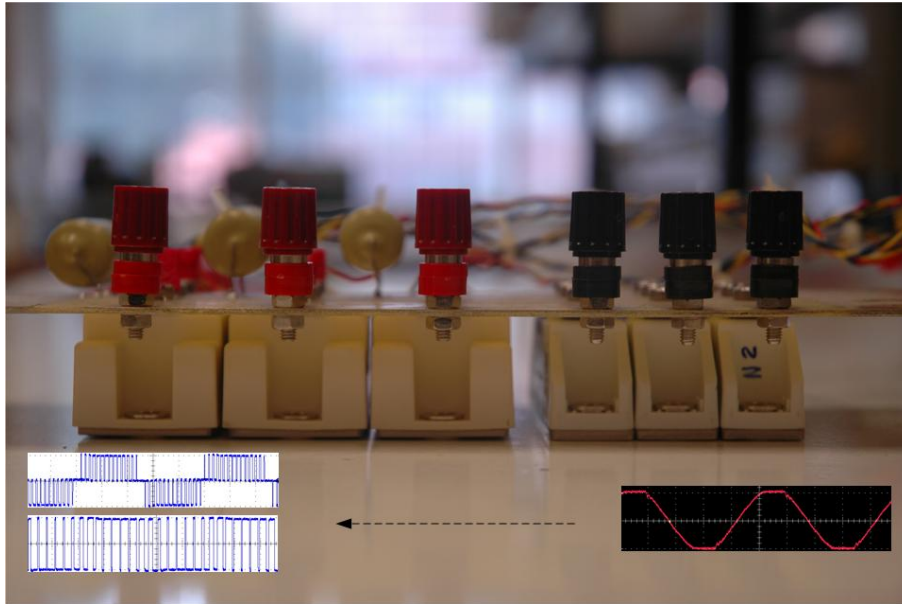




INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA

Área Departamental de Engenharia de Sistemas de Potência e Automação



Compatibilidade Electromagnética – Perturbações injectadas na rede eléctrica por onduladores de tensão

MÁRCIO LISANDRO DA COSTA PRATA

(Licenciado)

Trabalho Final de Mestrado para obtenção do grau de Mestre em Engenharia
Electrotécnica – ramo de Automação e Electrónica Industrial

Orientadores:

Prof. Elmano da Fonseca Margato
Engº Miguel Cabral Ferreira Chaves

Júri:

Presidente: Prof. Vasco Emanuel Anjos Soares
Vogais:

Prof. Elmano da Fonseca Margato
Prof. Fernando Manuel Duarte Oliveira Nunes
Engº Miguel Cabral Ferreira Chaves

Setembro de 2012

Aos meus pais

Agradecimentos

Após uma caminhada árdua, eis o fruto de suor, conhecimento e dedicação. Este trabalho é individual mas com espírito colectivo, pois nunca estive sozinho.

Em primeiro lugar, agradeço aos meus pais e aos meus irmãos pelo incentivo e apoio incondicional durante todo o percurso da minha vida

Aos meus orientadores, Prof. Elmano Margato e Eng^o Miguel Chaves, pela disponibilidade, pelos conhecimentos, pelos conselhos transmitidos e pelo apoio fornecido neste trabalho.

Ao Eng^o Eusébio por todo apoio.

Ao ISEL, professores e colegas que proporcionaram o desenvolvimento do meu conhecimento e curiosidade sobre o mundo científico.

À Andrea, minha paixão, pela ajuda, pelo incentivo e pelo suporte proporcionado ao longo do desenvolvimento deste trabalho.

Aos meus amigos, familiares, colegas, professores e ao Ministério dos Petróleos de Angola que contribuíram directa ou indirectamente neste trabalho a nível intelectual, emocional e material.

Resumo

O desenvolvimento verificado nos semicondutores de potência permitiu uma revolução no processamento de energia eléctrica e com ele surgiram novos problemas relacionado com a qualidade de energia eléctrica. A produção a baixo custo dos semicondutores permitiu a massificação e disseminação de conversores estáticos de potência nas áreas industrial e residencial.

Ao longo do tempo, têm vindo a aparecer sistemas e equipamentos electrónicos com o propósito de dar resposta às novas necessidades de processamento de energia eléctrica. Os inversores de tensão, conversores DC/AC, passaram a ser de utilização corrente. Uma vez que estes possuem comportamento não-lineares, são fontes de ruído e “lixo” harmónico, levantam problemas do ponto de vista da Compatibilidade Electromagnética (EMC).

A Comissão Electrotécnica Internacional (IEC) debruça-se sobre estes fenómenos, desde 1906, sendo já normalização em vigor de maneira a atenuar o efeito da injeção de harmónicas de corrente na rede eléctrica. Alguma da normalização do IEC é desenvolvida em conjunto com a Organização Internacional de Normalização (ISO). Na Europa, o organismo responsável pela normalização electrotécnica é o Comité Europeu para a Normalização Electrotécnica (CENELEC). Em Portugal, a normalização está a cargo do Instituto Português de Qualidade (IPQ) e existem três tipos de normas:

- Normas estritamente portuguesas (NP)
- Normas que resultam da adopção de normas europeias (NP EN)
- Normas que resultam da adopção de uma norma europeia, por sua vez, resultante da adopção de uma norma internacional (NP EN ISO)

Neste trabalho é apresentado um estudo teórico e experimental relativo à geração e injeção na rede eléctrica de harmónicas de corrente por onduladores de tensão. Tendo em vista a comparação experimental e a medição de injeção harmónica de correntes na rede, foi projectado e construído um ondulator de tensão trifásico e uma rede estabilizadora de impedância de linha. Os estudos debruçam-se sobre o comportamento do ondulator de tensão monofásico, para o qual foram apenas utilizados dois braços do ondulator. Para além do estudo das harmónicas de corrente de baixa frequência, reguladas pela normalização nacional, foram apenas feitos estudos relativos à medida das perturbações de modo comum e modo diferencial propagadas por condução na gama das frequências mais elevadas.

Palavras-chave: Compatibilidade Electromagnética (EMC), Onduladores de tensão, Harmónicas, Interferências Electromagnéticas (EMI),

Abstract

The development occurred in the power semiconductor allowed a revolution in processing power, with it came new problems related to power quality. The low-cost production of semiconductors allowed the massification and dissemination of static power converters in industrial and residential areas.

Over time, appear systems and electronic equipment in order to meet the new needs of processing power. The voltage inverters, converters DC/AC, are now in common use. Once these have nonlinear behavior, are sources of noise and "junk" harmonic, make appear problems in terms of Electromagnetic Compatibility (EMC).

The International Electrotechnical Commission (IEC) focuses on these phenomena, since 1906, having already standards in place in order to mitigate the effect of harmonic current injection into the power grid. Some of the IEC standardization is developed with the International Organization for Standardization (ISO). In Europe, the organism responsible for electrotechnical standardization is the European Committee for Electrotechnical Standardization (CENELEC). In Portugal, the normalization is in charge of the Portuguese Institute for Quality (IPQ) and there are three types of rules:

- Standards strictly portuguese (NP)
- Standards from the adoption of the european standards (NP EN)
- Standards from the adoption of a european standard, in turn, resulting from the adoption of an international standard (NP EN ISO)

This work shows a theoretical and experimental study on the generation and injection of current harmonics into the power network by voltage inverters. In view of the experimental comparison and measurement of injection of harmonic currents in the network, has been designed and built a three-phase voltage inverter and a line impedance stabilizing network. Studies focuses over the behavior of the single phase voltage inverter, for which were used only two arms of the voltage inverter. In addition to the study of harmonics of low frequency current, regulated by national standards, were only made studies on disturbance of common mode and differential mode propagated by conduction in the range of higher frequencies.

Keywords: Electromagnetic Compatibility (EMC), Voltage inverters, Harmonics, Electromagnetic Interference (EMI), International Electrotechnical Commission (IEC)

Índice

1.	Introdução	1
1.1	Objetivos	1
1.2	Organização da tese	2
2.	Compatibilidade Electromagnética.....	3
2.1	Enquadramento.....	3
2.2	Interferências Electromagnéticas.....	5
2.3	Harmónicas	7
3.	Representação temporal e na frequência das perturbações	10
3.1	Enquadramento.....	10
3.2	Ondas periódicas	10
3.3	Série exponencial complexa de Fourier	12
3.3.1	Representação do coeficiente de expansão harmónica da série exponencial complexa de Fourier	13
3.3.2	Representação espectral unilateral	14
3.3.3	Algumas propriedades da série exponencial complexa de Fourier.....	15
3.4	Modulação PWM monofásico com comando bipolar do tipo triangular-sinusoidal síncrono	21
3.4.1	Obtenção dos tempos	21
3.4.2	Espectro de amplitude de uma onda de tensão gerada por ondulator monofásico.....	24
4.	Ondulador de tensão	29
4.1	Enquadramento.....	29
4.2	Modulação.....	30
4.3	Técnica de comando PWM.....	31
4.3.1	Introdução	31
4.3.2	Comando bipolar	35
4.3.3	Comando unipolar	43
5.	Aplicação experimental	52

5.1	Enquadramento.....	52
5.2	Circuito de potência.....	54
5.3	LISN – Rede estabilizadora de impedância de linha	57
5.4	Sistema de comando	61
5.4.1	DSP – Matlab/Simulink	61
5.4.2	Circuito de comando.....	63
6.	Análise de resultados	68
6.1	Enquadramento.....	68
6.2	Comando bipolar	70
6.3	Comando unipolar	74
6.4	Comando unipolar com diferentes níveis de tensão	78
7.	Conclusões	85
7.1	Conclusões finais.....	85
7.2	Trabalhos futuros.....	85
8.	Bibliografia	86
	Anexos	1
	Anexo 1 - Tabela de correspondência do DSP	1
	Anexo 2 - Placas de circuito impresso	1

Índice de figuras

Figura 2-1 - Demonstração da 1ª e da 3ª harmónica	7
Figura 2-2 - Demonstração da 1ª, 3ª e 5ª harmónica.....	7
Figura 3-1 - Translação de uma função no tempo	16
Figura 3-2 - Translação no tempo da função seno	16
Figura 3-3 - Área de um impulso unitário	17
Figura 3-4 - Impulso unitário	18
Figura 3-5 - Trem de impulsos unitários	19
Figura 3-6 - Trem de impulsos unitários com translação	19
Figura 3-7 – Discretização $u_{0d} *$ da modulante $u_0 *$ e tempos importantes para o cálculo do ângulo de comando.....	21
Figura 3-8 - Componente trapezoidal alternada u_{0Pk} , correspondente ao impulso positivo genérico k <i>k ímpar</i>	23
Figura 3-9 - Componente trapezoidal alternada u_{0Nk} , correspondente ao impulso negativo genérico k (<i>k par</i>)	24
Figura 3-10 - 1ª Derivada da componente trapezoidal alternada, correspondente ao impulso positivo genérico k (<i>k ímpar</i>)	25
Figura 3-11 - 2ª Derivada da componente trapezoidal alternada, correspondente ao impulso positivo genérico k (<i>k ímpar</i>)	25
Figura 3-12 - Espectro de amplitude teórico da tensão na carga de um ondulador monofásico PWM com comando bipolar	28
Figura 4-1 - Ondulador de tensão monofásico	31
Figura 4-2 - Tensão de saída u_0 com PWM bipolar $ma = 0,8$	33
Figura 4-3 – Tensão de saída u_0 com PWM unipolar $ma = 0,8$	33
Figura 4-4 - Tensões no inversor u_1, u_2, u_0 com $ma = 0,8$ $mf = 15$	34
Figura 4-5 - Diagrama teórico para comando bipolar	36
Figura 4-6 - Sinais de comando, portadora e modulante com PWM bipolar $ma = 0,8$ $mf = 15$	36
Figura 4-7 - Representação simulada da lógica do comando para PWM bipolar $ma = 0,8$ $mf = 15$	37
Figura 4-8 - Representação teórica da lógica de comutação dos IGBTs relativamente aos sinais de comando	37
Figura 4-9 - Representação teórica dos tempos mortos do circuito experimental	38
Figura 4-10 – Tensões de comando ug_{1top} e ug_{1bot} do módulo de disparo de IGBTs no 1º braço com PWM bipolar.....	38

