor acompanham a forma de onda da tensão dos condensadores  $C_{12}$ ,  $C_{22}$ ,  $C_{32}$  de cada fase correspondente do conversor. Tal é devido ao facto de que no momento em que se impõe uma tensão nula no recetor, o IGBT  $T_{e1}$  de cada fase do conversor é colocado à condução permitindo a equalização da tensão entre os condensadores de cada fase do conversor.

### 4.3.5 Resultados da taxa média de comutação dos IGBT's

Na Tabela 8 está representado a contagem média de comutação dos semicondutores num período, para as simulações com equalização de tensão através do nível 0 e sem equalização de tensão.

Tabela 8: Taxa média de comutação dos IGBT's

<b>Simulação</b>	<b>IGBT T<sub>a1</sub></b>	<b>IGBT T<sub>a2</sub></b>	<b>IGBT T<sub>b1</sub></b>	<b>IGBT T<sub>b2</sub></b>	<b>IGBT T<sub>c1</sub></b>	<b>IGBT T<sub>c2</sub></b>	<b>IGBT T<sub>d1</sub></b>	<b>IGBT T<sub>d2</sub></b>	<b>IGBT T<sub>e1</sub></b>
Com equalização de tensão	113	57	57	113	112	56	56	112	113
Sem equalização de tensão	105	53	53	105	104	52	52	104	0

Através dos resultados obtidos podemos verificar que os IGBT's que têm uma maior taxa de comutação independentemente de a simulação ser com ou sem equalização de tensão são os IGBT's T<sub>a1</sub>, T<sub>b2</sub>, T<sub>c1</sub> e T<sub>d2</sub> isto porque são os IGBT's mais utilizados entre níveis. O IGBT T<sub>e1</sub> como é de esperar na simulação com equalização também tem uma taxa de comutação elevada pois é através dele que o circuito consegue equilibrar a carga dos condensadores.

A frequência de comutação média é de 50 kHz.

## **Capítulo 5**

### **Conclusões**

**Resumo:** Neste capítulo apresentam-se as conclusões gerais desta dissertação e as perspectivas de trabalho que possam ser desenvolvidos no futuro.

## 5.1 Conclusões Gerais

Neste trabalho o principal objetivo foi desenvolver e implementar um conversor com viabilidade funcional que pode ser aplicado numa UPS interativa e mitigar o problema de equalização de tensão nos supercondensadores.

Através do estudo do gerador de Marx bipolar, desenvolveu-se o modelo de simulação numérica do conversor modular do tipo gerador de Marx bipolar com semicondutores de potência, A topologia estudada é baseada em cinco dispositivos semicondutores de potência por estágio, e permite gerar cinco níveis diferentes de tensão de saída.

Realizou-se a dimensionamento, modelação e simulação dos elementos do conversor usando o Matlab/Simlink. O sistema de controlo desenvolvido permite escolher os níveis de tensão desejados na saída e o controlo de corrente é realizado através de um controlador por modo de deslizamento, implementado com comparadores histeréticos. Este controlador, compara as correntes efetivas no recetor com as correntes de referência produzindo os sinais de comando dos DSP.

Comparando os resultados obtidos na simulação com os resultados experimentais podemos concluir que o conversor consegue seguir a referência e, através da estratégia de equilíbrio, equilibrar as tensões nos condensadores. Com a utilização do semicondutor  $T_{e1}$  no nível zero conseguimos realizar o equilíbrio de tensão nos condensadores.

Numa análise geral podemos concluir que os objetivos foram alcançados pois o conversor implementado cumpre com os objetivos traçados inicialmente.

## 5.2 Trabalhos Futuros

No sentido de existir uma evolução futura do trabalho sugerem-se as seguintes propostas de trabalho:

- Ensaiai em modo de simulação e experimentalmente o conversor com diferentes tipos de recetor;
- Implementar um sistema de controlo que permita utilizar as combinações redundantes (para a geração de uma dada tensão) para o equilíbrio da tensão entre os condensadores;
- Aumentar o nível de estágios e verificar a equalização de tensão entre condensadores;
- Estudar a qualidade da forma de onda da tensão entregue ao recetor com 5 níveis (2 estágios Marx bipolar) ou 7 níveis (3 estágios Marx bipolar).