Figura 4-11 - Tensão na carga u0 com PWM bipolar ma = 0,8 mf = 15	39
Figura 4-12 - Corrente na carga i0 com PWM bipolar ma = 0,8 mf = 15	39
Figura 4-13 - Tensões na carga u0 e na resistência ur com PWM bipolar ma = 0,8 mf = 15	40
Figura 4-14 - Pormenor da tensão na resistência ur relativamente à tensão na carga u0 para PWM bipolar, 20Vdiv, 400µsdiv	41
Figura 4-15 - Circulação da corrente na carga i0 nas diferentes etapas da tensão com PWM bipolar	41
Figura 4-16 - Corrente do barramento DC idc com PWM bipolar ma = 0,8 mf = 15	42
Figura 4-17 - Corrente a entrada do sistema ilisn com PWM bipolar ma = 0,8 mf = 15	43
Figura 4-18 - Representação simulada da lógica do comando de um período para PWM unipolar ma = 0,8 mf = 15, 10Vdiv, 2msdiv	44
Figura 4-19 - Diagrama teórico para comando unipolar	45
Figura 4-20 - Representação simulada da lógica do comando para PWM unipolar ma = 0,8 mf = 15	45
Figura 4-21 - Representação teórica da lógica do comando para PWM unipolar ma = 0,8 mf = 15	46
Figura 4-22 - Tensões de comando ug1top e ug1bot do módulo de disparo de IGBTs no 1º braço com PWM unipolar	47
Figura 4-23 - Tensões na carga u0 com PWM unipolar ma = 0,8 mf = 15	47
Figura 4-24 - Corrente na carga i0 com PWM unipolar ma = 0,8 mf = 15	48
Figura 4-25 - Tensões na carga u0 e na resistência ur com PWM unipolar ma = 0,8 mf = 15	48
Figura 4-26 - Pormenor da tensão na resistência ur relativamente à tensão na carga u0 com PWM unipolar ma = 0,8 mf = 15	49
Figura 4-27 - Circulação da corrente na carga i0 com PWM unipolar, sem desfasagem	50
Figura 4-28 - Circulação da corrente na carga i0 com PWM unipolar, com desfasagem	50
Figura 4-29 - Corrente do barramento DC idc com PWM unipolar ma = 0,8 mf = 15	51
Figura 4-30 - Corrente a entrada do sistema ilisn com PWM unipolar ma = 0,8 mf = 15	51
Figura 5-1 - Foto com LISN, circuitos de potência e comando	54
Figura 5-2 - Circuito de potência	54
Figura 5-3 - Foto do circuito de potência, perspectiva superior	55

Figura 5-4 - Foto do circuito de potência, perspectiva frontal.....	56
Figura 5-5 - Foto do circuito de potência, perspectiva traseira	56
Figura 5-6 - Circuito monofásico com carga.....	57
Figura 5-7 - Circuito teórico do LISN.....	58
Figura 5-8 - Foto do LISN.....	58
Figura 5-9 - Malha de leitura do LISN.....	59
Figura 5-10 - Formato e dimensões dos toróides das indutâncias do LISN	60
Figura 5-11 - Sistema do Matlab/Simulink	62
Figura 5-12 - Aparência do sistema de comando no DSP.....	62
Figura 5-13 - Foto das ligações do DSP.....	63
Figura 5-14 - Foto do circuito de comando	63
Figura 5-15 - Foto do acoplador óptico e do módulo de disparo de IGBTs	64
Figura 5-16 - Circuito teórico do acoplador óptico.....	65
Figura 5-17 - Circuito teórico do módulo de disparo.....	67
Figura 6-1 - Circuito monofásico simplificado com grandezas.....	68
Figura 6-2 - Tensão na carga u_0 e seu espectro com PWM bipolar $ma = 0,8$ $mf = 15$	70
Figura 6-3 - Corrente na carga i_0 e seu espectro com PWM bipolar $ma = 0,8$ $mf = 15$	71
Figura 6-4 - Corrente de modo comum à entrada do sistema imc e seu espectro com PWM bipolar $ma = 0,8$ $mf = 15, 5mAdiv, 40msdiv$	71
Figura 6-5 - Corrente de modo diferencial à entrada do sistema imd e seu espectro com PWM bipolar $ma = 0,8$ $mf = 15, 500mAdiv, 40msdiv$	72
Figura 6-6 - Corrente a entrada do sistema $ilisn$ e seu espectro com PWM bipolar $ma = 0,8$ $mf = 15$	72
Figura 6-7 - Corrente do barramento DC idc e seu espectro com PWM bipolar $ma =$ $0,8$ $mf = 15$	73
Figura 6-8 - Tensões de ruído na fase ua , neutro ub e diferencial $ua - ub$ com PWM bipolar $ma = 0,8$ $mf = 15, 1V\Omega div, 40msdiv$	74
Figura 6-9 - Tensão na carga u_0 e seu espectro com PWM unipolar $ma = 0,8$ $mf = 15$	74
Figura 6-10 - Corrente na carga i_0 e seu espectro com PWM unipolar $ma = 0,8$ $mf = 15$	75
Figura 6-11 - Corrente de modo comum à entrada do sistema imc e seu espectro com PWM unipolar $ma = 0,8$ $mf = 15, 5mAdiv, 40msdiv$	75

Figura 6-12 - Corrente de modo diferencial à entrada do sistema <i>imc</i> e seu espectro com PWM unipolar $ma = 0,8$ $mf = 15$, 500mAdiv, 5msdiv	76
Figura 6-13 - Corrente a entrada do sistema <i>ilisn</i> e seu espectro com PWM unipolar $ma = 0,8$ $mf = 15$	76
Figura 6-14 - Corrente do barramento DC <i>idc</i> e seu espectro com PWM unipolar $ma = 0,8$ $mf = 15$	77
Figura 6-15 - Tensões de ruído na fase <i>ua</i> , neutro <i>ub</i> e diferencial <i>ua – ub</i> com PWM unipolar $ma = 0,8$ $mf = 15$, 1VΩdiv, 40msdiv	78
Figura 6-16 - Tensão na carga <i>u0</i> e seu espectro com PWM unipolar $ma = 0,8$ $mf = 15$	79
Figura 6-17 - Corrente na carga <i>i0</i> e seu espectro com PWM unipolar $ma = 0,8$ $mf = 15$	79
Figura 6-18 - Corrente de modo comum à entrada do sistema <i>imc</i> e seu espectro com PWM unipolar $ma = 0,8$ $mf = 15$	80
Figura 6-19 - Corrente de modo diferencial à entrada do sistema <i>imd</i> e seu espectro com PWM unipolar $ma = 0,8$ $mf = 15$	80
Figura 6-20 - Corrente a entrada do sistema <i>ilisn</i> e seu espectro com PWM unipolar $ma = 0,8$ $mf = 15$	81
Figura 6-21 - Tensões na fase <i>ua</i> , neutro <i>ub</i> e diferencial <i>ua – ub</i> com PWM unipolar $ma = 0,8$ $mf = 15$	82
Figura 2-1 - Circuito de potência esquemático	1
Figura 2-2 - Circuito de potência, circuito impresso, face superior	2
Figura 2-3 - Circuito de potência, circuito impresso, face inferior	2
Figura 2-4 - Circuito de comando esquemático	3
Figura 2-5 - Circuito de comando, circuito impresso, face superior	4
Figura 2-6 - Circuito de comando, circuito impresso, face inferior	5

Índice de tabelas

Tabela 4-1 - Distribuição do conteúdo harmónico para comando bipolar	34
Tabela 4-2 - Distribuição do conteúdo harmónico com comando unipolar	35
Tabela 4-3 - Lógica de comutação nos semicondutores com comando bipolar	42
Tabela 4-4 - Lógica de comutação nos semicondutores com comando unipolar	49
Tabela 6-1 – Limites de emissões de harmónicas de corrente face à norma EN 61000-3-2	69
Tabela 6-2 - Ensaios efectuados	69
Tabela 6-3 - Resumo dos valores obtidos nos ensaios	84
Tabela 1-1 - Tabela das equivalências da ficha D 37 para ficha IDC	1

Índice de Acrónimos

EMC	Compatibilidade Electromagnética <i>Electromagnetic Compatibility</i>
EMI	Interferência Electromagnética <i>Electromagnetic Interferences</i>
CENELEC	Comité Europeu para Normalização Electrotécnica <i>European Committee for Electrotechnical Standardization</i>
IEC	Comissão Electrotécnica Internacional <i>International Electrotechnical Commission</i>
EN	Normas Europeias <i>European Standards</i>
FFT	Transformada rápida de Fourier <i>Fast Fourier Transform</i>
PWM	Modelação de largura de impulso <i>Pulse Width Modulation</i>
LISN	Rede estabilizadora com impedância de linha <i>Line Impedance Stabilizing Network</i>
DC	Tensão contínua <i>Direct Current</i>
AC	Tensão alternada <i>Alternate Current</i>
IGBT	Transístor bipolar de porta isolada <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
DSP	Processamento digital de sinais <i>Digital Signal Processing</i>
RL	Resistivo indutivo
LED	Díodo emissor de luz <i>Light Emitting Diode</i>

Índice de Símbolos

\bar{c}_n	Coeficiente de expansão harmónica
$\bar{c}_n^{(k)}$	Coeficiente de expansão harmónica de derivada de ordem k
u_0^*	Tensão da carga linearizada
u_{0d}^*	Tensão da carga discretizada
β_k	Ângulo auxiliar do ângulo de comando
α_k	Ângulo de comando
τ_r	Tempo de subida
τ_f	Tempo de descida
u_{0P_k}	Componente trapezoidal alternada correspondente aos impulsos positivos
u_{0N_k}	Componente trapezoidal alternada correspondente aos impulsos negativos
τ_{P_k}	Tempo de duração média dos impulsos positivos
τ_{P_1}	Tempo de duração média do impulso positivo para $k = 1$
τ_{N_k}	Tempo de duração média dos impulsos negativos
α_{P_k}	Atraso da componente trapezoidal alternada u_{0P_k}
α_{P_1}	Atraso da componente trapezoidal alternada u_{0P_k} para $k = 1$
α_{N_k}	Atraso da componente trapezoidal alternada u_{0N_k}
m_a	Índice de modulação de amplitude
m_f	Índice de modulação de frequência
U_{dc}	Tensão no barramento de corrente contínua
f_1	Ordem de comando dos semicondutores do 1º braço do ondulator
f_2	Ordem de comando dos semicondutores do 2º braço do ondulator
$S1$	IGBT superior do 1º braço do ondulator
$S1'$	IGBT inferior do 1º braço do ondulator
$S2$	IGBT superior do 2º braço do ondulator

$S2'$	IGBT inferior do 2º braço do ondulator
$S1D$	Díodo do IGBT superior do 1º braço do ondulator
$S1'D$	Díodo do IGBT inferior do 1º braço do ondulator
$S2D$	Díodo do IGBT superior do 2º braço do ondulator
$S2'D$	Díodo do IGBT inferior do 2º braço do ondulator
u_0	Tensão na carga
u_1	Tensão no 1º braço do ondulator
u_2	Tensão no 2º braço do ondulator
X_c	Impedância do condensador
R_{eq}	Resistência equivalente
Z_{eq}	Impedância equivalente
P_R	Potência na resistência equivalente
μ_0	Permeabilidade magnética no vácuo
μ_a	Permeabilidade magnética no toróides
B	Densidade do fluxo magnético
H	Intensidade do campo magnético
J	Densidade de corrente total
D_e	Diâmetro do toróide
l_e	Perímetro do toróide
A_e	Área do toróide
\mathfrak{R}	Relutância magnética
N	Número de espiras da indutância
I_{FAO}	Corrente directa do díodo do acoplador óptico
U_{FAO}	Tensão directa do díodo do acoplador óptico
R_{FAO}	Resistência dimensionada para o acoplador óptico
U_{DSP}	Tensão fornecida pelos pinos do DSP

$I_{F_{LED}}$	Corrente directa do LED
$U_{F_{LED}}$	Tensão directa do LED
$R_{min_{LED}}$	Resistência mínima para o LED
$U_{dc_{COMANDO}}$	Tensão do circuito de comando
R_{CE}	Resistência dimensionada para Vce
C_{CE}	Condensador dimensionado para Vce
$U_{CE_{stat}}$	Tensão colector-emissor para o regime permanente
t_{bl}	Tempo ignorado pela protecção dos IGBTs
$t_{d(on)}$	Tempo de passagem à condução
$t_{d(off)}$	Tempo de passagem ao corte
u_{MD}	Tensão de modo diferencial
u_{MC}	Tensão de modo comum
u_a	Tensão de ruído na fase
u_b	Tensão de ruído no neutro
u_r	Tensão na resistência da carga
i_0	Corrente na carga
i_{LISN}	Corrente de entrada no rectificador
i_{MD}	Corrente de modo diferencial
i_{MC}	Corrente de modo comum
i_{dc}	Corrente de saída no barramento de corrente contínua
u_{G1top}	Tensão da <i>gate</i> do IGBT superior do 1º braço do ondulador
u_{G1bot}	Tensão da <i>gate</i> do IGBT inferior do 1º braço do ondulador

1. Introdução

1.1 Objetivos

Actualmente, os onduladores de tensão são recorridos para incorporarem diversos sistemas em diferentes áreas do nosso quotidiano.

Esta dissertação consiste no estudo da compatibilidade electromagnética (EMC – *Electromagnetic Compatibility*), mais propriamente das perturbações injectadas na rede eléctrica por onduladores de tensão, uma vez que estes não são os únicos sistemas electrónicos que contribuem para a degradação da rede eléctrica. Devido à não-linearidade desses conversores, há uma produção de conteúdo harmónico considerável e de perturbações de modo comum e diferencial que podem ser relevantes face à normalização existente.

Para a realização deste estudo, foi testado um ondulador de tensão que foi projectado e construído, tal como a rede estabilizadora de impedância de linha (LISN – *Line Impedance Stabilizing Network*) que serviu de ajuda para realização de leitura, com a intenção de perceber a sua influência relativamente à EMC.

Os pontos fulcrais deste trabalho são:

- Estudo sobre a EMC
- Análise em série exponencial de Fourier das formas de onda geradas por conversores estáticos de potência
- Estudo e simulação do ondulador de tensão em Matlab/Simulink
- Projecto e montagem do ondulador de tensão
- Projecto e montagem do LISN
- Obtenção de resultados experimentais
- Análise de resultados

1.2 Organização da tese

Esta dissertação começa com teoria, evoluindo pouco a pouco para o ramo experimental. Esta evolução subdivide-se nos 6 capítulos posteriores que passo a citar:

Capítulo 2 – Neste, aborda-se sobre o estudo da compatibilidade electromagnética, focando nas regulamentações existentes sobre elas, na orientação dos organismos que a normalizam e os tipos de perturbações.

Capítulo 3 – É feita uma análise, em série de Fourier, sobre a abordagem matemática da modulação por largura de impulso (PWM – *Pulse Width Modulation*), de maneira a obter o espectro de amplitude através da formulação desenvolvida.

Capítulo 4 – Aqui é apresentado o princípio de funcionamento dos onduladores de tensão, tendo em especial atenção o PWM com lógica de comando bipolar e unipolar.

Capítulo 5 – Neste capítulo da implementação experimental, apresenta-se o projecto e aspectos de implementação como o circuito de potência, LISN, circuito de comando.

Capítulo 6 – Este capítulo debruça-se sobre a análise comparativa de resultados, tanto os experimentais com os simulados, como experimentais mas com lógicas e níveis de tensão diferentes.

Capítulo 7 – A dissertação termina com apresentação de conclusões do trabalho desenvolvido.

2. Compatibilidade Electromagnética

2.1 Enquadramento

Os equipamentos eléctricos ou electrónicos ao desempenharem a sua função de processamento de energia eléctrica, contribuem também para a degradação da qualidade da energia eléctrica da rede. Como cada sistema tem a sua própria característica de constituição e de funcionamento, contribui de forma própria e específica para a degradação da qualidade de energia eléctrica da rede.

A compatibilidade electromagnética (EMC – *Electromagnetic Compatibility*), consiste na capacidade de um dispositivo, aparelho, equipamento ou sistema eléctrico ou electrónico coexistir no seu ambiente electromagnético sem causar degradação funcional ou danos.

A capacidade de um dispositivo, equipamento ou sistema desempenhar as suas funções com existência de uma perturbação electromagnética, é definida por imunidade electromagnética. Já a propensão de um dispositivo, equipamento ou sistema para ser afectado no seu desempenho por uma perturbação electromagnética, caracteriza-se por susceptibilidade electromagnética.

Um sistema electromagneticamente compatível, é caracterizado por:

- Não interferir no funcionamento dos outros sistemas
- Não interferir no seu próprio funcionamento
- Ser imune às perturbações emitidas pelos outros sistemas

Nos dias de hoje, graças à massificação da electrónica nas diversas áreas, mais facilmente se encontram equipamentos que degradam a qualidade de energia, o que obrigou a que estes equipamentos também estivessem preparados para funcionarem com alguma degradação da qualidade da energia. Estes equipamentos são certificados de maneira a garantir que não emitam mais perturbações do que os limites estipulados e que possuam um bom funcionamento mesmo com o sistema degradado, até um certo nível.

Os limites de emissão e imunidade dos equipamentos e sistemas são estabelecidos pela normalização actualmente em vigor:

- Os limites de emissão servem como “tecto” máximo de para as perturbações electromagnéticas emitidas pelo equipamento ou sistema, com propagação por condução e por radiação electromagnética, definindo as normas sobre emissão.

- Os limites de imunidade valores base que a partir dos quais, o nível de imunidade do equipamento ou sistema a perturbações electromagnéticas exteriores, recebidas por condução e/ou por radiação electromagnética, definindo as normas sobre imunidade.

A Comissão Electrotécnica Internacional (IEC – *International Electrotechnical Commission*) é, desde 1906, responsável a nível mundial pela normalização no âmbito a electricidade e da electrotecnia, nomeadamente, sobre a compatibilidade electromagnética. Trabalha em cooperação com a Organização Internacional para a Normalização (ISO – *International Organization for Standardization*). Esta parceria ajuda na uniformização das normas a serem aplicadas pelos diversos países.

Alguns dos organismos de normalização electrotécnica de acção mais restritos, são:

- **CENELEC** (*European Committee for Electrotechnical Standardization*), englobando 30 países europeus, propõem ou ratificam as Normas Europeias (EN – European Standards).
- **FCC** (*Federal Communications Commission*), Comissão Federal de Comunicações, regulam a normalização nos Estados Unidos da América e embora pertençam a uma das Comissões Técnicas do IEC, possuem normalização própria.
- **DOC** (*Department of Communication, Canada*) é a agência responsável no Canadá.

O IEC, desde 1934, debruça-se sobre a compatibilidade electromagnética, criando normas de modo a limitar a emissão de interferências electromagnéticas. Inicialmente na gama de frequências acima dos $9kHz$. Posteriormente em 1974 passou a debruçar-se sobre as interferências electromagnéticas, tanto com a emissão como com a imunidade, sobre todo o espectro electromagnético dos equipamentos eléctricos e electrónicos para frequências abaixo dos $9kHz$.

Quanto às normas sobre a compatibilidade electromagnética relativamente às perturbações electromagnéticas, estas estão divididas em quatro níveis e possuem a seguinte ordem crescente de prioridade:

- **Normas bases** – categoria de normas usada como referência por todas as outras normas com prioridade mais elevada.
- **Normas genéricas** – esta categoria de normas aplica-se aos produtos que não têm normas sobre produtos ou normas sobre as famílias de produtos.
- **Normas sobre famílias de produtos** – esta terceira categoria engloba instalações ou sistemas que necessitam de condições especiais, ambientais ou especificações semelhantes.

- **Normas sobre produtos** – finalmente esta destina-se a produtos específicos, instalações ou sistemas que precisam de condições ou especificações especiais.

Na Europa, no âmbito da CENELEC, a normalização relativa à compatibilidade electromagnética sobre limite de emissão (injecção) de correntes harmónicas para o intervalo dos 50 Hz (frequência da rede) aos 2kHz (40ª harmónica) é a seguinte:

- EN 61000-3-2:2006, que se aplica aos equipamentos com corrente de entrada (por fase) $\leq 16A$. Sendo direccionada para ambientes residencial, comercial e de indústria ligeira.
- EN 61000-3-12:2005, que se aplica aos equipamentos com corrente de entrada (por fase) $> 16A$ e $\leq 75A$. Já esta norma é direccionada para ambientes industriais.

No que se refere aos limites de conteúdo harmónico de baixa frequência ($n \leq 40$) de correntes injectadas na rede, a normalização específica para esses limites é em Ampère.

Para perturbações de frequência mais elevada os limites especificados são em $dB\mu V$ (decibel microvolt), quer se trate de tensões ou de correntes (as perturbações provocadas por correntes são medidas através da tensão provocada aos terminais de um shunt de 50Ω).

2.2 Interferências Electromagnéticas

As Interferências Electromagnéticas (EMI – *Electromagnetic Interferences*) são o produto das acções das perturbações electromagnéticas que danificam um sinal electromagnético desejado. Por sua vez, estas perturbações podem ser originadas por motivos naturais ou artificiais, voluntárias ou involuntárias, sendo a gravidade dos seus efeitos proporcional com a importância dos equipamentos e sistemas prejudicados.

A interferência electromagnética, consiste na degradação do desempenho de um equipamento, canal de transmissão ou sistema, causada por uma perturbação electromagnética.

A interferência electromagnética está relacionada a um processo indesejado de transferência de energia (perturbação electromagnética), por condução ou radiação, que perturba o funcionamento normal de um sistema eléctrico ou electrónico. Esta transferência de energia influencia as grandezas eléctricas, magnéticas ou electromagnéticas (tensões, correntes ou campo electromagnético) dos circuitos, dispositivos ou dos sistemas eléctricos ou electrónicos perturbados.

As perturbações electromagnéticas dividem-se em:

- Perturbações simétricas ou de modo diferencial

- Perturbações assimétricas ou de modo comum

As perturbações electromagnéticas, tanto na emissão como na recepção, contemplam os seguintes tipos de propagação:

- Perturbações por condução – são aquelas que em forma de tensões ou correntes servem-se dos condutores de interligação (condutores de alimentação, condutores de terra, planos de massa) para a sua propagação.
- Perturbações por radiação – são as que em modo de campo magnético, eléctrico ou electromagnético usam o espaço para se propagarem.

As perturbações electromagnéticas são abrangidas pelas normas EN 61000-6-3 e EN 61000-6-4, que cobrem um espectro de frequência na gama dos 150kHz e 30MHz para limites de emissão por condução e uma gama dos 30MHz e 1GHz para limites por radiação.

Para existir uma EMI tem que existir simultaneamente estas 3 componentes:

- Fonte geradora da perturbação electromagnética
- Canal de acoplamento
- Receptor afectado pela perturbação em questão

Podendo a fonte geradora ser de causa natural ou artificial. Sendo a de origem natural são criadas por fenómenos naturais, como descargas atmosféricas, descargas electrostáticas entre outros. Já os de ordem artificial são produzidos pelos dispositivos, aparelhos, equipamentos ou outros sistemas desenvolvidos pelo homem.

Os canais de acoplamento podem ser os seguintes:

- Com frequência inferior a 30MHz
 - Acoplamento por impedância comum ou condução, circulação de corrente pelos condutores
 - Acoplamento indutivo, campos magnéticos
 - Acoplamento capacitivo, campos eléctricos
- Com frequência superior a 30MHz
 - Acoplamento por radiação electromagnética, campos electromagnéticos

Os receptores perturbados podem também ser naturais ou artificiais. Sendo os naturais: o homem, a fauna e a flora. Os receptores artificiais são todos aqueles dispositivos, aparelhos, equipamentos ou sistemas desenvolvidos pelo homem.

2.3 Harmónicas

As harmónicas consistem nas sinusoides de tensão e corrente com frequências inteiras e múltiplas da senoide fundamental.