## Bibliografia

- [1] Yogi-Goswami D, “Handbook of energy efficiency and renewable energy”, Boca Raton: Taylor & Francis, 2007.
- [2] Gambôa, P.; Pinto, S.; Silva, J.; Margato, E. (2009), “*Predictive Optimal Matrix Converter Control for a Dynamic Voltage Restorer with Flywheel Energy Storage*”, IECON09-35<sup>th</sup> Annual Conference of IEEE, Porto, Portugal, 3-5 November 2009
- [3] Baker R. H. and Bannister L. H., “Electric power converter”, U.S. Patent 3867643, Feb. 1975
- [4] Nabae A., Takahashi I., and Akagi H., “A new-neutral-pointclamped PWM inverter”, IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA-17, no. 5, pp. 518-523, Sep./Oct., 1981.
- [5] Rodríguez J., Lai J. S., Peng F. Z., “Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 49, no. 4, pp. 724–738, Aug. 2002.
- [6] Rocha, L.; Silva, J. Fernando; Redondo, L.; “Seven Levels Unipolar/Bipolar Pulsed Power Generator”, Plasma Science, IEEE Transactions on, vol.44, no.10, pp. 2060- 2064, October 2016, DOI: 10.1109/TPS.2016.2519269.
- [7] Leopoldo F., Rodríguez J., Leon J., Kouro S., Portillo R. and Prats M., “The age of multilevel converters arrives”, IEEE Ind. Electron. Magazine, vol. 2, no. 2, pp. 28–39, Jun. 2008.

- [8] L. M. Redondo; H. Canacsinh; J. Fernando Silva: “Generalized Solid-state Marx Modulator Topology”, in IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 16, No. 4, 2009, pp. 1037-1042.
- [9] H. Canacsinh; L. M. Redondo; J. Fernando Silva: “PWM Voltage Droop Compensation for Bipolar Solid-State Marx Generator Topologies”, in IEEE Transaction on Plasma Science, 2017, Vol. 45, Issue: 6, June 2017, pp. 975-980.
- [10] Chaves M., “Conversão Multinível em Sistemas de energia eléctrica” Tese de Doutoramento em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, Instituto Superior Técnico, 2014
- [11] Rodrigues P., “Estrutura de um conversor multinível para aplicação em qualidade de energia eléctrica” Tese de Mestrado em Engenharia eletrotécnica e de Computadores, Instituto Superior Técnico, Outubro 2011.
- [12] Plyusnin V., “Conversores Multinível Modulares para um Sistema de Transmissão de Corrente Contínua a Alta Tensão para Parques Eólicos Marinhos” Tese de Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, Instituto Superior Técnico, Abril 2014.
- [13] Canacsinh H., “Modulador Pulsado de Alta Tensão Bipolar Baseado em Semicondutores de Potência, Análise e Otimização do Funcionamento” Tese de Doutoramento em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, Instituto Superior Técnico, 2015.

- [14] Pereira G., “Projectar, Simular e Implementar um Inversor Multinível” Tese de Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores Major de Automação, Universidade do Porto, Junho de 2008
- [15] Jordão J., “Conversor Multinível Modular para Transmissão Bidirecional HVDC” Tese de Mestrado em Engenharia eletrotécnica e de Computadores, Instituto Superior Técnico, Novembro 2015.