Na Figura 2-1-a estão representadas duas componentes, a fundamental ou 1ª e a 3ª harmónica, a 3ª harmónica tem uma frequência três vezes superior face à fundamental. Na Figura 2-1-b está representada a soma das duas componentes.

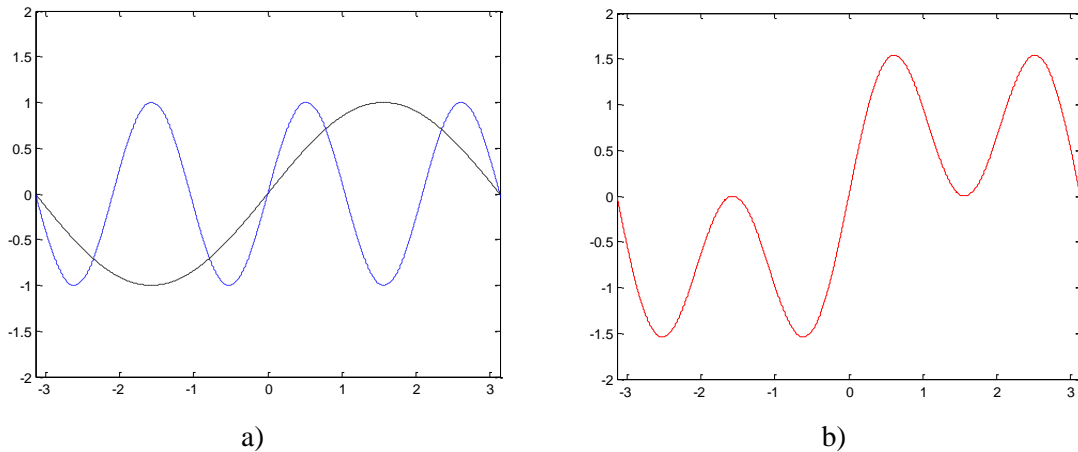


Figura 2-1 - Demonstração da 1ª e da 3ª harmónica

- a) Fundamental e 3ª harmónica
- b) Soma das duas componentes

Na Figura 2-2-a estão representadas duas componentes, a fundamental, a 3ª e a 5ª harmónica, a 5ª harmónica tem uma frequência que corresponde cinco vezes à frequência da fundamental. Na Figura 2-2-b está representada a soma das três componentes.

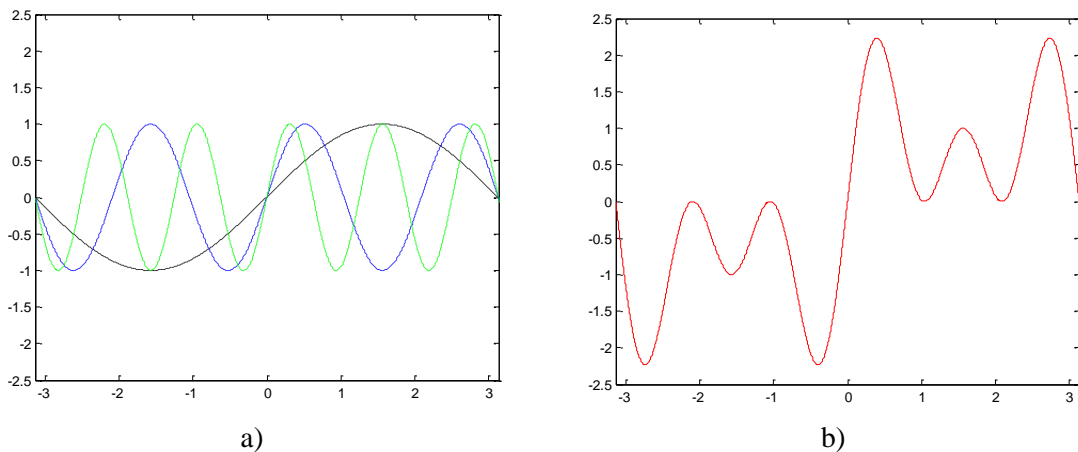


Figura 2-2 - Demonstração da 1ª, 3ª e 5ª harmónica

- a) Fundamental, 3ª e 5ª harmónica
- b) Soma das três componentes

Embora não na mesma quantidade, são as diversas fontes que geram harmónicas que passo a citar:

- Magnetização de transformadores.
- Equipamentos de arcos eléctricos (fornos, lâmpadas de descarga).
- Pontes rectificadoras (desde fontes de aparelhos de electrónica de consumo até variadores de velocidade industriais).

As harmónicas em quantidades consideráveis, podem ser bastante nocivas, podendo mesmo provocar danos consideráveis, como por exemplo:

- Aparecimento de frequências de ressonância (podem danificar irreparavelmente alguns sistemas como por exemplo: bancos de condensadores).
- Degradação do factor de potência, aparecimento de vibração ou ruído nos transformadores.
- Aparecimento da pulsação e aumento das perdas nas máquinas eléctricas rotativas.
- Aparecimento de uma potência deformante (potência associada às harmónicas) com valor eficaz significativo, incrementando o consumo de potência aparente.

As soluções mais usadas para mitigar os fenómenos da poluição harmónica são:

- Técnicas de comando específicas
 - Eliminação selectiva de harmónicas
 - PWM unipolar
 - Conversor multinível
 - Retificação de 12 pulsos com dois transformadores em paralelo, um em Y/Y e outro em Y/D
- Filtros
 - Passivos
 - Selectivo, dimensionado para suprimir apenas uma harmónica.
 - Passa-baixo, dimensionado para deixar passar frequências abaixo do qual é dimensionado.
 - Passa-banda, dimensionado para deixar passar uma banda de frequência específica.
 - Activos
 - Banco de impedâncias associado a semicondutores controlados, de modo a compensar em tempo real.
 - Híbridos (uso de filtros passivos e activos)

Há sistemas que internamente funcionam com tensões deformadas, devido às necessidades de certas cargas ou devido ao seu próprio princípio de funcionamento. Os conversores estáticos são um bom exemplo de um sistema que funciona internamente com tensões deformadas, sendo a geração de harmónicas contínua ao longo do tempo e faz parte do seu processo de transformação de energia, como é o caso estudado nesta dissertação.

O conversor AC/AC, muito utilizado na indústria e denominado por variador de velocidade incorpora dois tipos de conversores, o AC/DC e o DC/AC. O conversor DC/AC é normalmente constituído simplesmente por uma ponte trifásica rectificadora. O conversor DC/AC é composto por um barramento de corrente contínua e ponte trifásica inversora.

O trânsito de energia é unidirecional no conversor AC/DC constituído por díodos e bidirecional no DC/AC. O barramento DC tem um papel importante entre as pontes rectificadora e inversora, pois para além da estabilização do nível de tensão para o correcto funcionamento, garante a passagem de energia que pode vir da ponte inversora.

Tanto o conversor AC/DC como o DC/AC possuem tensões impostas à entrada e convertidas à saída. O ondulator de tensão possui na saída tensões não sinusoidais que por sua vez originarão correntes também não sinusoidais.

As harmónicas de corrente são originadas por diversos factores, geralmente associado às cargas não-lineares presentes em diversos pontos da rede. Estas por sua vez ao propagarem-se, deformam a forma de onda da tensão devido às harmónicas de tensão que originam.

Estas correntes podem ter um conteúdo harmónico considerável, devendo obedecer aos limites normativos, normas EN 61000-3-2, EN 61000-3-12. Já as correntes de modo comum e modo diferencial devem respeitar os limites impostos pelas normas EN 61000-6-3 e EN 61000-6-4.

Supondo que a tensão de alimentação do ondulator e a tensão da rede sejam representadas pelas seguintes fórmulas:

$$\begin{cases} \bar{U}_{\text{Ondulador}} = \bar{Z} \times \bar{I}_{LISN} \\ \bar{U}_{\text{Rede}} = \bar{U}_{\text{Sistema1}} + \bar{U}_{\text{Ondulador}} = \bar{U}_{\text{Sistema1}} + \bar{Z} \times \bar{I}_{LISN} \end{cases} \quad (2.1)$$

Uma vez que a corrente de entrada do ondulator possui componentes harmónicas, esta irá influenciar a tensão de alimentação do ondulator e a tensão da rede.

3. Representação temporal e na frequência das perturbações

3.1 Enquadramento

As perturbações electromagnéticas são originadas por diversas fontes e propagando-se por radiação ou por acoplamento, podendo influenciar o bom funcionamento dos equipamentos ao seu redor. Existe uma grande necessidade de se conhecer as perturbações provocadas pelos sistemas electrónicos para se poder actuar e melhorar a qualidade da energia eléctrica da rede.

Existem dois tipos de perturbações, nomeadamente, as ondas periódicas e impulsos isolados. Neste trabalho apenas as ondas periódicas serão objecto de estudo.

São comuns no dia-a-dia aparelhos que geram perturbações periódicas. Destes, destacam-se equipamentos electrónicos domésticos, transformadores e os equipamentos industriais, como os onduladores de tensão que “alimentam” grandes máquinas.

O grande interesse do estudo deste capítulo reside na obtenção teórica do espectro harmónico através da série de Fourier. Na parte experimental, o espectro harmónico foi fornecido pelo osciloscópio que usa os dados dos sinais dos próprios canais de leitura. Já na simulação, o espectro harmónico foi obtido através da transformada rápida de Fourier (FFT – *Fast Fourier Transform*) dos dados obtidos pelo Matlab/Simulink.

3.2 Ondas periódicas

As ondas periódicas são caracterizadas pelo seu período ou frequência, amplitude, valor médio, valor eficaz e simetria. Independentemente da sua forma, podem ser representadas pela soma de senos e cossenos, isto é, pela série trigonométrica de Fourier.

O estudo será efetuado com base na série de Fourier, representada por:

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega_0 t) + b_n \sin(n\omega_0 t)) \quad (3.1)$$

Sendo os coeficientes a_0 , a_n e b_n que representam, respectivamente, o valor médio da onda ou a componente contínua, a amplitude do termo co-sinusoidal e do termo sinusoidal da harmónica de ordem n , da série de Fourier da onda $f(t)$.

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} f(t) dt \quad (3.2)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} f(t) \cos(n\omega_0 t) dt \quad (3.3)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} f(t) \text{sen}(n\omega_0 t) dt \quad (3.4)$$

Simetrias

Uma onda tem simetria par quando se verifica a seguinte condição

$$f(t) = f(-t) \quad (3.5)$$

Uma vez que esta propriedade se verifica na função cosseno, para a série trigonométrica de Fourier usa-se só a componente cosinusoidal, logo teremos a componente sinusoidal $b_n = 0$

Uma onda tem simetria ímpar quando se verifica a seguinte condição

$$f(t) = -f(-t) \quad (3.6)$$

Uma vez que esta propriedade se verifica na função seno, para a série trigonométrica de Fourier usa-se só a componente sinusoidal, sendo a componente cosinusoidal $a_n = 0$ e a componente contínua $a_0 = 0$

Uma onda tem simetria de meia onda quando se verifica a seguinte condição

$$f(t) = -f\left(t - \frac{T}{2}\right) \quad (3.7)$$

O que significa que cada meio ciclo da onda é simétrico, tendo o eixo das abcissas como referência, ao meio ciclo seguinte da onda em questão.