## Anexos

### Anexo A – Simulação numérica da implementação do circuito em monofásico

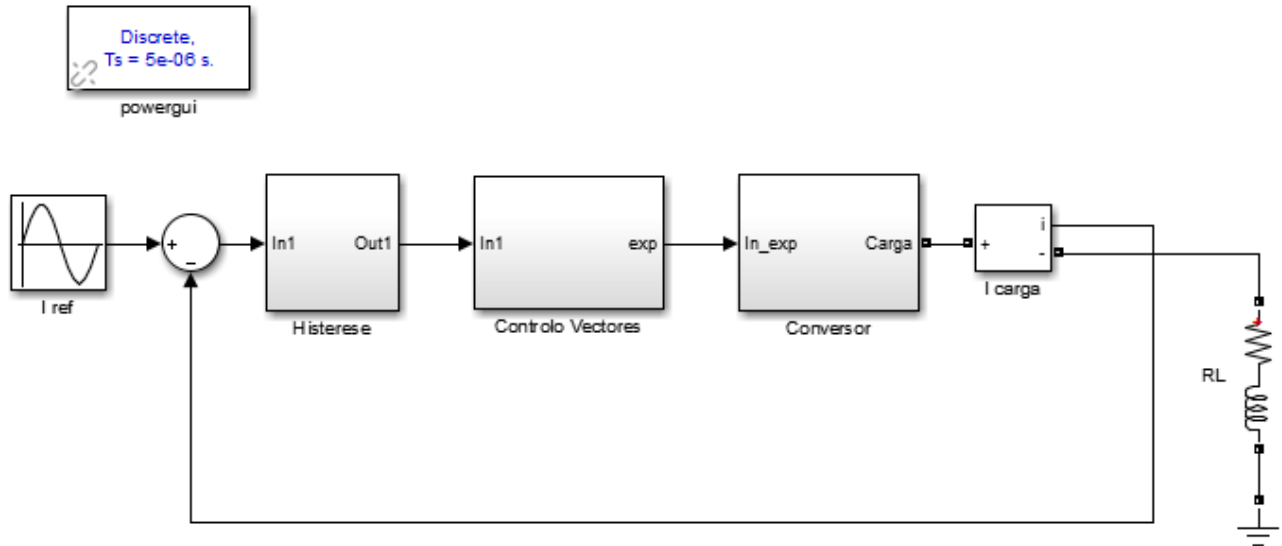


Figura 31: Simulação numérica circuito em monofásico

### Anexo B – Histerese

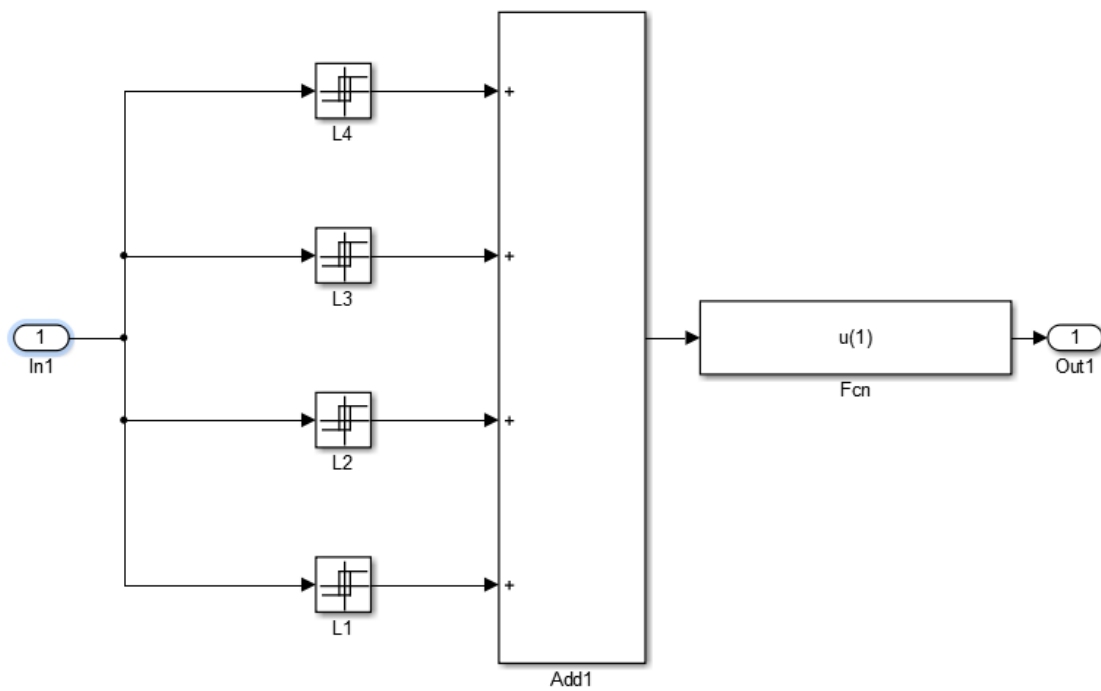


Figura 32: Histerese

## Anexo C – Control de Vectores

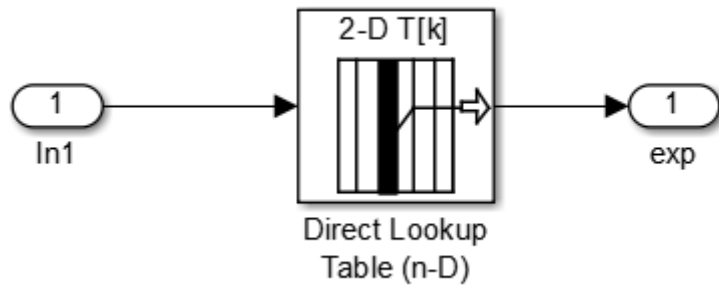


Figura 33: Control de Vectores

## Anexo D – Conversor monofásico

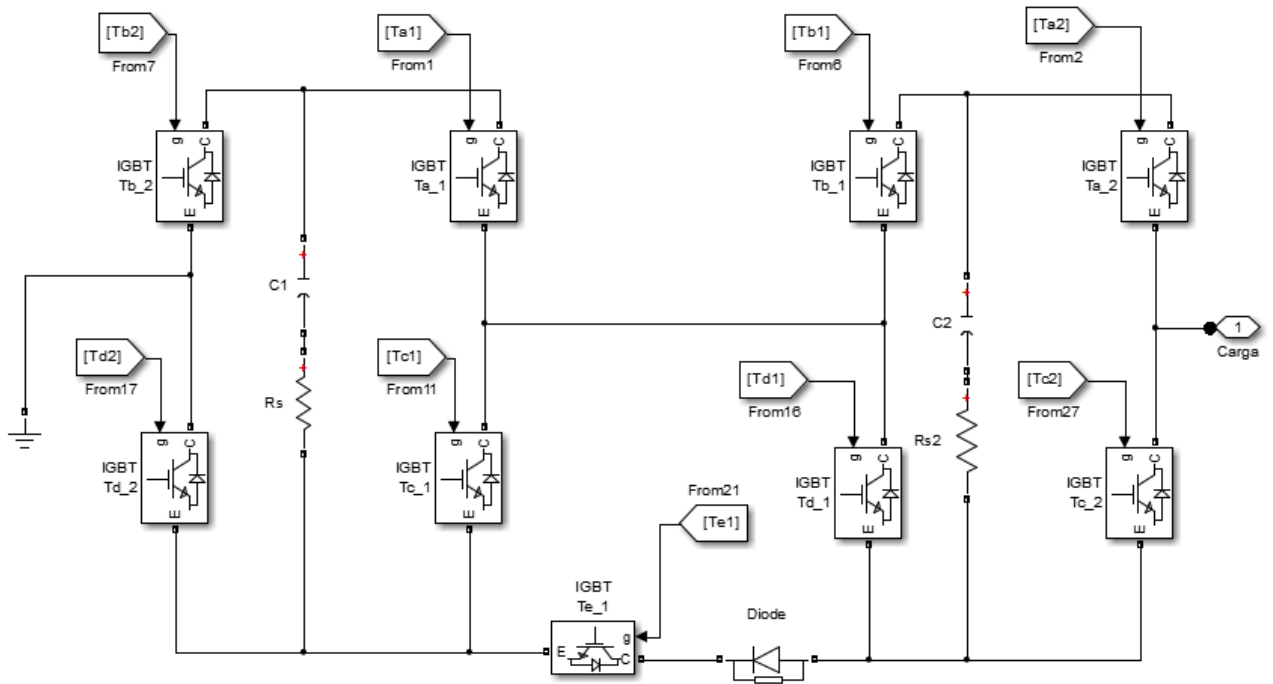


Figura 34: Conversor monofásico

## Anexo E – Código dos parâmetros da simulação

```
clear; clc;
%tempo para contar a mudança de estados dos IGBTs 1 periodo
P1=0.90;
P2=0.92;

%Histerese
par=1;

%controle de vetores

% com equalização de tensão através do nível 0 utilizando o IGBT Tel