As ondas com simetria de meia onda também podem ter simetria par ou ímpar tal como os senos e cossenos. As ondas com esta simetria, tal como nas ondas com simetria ímpar, têm o valor médio nulo, isto é, a componente contínua $a_0 = 0$

3.3 Série exponencial complexa de Fourier

Com a igualdade de Euler

$$e^{j\theta} = \cos \theta + j \operatorname{sen} \theta \quad (3.8)$$

Podemos escrever na forma complexa os senos e cossenos

$$\cos \theta = \frac{1}{2}(e^{j\theta} + e^{-j\theta}) \quad (3.9)$$

$$\operatorname{sen} \theta = \frac{1}{j2}(e^{j\theta} - e^{-j\theta}) \quad (3.10)$$

Assim podemos transformar a série trigonométrica de Fourier na série exponencial complexa de Fourier

$$\begin{aligned} f(t) &= a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega_0 t) + b_n \operatorname{sen}(n\omega_0 t)) \\ \frac{\cos \theta = \frac{1}{2}(e^{j\theta} + e^{-j\theta})}{\operatorname{sen} \theta = \frac{1}{j2}(e^{j\theta} - e^{-j\theta})} &\rightarrow f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \frac{(e^{jn\omega_0 t} + e^{-jn\omega_0 t})}{2} + b_n \frac{(e^{jn\omega_0 t} - e^{-jn\omega_0 t})}{j2} \right) \\ \Leftrightarrow f(t) &= a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \frac{(e^{jn\omega_0 t} + e^{-jn\omega_0 t})}{2} - j b_n \frac{(e^{jn\omega_0 t} - e^{-jn\omega_0 t})}{2} \right) \quad (3.11) \\ \Leftrightarrow f(t) &= a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{2}(a_n - j b_n) e^{jn\omega_0 t} + \frac{1}{2}(a_n + j b_n) e^{-jn\omega_0 t} \right) \\ \Leftrightarrow f(t) &= \bar{c}_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (\bar{c}_n e^{jn\omega_0 t} + \bar{c}_{-n} e^{-jn\omega_0 t}) \\ \Leftrightarrow f(t) &= \bar{c}_0 + \sum_{n=-\infty}^{\infty} \bar{c}_n e^{jn\omega_0 t} \end{aligned}$$

Definindo os seguintes coeficientes de expansão harmónica:

$$\bar{c}_0 = c_0 = a_0 \quad (3.12)$$

$$\bar{c}_n = \frac{1}{2}(a_n - jb_n) \quad (3.13)$$

$$\bar{c}_{-n} = \bar{c}_n^* = \frac{1}{2}(a_n + jb_n) \quad (3.14)$$

$$|\bar{c}_n| = \frac{1}{2}c_n^+ = \frac{1}{2}|(a_n - jb_n)| = \frac{1}{2}\sqrt{a_n^2 + b_n^2} \Rightarrow c_n^+ = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (3.15)$$

Considerando c_n^+ como a amplitude da harmónica de ordem n , para uma representação lateral direita do espectro de frequências positivas da função $f(t)$ e a representação bilateral do espectro de frequência é metade da amplitude correspondente na representação unilateral ($f > 0$).

$$|\bar{c}_n| = \frac{1}{2}c_n^+ \quad (3.16)$$

3.3.1 Representação do coeficiente de expansão harmónica da série exponencial complexa de Fourier

Sendo \bar{c}_n dado pela equação 3.12 e substituindo na equação a_n e b_n pelas suas equações gerais 3.3 e 3.4, ficaremos com

$$\bar{c}_n = \frac{1}{2} \left[\frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} f(t) \cos(n\omega_0 t) dt - j \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} f(t) \text{sen}(n\omega_0 t) dt \right] \quad (3.17)$$

Simplificando

$$\bar{c}_n = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} f(t) [\cos(n\omega_0 t) - j \text{sen}(n\omega_0 t)] dt \quad (3.18)$$

Com a igualdade de Euler, a equação acima pode ser mais simplificada para a expressão que será usada para o cálculo do coeficiente de expansão harmónica \bar{c}_n

$$\bar{c}_n = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} f(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \quad (3.19)$$

Esta equação permite calcular todos os coeficientes incluindo o \bar{c}_0 .

3.3.2 Representação espectral unilateral

Para uma representação lateral direita do espectro de frequência, teremos de fazer algumas alterações

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega_0 t) + b_n \sin(n\omega_0 t))$$

$$\xrightarrow{\times \frac{c_n^+}{c_n^+}} f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} c_n^+ \left(\frac{a_n}{c_n^+} \cos(n\omega_0 t) + \frac{b_n}{c_n^+} \sin(n\omega_0 t) \right) \quad (3.20)$$

Considerando ϕ_n como fase na origem dos tempos da respetiva harmónica

$$\phi_n = \arctg \frac{b_n}{a_n} \quad (3.21)$$

$$\cos \phi_n = \frac{a_n}{c_n^+} \quad (3.22)$$

$$\sin \phi_n = \frac{b_n}{c_n^+} \quad (3.23)$$

Substituindo os termos acima na $f(t)$ ficaremos

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} c_n^+ (\cos \phi_n \cos(n\omega_0 t) + \sin \phi_n \sin(n\omega_0 t)) \quad (3.24)$$

Podendo a $f(t)$ ser simplificada pela seguinte propriedade trigonométrica:

$$\cos(A - B) = \cos(A) \cos(B) + \sin(A) \sin(B) \quad (3.25)$$

Aplicando a propriedade acima enunciada, ficaremos com a seguinte simplificação

$$f(t) = c_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} c_n^+ \cos(n\omega_0 t - \phi_n) \quad (3.26)$$

Com a relação da equação 3.15, teremos

$$f(t) = c_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} 2 \left| c_n^- \right| \cos(n\omega_0 t - \phi_n) \quad (3.27)$$

Ou, na série exponencial complexa de Fourier

$$f(t) = c_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} 2 \bar{c}_n \left(e^{j(n\omega_0 t - \phi_n)} + e^{-j(n\omega_0 t - \phi_n)} \right) \quad (3.28)$$

3.3.3 Algumas propriedades da série exponencial complexa de Fourier

3.3.3.1 Combinação linear

Uma onda $f(t)$ pode ser representada pela combinação linear de m componentes $f_j(t)$

$$f(t) = \sum_{j=1}^m k_j f_j(t) \quad (3.29)$$

A série de Fourier pode ser escrita pela combinação linear da série de Fourier de cada uma das m funções $f_j(t)$

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \bar{c}_n e^{jn\omega_0 t} = \sum_{j=1}^m \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \bar{c}_n e^{jn\omega_0 t} \quad (3.30)$$

Podendo os somatórios serem comutados

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \bar{c}_n e^{jn\omega_0 t} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=1}^m \bar{c}_n e^{jn\omega_0 t} \quad (3.31)$$

Sendo o coeficiente \bar{c}_n

$$\bar{c}_n = \sum_{j=1}^m \bar{c}_{jn} \quad (3.32)$$

3.3.3.2 Translação no tempo

Quando uma função $f(t)$ sofreu uma deslocação da sua origem temporal sobre um referencial, ou seja, não começa na sua origem tendo sofrido um avanço ou atraso no tempo, torna-se na função transladada. Se a origem da função $f(t)$ deslocou-se para a direita, a função transladada $f(t - a)$ está em atraso e tem origem no ponto a . Já no caso da origem da função $f(t)$ se ter deslocado para a esquerda, a função transladada $f(t + a)$ encontra-se em avanço e tem origem no ponto $-a$.

Na figura abaixo, está representada a função seno com seu avanço e atraso, sendo $a = \pi/2$

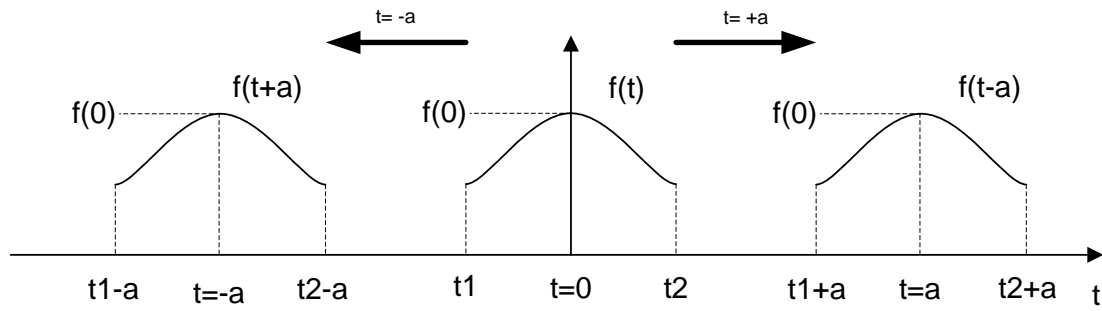


Figura 3-1 - Translação de uma função no tempo

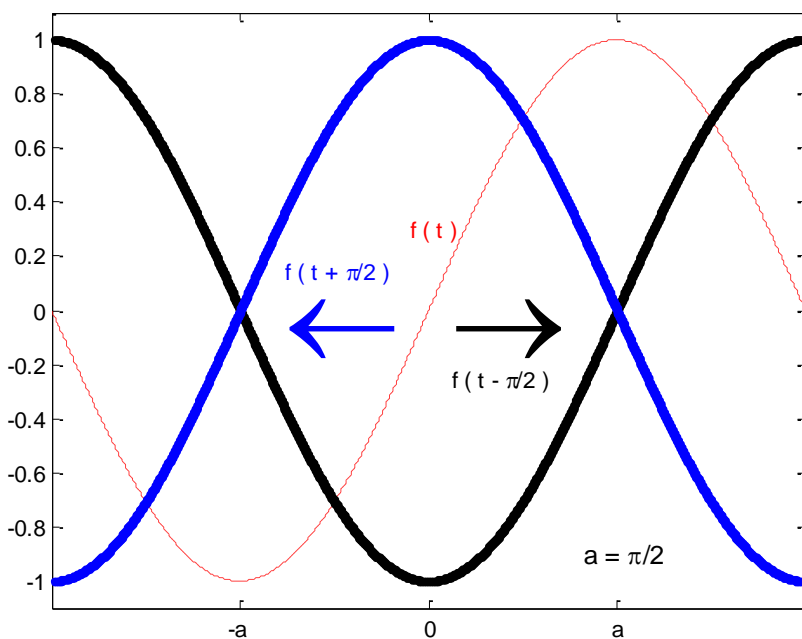


Figura 3-2 - Translação no tempo da função seno

Analicamente, isso significa que teremos a seguinte alteração na série exponencial de Fourier

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \bar{c}_n e^{jn\omega_0 t} \xrightarrow{\text{translação}} f(t') = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \bar{c}'_n e^{jn\omega_0 t'} \quad (3.33)$$

Considerando $t' = t - a$

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \bar{c}_n e^{jn\omega_0 t'} \xrightarrow{t'=t-a} f(t-a) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \bar{c}_n e^{jn\omega_0(t-a)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \bar{c}_n e^{-jn\omega_0 a} e^{jn\omega_0 t} \quad (3.34)$$

Sendo

$$\bar{c}'_n = \bar{c}_n e^{-jn\omega_0 a} \quad (3.35)$$

3.3.3.3 Coeficiente de expansão da função impulso unitário

A função impulso unitário $\delta(t - x)$ é definida por valor nulo excepto para $t = x$

$$\delta(t-x) = \begin{cases} 0 & t < x \\ 0 & t > x \\ 1 & t = x \end{cases} \quad (3.36)$$

Esta função possui sempre área unitária independente da largura, pois tem uma largura praticamente nula e amplitude muito grande, como se pode demonstrar

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t-x) dt = \int_{-x}^{+x} \delta(t-x) dt = 1 \quad (3.37)$$

Quanto menor for a largura do impulso maior será a sua amplitude, como se pode verificar na figura.