    %Ta1 Ta2 Tb1 Tb2 Tc1 Tc2 Td1 Td2 Tel
INV0=[0 0 1 1 1 1 0 0 0]; % -2u
INV1=[0 0 1 0 1 1 0 1 0]; % -u pelo c2
INV2=[1 1 1 1 0 0 0 0 1]; % 0
INV3=[0 1 0 0 1 0 1 1 0]; % u pelo c2
INV4=[1 1 0 0 0 0 1 1 0]; % 2u

%controle de vetores sem Equalização de tensão.

    %Ta1 Ta2 Tb1 Tb2 Tc1 Tc2 Td1 Td2 Tel
% INV0=[0 0 1 1 1 1 0 0 0]; % -2u
% INV1=[0 0 1 0 1 1 0 1 0]; % -u
% INV2=[1 1 1 1 0 0 0 0 0]; % 0
% INV3=[0 1 0 0 1 0 1 1 0]; % u
% INV4=[1 1 0 0 0 0 1 1 0]; % 2u

INV3ph4leg=cat (1, INV0, INV1, INV2, INV3, INV4) ;

%IGBTs
RonIGBT=1e-3;
LonIGBT=0;
RsIGBT=100000;
CsIGBT=inf;

%Diodes
RonDIODE=1e-3;
LonDIODE=0;
VfDIODE=0.8;
RsDIODE=500;
CsDIODE=250e-9;

%Condensador
Cinicial=55;
C1=4.7e-3;
Rs=20e-3;

%Recetor
R0=5;
L0=10e-3;
```

```
%Amplitude
A=2;
```