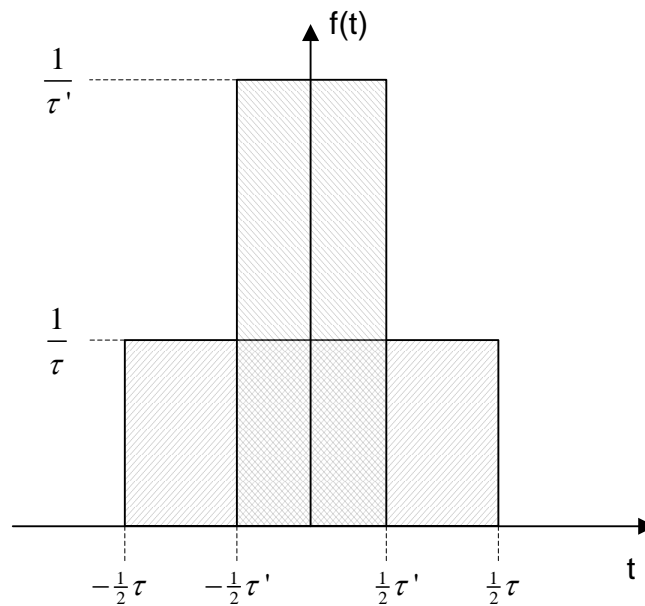


Figura 3-3 - Área de um impulso unitário

É considerado um impulso ideal aquele que possui uma largura nula e amplitude infinita, pois à medida que a sua largura tende para zero, a sua amplitude tende para infinito como podemos ver:

$$\lim_{\tau \rightarrow 0} \frac{1}{\tau} = +\infty \quad (3.38)$$

O impulso unitário pode ser multiplicado por uma constante, tomando o seu valor como resultado.

$$K\delta(t-a) = \begin{cases} 0 & t < a \\ 0 & t > a \\ K & t = a \end{cases} \quad (3.39)$$

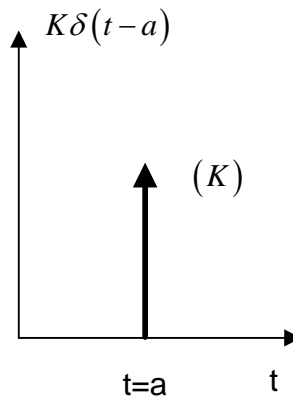


Figura 3-4 - Impulso unitário

O mesmo acontece ao impulso unitário ao ser multiplicado por uma função $f(t)$, isto é, o valor tomado será o da função no instante que o argumento do impulso for nulo.

$$f(t)\delta(t-a) = \begin{cases} 0 & t < a \\ 0 & t > a \\ f(a) & t = a \end{cases} \quad (3.40)$$

Pelo que

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t-a)f(t)dt = f(a) \quad (3.41)$$

Considerando agora uma função $g(t)$ periódica e composta por um trem de impulsos unitários $\delta(t \pm xT)$.

$$g(t) = \delta(t \pm xT), x = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (3.42)$$

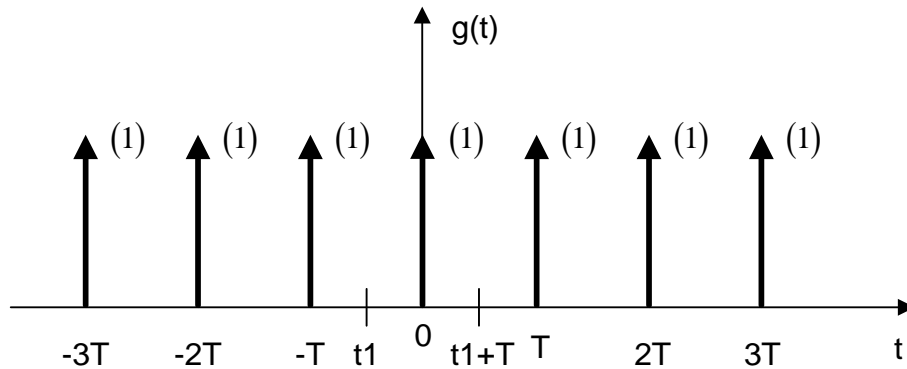


Figura 3-5 - Trem de impulsos unitários

Usando a equação 2.18, pode-se calcular o valor do coeficiente de expansão \bar{c}_n harmônica referente à função $g(t)$

$$\bar{c}_n = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} g(t) e^{-jn\omega_0 t} dt = \frac{1}{T} \int_{0^-}^{0^+} \delta(t) e^{-jn\omega_0 t} dt = \frac{1}{T} e^{-jn\omega_0 0} = \frac{1}{T} \quad (3.43)$$

Considerando que a função $g(t - a)$ é a função $g(t)$ transladada para direita mas com impulso de amplitude K , teremos

$$g(t - a) = K\delta(t - a \pm xT), x = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (3.44)$$

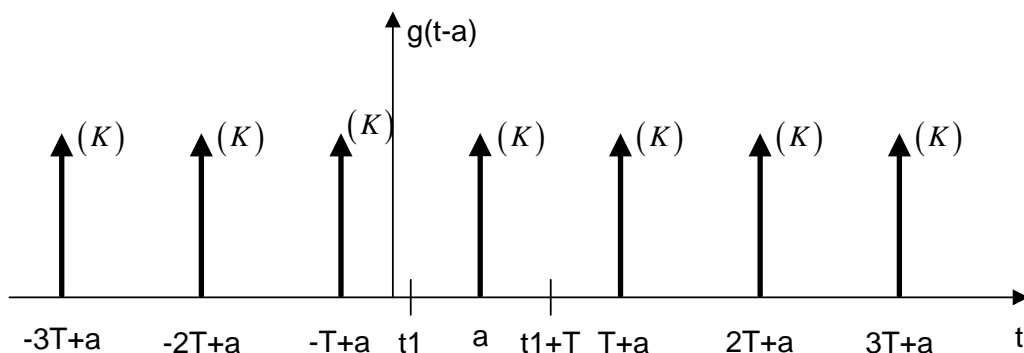


Figura 3-6 - Trem de impulsos unitários com translação

Calculando como na situação anterior, teremos

$$\bar{c}_n = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} g(t-a) e^{-jn\omega_0 t} dt = \frac{1}{T} \int_a^{a+T} K \delta(t-a) e^{-jn\omega_0 t} dt = \frac{K}{T} e^{-jn\omega_0 a} \quad (3.45)$$

Poderia ter-se chegado ao mesmo resultado acima a partir da equação 2.42 usando a transformação de 2.33 e 2.38.

3.3.3.4 Obtenção da função trem de impulsos pela derivação sucessiva da onda original

As ondas periódicas linearizadas por troços podem ser derivadas sucessivamente de modo a obter trens de impulsos com os coeficientes de expansão harmónica \bar{c}_n e as suas derivadas, que por sua vez não são difíceis de serem calculados e por isso convém saber a relação existente entre os coeficientes e as suas respetivas derivadas.

A função $f(t)$ na série exponencial complexa de Fourier é representada por

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \bar{c}_n e^{jn\omega_0 t} \quad (3.46)$$

Obtendo a derivada de ordem k , teremos

$$\frac{d^k f(t)}{dt^k} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} (jn\omega_0)^k \bar{c}_n e^{jn\omega_0 t} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \bar{c}_n^{(k)} e^{jn\omega_0 t} \quad (3.47)$$

Sendo $\bar{c}_n^{(k)}$ a respetiva derivada de ordem k do coeficiente de expansão harmónica \bar{c}_n . Estes relacionam-se da seguinte maneira

$$\bar{c}_n = \frac{1}{(jn\omega_0)^k} \bar{c}_n^{(k)}, \quad n \neq 0 \quad (3.48)$$

Esta relação não é válida para o coeficiente \bar{c}_0 , pois representando o valor médio de uma função, tem derivada nula.

3.4 Modulação PWM monofásico com comando bipolar do tipo triangular-sinusoidal síncrono

3.4.1 Obtenção dos tempos

A obtenção do ângulo de disparo dos semicondutores é feita através intercepção do sinal da portadora e da modulante, para facilitar o processo usa-se a linearização do sinal da modulante por treços.

$$\begin{cases} u_0^* = A \text{sen}(\omega t) \approx u_{0d}^* = A \text{sen}\left(k \frac{\pi}{m_f}\right) \\ u_{0d}^* \in \left[k \frac{\pi}{m_f} - \frac{\pi}{2m_f}, k \frac{\pi}{m_f} + \frac{\pi}{2m_f} \right] \\ k \in [0, 1, 2, 3, \dots] \end{cases} \quad (3.49)$$

Na figura seguinte podemos ver a linearização da modulante e os respectivos ângulos.

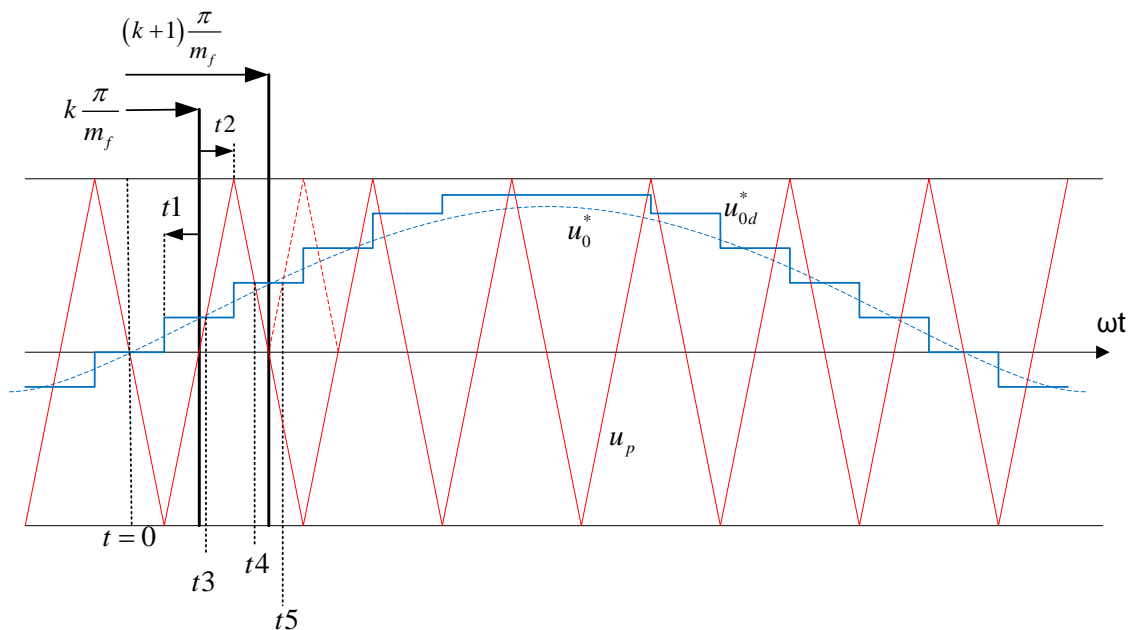


Figura 3-7 – Discretização (u_{0d}^*) da modulante (u_0^*) e tempos importantes para o cálculo do ângulo de comando

Os tempos são equivalentes às seguintes correspondências:

$$\begin{aligned} t1 &= -\frac{\pi}{2m_f} & t3 &= \beta_k = \alpha_k & t5 &= \beta_{k+1} \\ t2 &= -\frac{\pi}{2m_f} & t4 &= -\beta_{k+1} = \alpha_{k+1} \end{aligned} \quad (3.50)$$

No intervalo $\left[k \frac{\pi}{m_f}, k \frac{\pi}{m_f} + \frac{\pi}{2m_f} \right]$, o sinal da portadora corresponde a seguinte equação:

$$u_p(\omega t) = \frac{A_p}{\pi / 2m_f}(\omega t) \quad (3.51)$$

Tendo em consideração as duas equações anteriores e $u_p(\beta_k) = u_{0d}^*$, teremos

$$\beta_k = \frac{A}{A_p} \frac{\pi}{2m_f} \operatorname{sen}\left(k \frac{\pi}{m_f}\right) = \frac{m_a}{m_f} \frac{\pi}{2} \operatorname{sen}\left(k \frac{\pi}{m_f}\right) \quad (3.52)$$

O ângulo de comando (α_k), é dado por $\alpha_k = k \frac{\pi}{m_f} + \beta_k$ na primeira marcação na da figura. Já na segunda marcação, correspondente ao intervalo de discretização seguinte com $(k + 1)$, o ângulo é dado por $\alpha_{k+1} = (k + 1) \frac{\pi}{m_f} - \beta_{k+1}$

Para um período da modulante ($0 \leq k \leq 2m_f$), a descrição do ângulo de comando é dado por

$$\begin{cases} \alpha_k = k \frac{\pi}{m_f} + (-1)^{k-1} \beta_k \\ k \in [0, 1, 2, 3, \dots, 2m_f] \end{cases} \quad (3.53)$$

Como a onda possui simetria de meia onda, temos a seguinte característica presente

$$\alpha_{(k+m_f)} = \pi + \alpha_k \quad (3.54)$$

A mesma característica verifica-se também na duração dos impulsos positivos e negativos, isto é, na segunda semi-onda verifica-se os mesmos impulsos mas com sinal contrário. Então o sinal da modulante pode ser representado por um somatório de componentes trapezoidais alternadas, que correspondem aos impulsos positivos (u_{0P_k}) e negativos (u_{0N_k}) da primeira semi-onda.

$$u_0 = \sum_{k_{imp}=1}^{m_f} u_{0P_k} + \sum_{k_{par}=2}^{m_f-1} u_{0N_k} \quad (3.55)$$

A Figura 3-8 representa a primeira componente da equação anterior, isto é, a componente trapezoidal alternada correspondente ao impulso positivo genérico k (k ímpar).

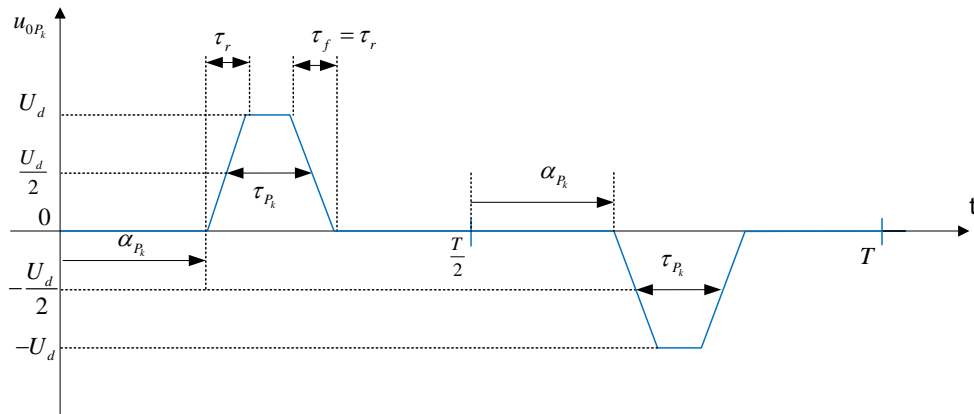


Figura 3-8 - Componente trapezoidal alternada u_{0P_k} , correspondente ao impulso positivo genérico k (k ímpar)

A onda possui amplitude A , duração média das semi-ondas τ_{P_k} (medida a 50% da amplitude), o tempo de crescimento τ_r (*rise-time*) considera-se igual ao tempo de decaimento τ_f (*fall-time*) para simplificação matemática das expressões. O tempo de crescimento corresponde à duração que a onda vai de 0% até 100% da amplitude e o tempo de decaimento corresponde ao inverso, isto é, à duração de 100% até 0%.

O tempo de duração média dos impulsos (τ_{P_k}) e do atraso (α_{P_k}) da componente trapezoidal alternada u_{0P_k} , relativamente à origem dos tempos, podem ser descritas pelas seguintes equações

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{P_k} = \frac{1}{\omega} (\alpha_k - \alpha_{k-1}) - \tau_r \\ \tau_{P_1} = \frac{1}{\omega} \alpha_1 \\ \alpha_{P_k} = \frac{1}{\omega} \alpha_{k-1} + \tau_r \\ \alpha_{P_1} = \frac{1}{\omega} \alpha_0 = 0 \\ k \in [3, 5, 7, \dots, mf] \end{array} \right. \quad (3.56)$$

A Figura 3-9 representa a segunda componente da equação, isto é, a componente trapezoidal alternada correspondente ao impulso negativo genérico k (k par).

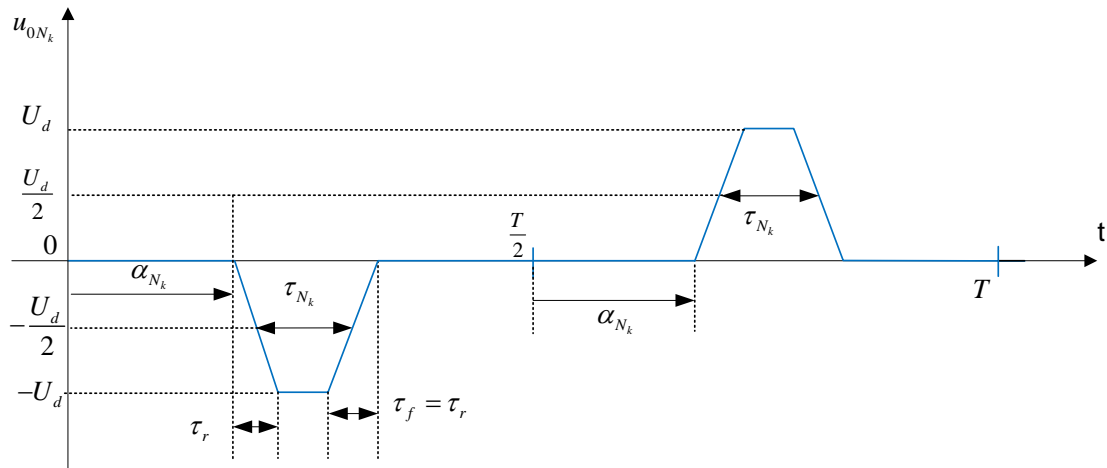


Figura 3-9 - Componente trapezoidal alternada u_{0N_k} , correspondente ao impulso negativo genérico k (k par)

Tal como na componente positiva, tempo de crescimento (τ_r) considera-se igual ao tempo de decrescimento (τ_f) para simplificação face às equações. O tempo de duração média dos impulsos (τ_{N_k}) e do atraso (α_{N_k}) da componente trapezoidal alternada u_{0P_k} , relativamente à origem dos tempos, são dados pelas equações seguintes.

$$\begin{cases} \tau_{N_k} = \frac{1}{\omega} (\alpha_k - \alpha_{k-1}) - \tau_r \\ \alpha_{N_k} = \frac{1}{\omega} \alpha_{k-1} + \tau_r \\ k \in [2, 4, 6, \dots, (m_f - 1)] \end{cases} \quad (3.57)$$

3.4.2 Espectro de amplitude de uma onda de tensão gerada por ondulator monofásico

Para se representar do espectro de amplitude é necessário termos o coeficiente de expansão harmónica, mas para isso tem que se deduzir a sua expressão.

Aproveitando a equação (3.55) para chegar ao coeficiente de expansão harmónica, sendo as considerações feitas anteriormente válidas. Usando apenas a componente trapezoidal alternada correspondente ao impulso genérico positivo, se obterá o trem de impulsos através da derivação sucessiva da função $f(t)$ da Figura 3-8.

A Figura 3-10 corresponde a representação da primeira derivada $f'(t)$ da Figura 3-8 da componente trapezoidal alternada correspondente ao impulso genérico positivo.

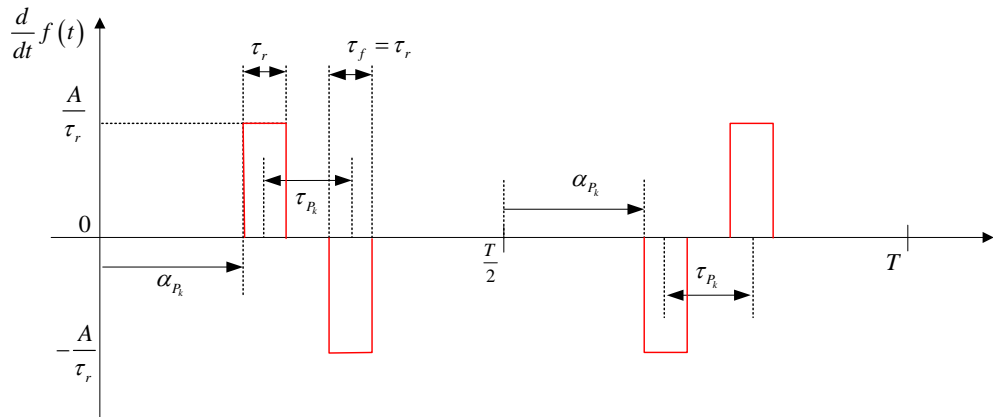


Figura 3-10 - 1ª Derivada da componente trapezoidal alternada, correspondente ao impulso positivo genérico k (k ímpar)

Tal como pretendido, a Figura 3-11 corresponde à segunda derivada da Figura 3-8

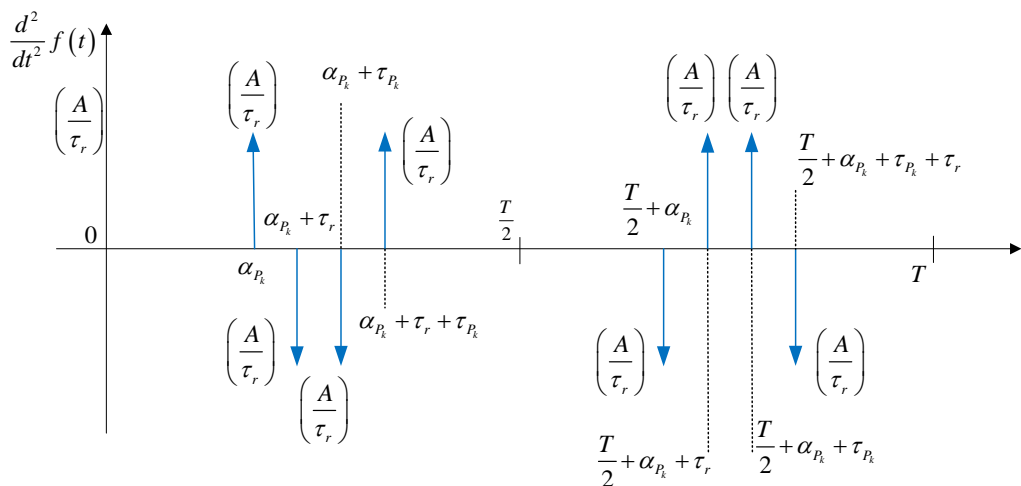


Figura 3-11 - 2ª Derivada da componente trapezoidal alternada, correspondente ao impulso positivo genérico k (k ímpar)

A partir do trem de impulsos da imagem anterior, pode-se escrever o coeficiente de expansão harmónica da segunda derivada de $f(t)$ ($\bar{c}_n^{(2)}$). Para simplificação nos cálculos, o ângulo α_{P_k} e os coeficiente de expansão harmónica da componente trapezoidal correspondente ao impulso negativo genérico k (k par) só entrarão em linha de cálculos a partir da equação (3.68).

O coeficiente de expansão harmónica relativo à Figura 3-11 é dado por

$$\bar{c}_n^{(2)} = \frac{A}{T\tau_r} \left[\left(1 - e^{-jn\omega_0\tau_r} - e^{-jn\omega_0\tau_{P_k}} + e^{-jn\omega_0(\tau_{P_k} + \tau_r)} \right) - e^{-jn\omega_0\frac{T}{2}} \left(1 - e^{-jn\omega_0\tau_r} - e^{-jn\omega_0\tau_{P_k}} + e^{-jn\omega_0(\tau_{P_k} + \tau_r)} \right) \right] \quad (3.58)$$

Simplificando

$$\bar{c}_n^{(2)} = \frac{A}{T\tau_r} \left[\left(1 - e^{-jn\omega_0\tau_r} - e^{-jn\omega_0\tau_{P_k}} + e^{-jn\omega_0(\tau_{P_k} + \tau_r)} \right) \left(1 - e^{-jn\omega_0\frac{T}{2}} \right) \right] \quad (3.59)$$

Sabendo que

$$e^{-jn\omega_0\frac{T}{2}} = (-1)^n \quad (3.60)$$

Teremos

$$\bar{c}_n^{(2)} = 0 \quad c / n_{par} \quad (3.61)$$

A ausência de harmônicas pares na função $f(t)$, verifica-se devido à simetria de meia onda.