## Anexo F - Simulação numérica da implementação do circuito em trifásico

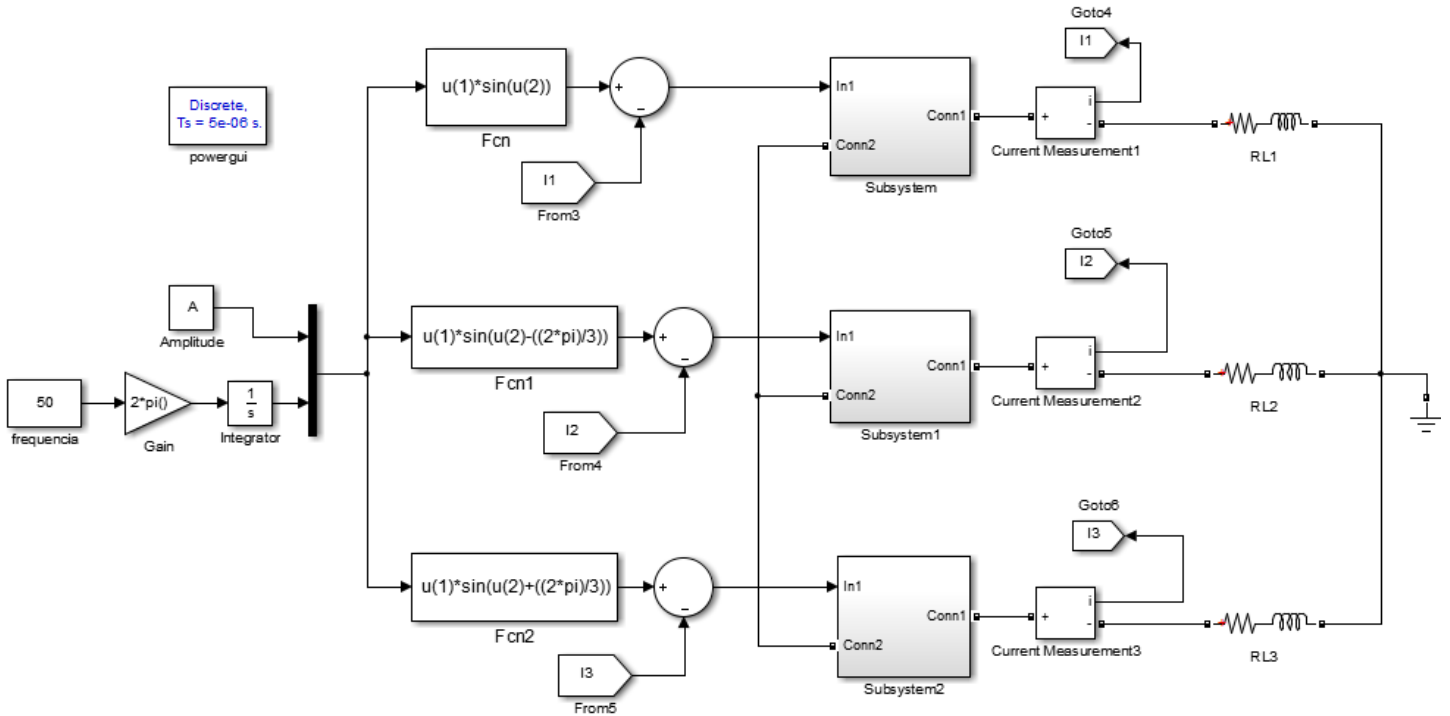


Figura 35: Simulação numérica circuito em trifásico

Os subsistemas do circuito não são apresentados pois são iguais à simulação em monofásico, ou seja, cada subsistema é um circuito monofásico.