Para n ímpar, teremos

$$\begin{aligned} \bar{c}_n^{(2)} &= \frac{A}{T\tau_r} \left[\left(1 - e^{-jn\omega_0\tau_r} - e^{-jn\omega_0\tau_{P_k}} + e^{-jn\omega_0(\tau_{P_k} + \tau_r)} \right) \left(1 - (-1) \right) \right] \Leftrightarrow \\ \bar{c}_n^{(2)} &= \frac{2A}{T\tau_r} \left[\left(1 - e^{-jn\omega_0\tau_r} - e^{-jn\omega_0\tau_{P_k}} + e^{-jn\omega_0(\tau_{P_k} + \tau_r)} \right) \right] \Leftrightarrow \\ \bar{c}_n^{(2)} &= \frac{2A}{T\tau_r} \left[\left(1 - e^{-jn\omega_0\tau_r} \right) - \left(e^{-jn\omega_0\tau_{P_k}} - e^{-jn\omega_0(\tau_{P_k} + \tau_r)} \right) \right] \end{aligned} \quad (3.62)$$

Multiplicando e dividindo por $e^{-jn\omega_0\frac{(\tau_{P_k} + \tau_r)}{2}}$, teremos

$$\begin{aligned} \bar{c}_n^{(2)} &= \frac{2A}{T\tau_r} \left[\left(e^{-jn\omega_0\frac{\tau_{P_k} + \tau_r}{2}} - e^{jn\omega_0\frac{\tau_{P_k}}{2}} e^{-jn\omega_0\frac{\tau_r}{2}} \right) - \left(e^{-jn\omega_0\frac{\tau_{P_k}}{2}} e^{jn\omega_0\frac{\tau_r}{2}} - e^{-jn\omega_0\frac{\tau_{P_k} + \tau_r}{2}} \right) \right] e^{-jn\omega_0\frac{\tau_{P_k} + \tau_r}{2}} \Leftrightarrow \\ \bar{c}_n^{(2)} &= \frac{2A}{T\tau_r} \left[e^{jn\omega_0\frac{\tau_{P_k}}{2}} \left(e^{jn\omega_0\frac{\tau_r}{2}} - e^{-jn\omega_0\frac{\tau_r}{2}} \right) - e^{-jn\omega_0\frac{\tau_{P_k}}{2}} \left(e^{jn\omega_0\frac{\tau_r}{2}} - e^{-jn\omega_0\frac{\tau_r}{2}} \right) \right] e^{-jn\omega_0\frac{\tau_{P_k} + \tau_r}{2}} \Leftrightarrow \\ \bar{c}_n^{(2)} &= \frac{2A}{T\tau_r} \left[\left(e^{jn\omega_0\frac{\tau_{P_k}}{2}} - e^{-jn\omega_0\frac{\tau_{P_k}}{2}} \right) \left(e^{jn\omega_0\frac{\tau_r}{2}} - e^{-jn\omega_0\frac{\tau_r}{2}} \right) \right] e^{-jn\omega_0\frac{\tau_{P_k} + \tau_r}{2}} \end{aligned} \quad (3.63)$$

Aplicando a igualdade de Euler para o seno (3.10), teremos

$$\begin{cases} e^{jn\omega_0\frac{\tau_{P_k}}{2}} - e^{-jn\omega_0\frac{\tau_{P_k}}{2}} = 2j \operatorname{sen} \left(\frac{1}{2} n\omega_0\tau_{P_k} \right) \\ e^{jn\omega_0\frac{\tau_r}{2}} - e^{-jn\omega_0\frac{\tau_r}{2}} = 2j \operatorname{sen} \left(\frac{1}{2} n\omega_0\tau_r \right) \end{cases} \quad (3.64)$$

Substituindo a equação (3.64) em (3.63), teremos

$$\bar{c}_n^{(2)} = \frac{2A}{T\tau_r} \times 2j \times 2j \times \left[\text{sen}\left(\frac{1}{2}n\omega_0\tau_{P_k}\right) \text{sen}\left(\frac{1}{2}n\omega_0\tau_r\right) \right] e^{-jn\omega_0\frac{\tau_{P_k}+\tau_r}{2}} \quad (3.65)$$

Multiplicando e dividindo por $(n\omega_0)^2\tau_{P_k}$ ficaremos com

$$\bar{c}_n^{(2)} = -\frac{2A}{T}(n\omega_0)^2\tau_{P_k} \frac{\text{sen}\left(\frac{1}{2}n\omega_0\tau_{P_k}\right) \text{sen}\left(\frac{1}{2}n\omega_0\tau_r\right)}{\frac{1}{2}n\omega_0\tau_{P_k} \frac{1}{2}n\omega_0\tau_r} e^{-jn\omega_0\frac{\tau_{P_k}+\tau_r}{2}} \quad (3.66)$$

Aplicando a equação (3.48), esta relaciona o coeficiente \bar{c}_n de expansão harmónica da função $f(t)$ com o coeficiente $\bar{c}_n^{(2)}$ de expansão harmónica da segunda derivada, na equação anterior de maneira a obter \bar{c}_n

$$\bar{c}_{n_{\text{impar}}} = 2A \frac{\tau_{P_k}}{T} \frac{\text{sen}\left(\frac{1}{2}n\omega_0\tau_{P_k}\right) \text{sen}\left(\frac{1}{2}n\omega_0\tau_r\right)}{\frac{1}{2}n\omega_0\tau_{P_k} \frac{1}{2}n\omega_0\tau_r} e^{-jn\omega_0\frac{\tau_{P_k}+\tau_r}{2}} \quad (3.67)$$

De maneira a termos a equação (3.55) completa, acrescenta-se a componente trapezoidal alternada correspondente ao impulso genérico negativo e o ângulo de disparo relativamente a cada uma das componentes aplicando (3.35). Aplicando essas modificações e sabendo que $A = U_{dc}$, ficaremos com

$$\begin{aligned} \bar{c}_{n_{\text{impar}}} &= \frac{2U_{dc}}{T} \sum_{k_{\text{imp}}=1}^{m_f} \tau_{P_k} \frac{\text{sen}\left(\frac{1}{2}n\omega_0\tau_{P_k}\right) \text{sen}\left(\frac{1}{2}n\omega_0\tau_r\right)}{\frac{1}{2}n\omega_0\tau_{P_k} \frac{1}{2}n\omega_0\tau_r} e^{-jn\omega_0\frac{\tau_{P_k}+\tau_r}{2}} e^{-jn\omega_0\alpha_{P_k}} - \\ & - \frac{2U_d}{T} \sum_{k_{\text{par}}=2}^{m_f-1} \tau_{N_k} \frac{\text{sen}\left(\frac{1}{2}n\omega_0\tau_{N_k}\right) \text{sen}\left(\frac{1}{2}n\omega_0\tau_r\right)}{\frac{1}{2}n\omega_0\tau_{N_k} \frac{1}{2}n\omega_0\tau_r} e^{-jn\omega_0\frac{\tau_{N_k}+\tau_r}{2}} e^{-jn\omega_0\alpha_{N_k}} \end{aligned} \quad (3.68)$$

Colocando em evidência as componentes relativas ao τ_r , teremos

$$\begin{aligned} \bar{c}_{n_{\text{impar}}} &= \frac{2U_{dc}}{T} \left[\sum_{k_{\text{imp}}=1}^{m_f} \tau_{P_k} \frac{\text{sen}\left(\frac{1}{2}n\omega_0\tau_{P_k}\right)}{\frac{1}{2}n\omega_0\tau_{P_k}} e^{-jn\omega_0\frac{\tau_{P_k}+2\alpha_{P_k}}{2}} - \right. \\ & \left. - \sum_{k_{\text{par}}=2}^{m_f-1} \tau_{N_k} \frac{\text{sen}\left(\frac{1}{2}n\omega_0\tau_{N_k}\right)}{\frac{1}{2}n\omega_0\tau_{N_k}} e^{-jn\omega_0\frac{\tau_{N_k}+2\alpha_{N_k}}{2}} \right] \frac{\text{sen}\left(\frac{1}{2}n\omega_0\tau_r\right)}{\frac{1}{2}n\omega_0\tau_r} e^{-jn\omega_0\frac{\tau_r}{2}} \end{aligned} \quad (3.69)$$

Para uma representação unilateral de frequências, aplica-se a equação (3.16), obtendo

$$\begin{aligned} \bar{c}_{n_{\text{impar}}}^{+} = 2 \left| \bar{c}_{n_{\text{impar}}}^{-} \right| &= \frac{4U_{dc}}{T} \left| \sum_{k_{\text{imp}}=1}^{m_f} \tau_{P_k} \frac{\text{sen}\left(\frac{1}{2}n\omega_0\tau_{P_k}\right)}{\frac{1}{2}n\omega_0\tau_{P_k}} e^{-jn\omega_0\frac{\tau_{P_k}+2\alpha_{P_k}}{2}} - \right. \\ &\left. - \sum_{k_{\text{par}}=2}^{m_f-1} \tau_{N_k} \frac{\text{sen}\left(\frac{1}{2}n\omega_0\tau_{N_k}\right)}{\frac{1}{2}n\omega_0\tau_{N_k}} e^{-jn\omega_0\frac{\tau_{N_k}+2\alpha_{N_k}}{2}} \right| \left| \frac{\text{sen}\left(\frac{1}{2}n\omega_0\tau_r\right)}{\frac{1}{2}n\omega_0\tau_r} \right| \end{aligned} \quad (3.70)$$

O espectro de amplitude será obtido através da equação (3.70). Com as equações (3.52), (3.53), (3.55) e (3.56) serão obtidos os valores dos ângulos de disparos dos semicondutores e os tempos de duração média das semi-ondas das componentes trapezoidais alternadas tanto para o impulso positivo e negativo. Os seguintes valores foram escolhidos de maneira poder ser feita uma comparação posterior com os resultados experimentais

$$\left\{ \begin{array}{l} m_a = 0,8 \\ m_f = 15 \\ U_{dc} = 50V \\ T = 20ms \\ \tau_r = 40ns \end{array} \right. \quad (3.71)$$

A Figura 3-12 ilustra o espectro de amplitude que resultou do uso da equação (3.70)

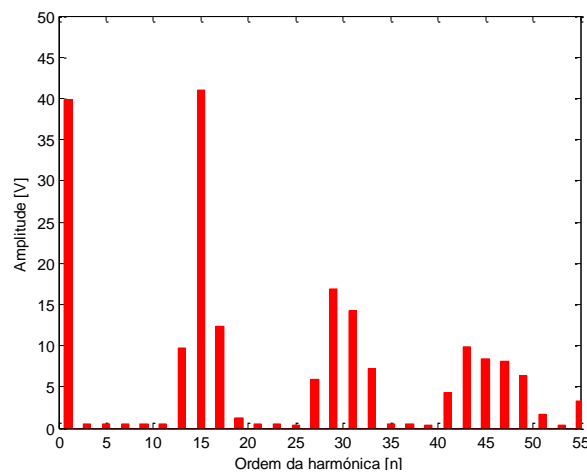


Figura 3-12 - Espectro de amplitude teórico da tensão na carga de um ondulador monofásico PWM com comando bipolar

4. Ondulador de tensão

4.1 Enquadramento

O ondulador de tensão converte tensão em corrente contínua (DC – Direct Current) em tensão em corrente alternada (AC – Alternate Current). Quando a alimentação é feita pela rede necessita de um rectificador para fazer a conversão AC/DC que alimentará o barramento intermédio (DC).

O conjunto dos conversores funciona como um conversor de frequência (AC/AC). O ondulador de tensão possui diversas aplicações, passo a citar:

- Interface para fluxo bidirecional de potência (DC/AC e AC/DC)
- Filtros activos de potência
- Restauradores dinâmicos de tensão
- Accionamentos electromecânicos
- UPS

O ondulador define a tensão de saída através da colocação à condução ou ao corte de cada um dos dispositivos semicondutores de corte comandado, independentemente do sentido da corrente de carga. Existe uma vasta gama de semicondutores disponíveis para a operacionalidade da parte inversora, isto é, do conversor DC/AC, passo a citar:

- MOSFET – Transístor de efeito de campo
- GTO – Tirístor de porta isolada
- IGBT – Transístor bipolar de porta isolada
- TBJ – Transístor de junção bipolar

A escolha depende do nível de tensão e da frequência de comutação a que o inversor terá que funcionar. O semiconductor usado nesse trabalho foi o IGBT e funciona nas zonas de saturação e de corte.

As técnicas associadas ao controlo dos onduladores de tensão são diversas, como:

- Comando de plena onda com disparos complementares
- Comando de plena onda com disparos desfasados
- Comando com eliminação selectiva de harmónicas
- Comando por modulação de vectores de espaço
- Comando em modo de corrente



- Modulação por largura de impulso (PWM – *Pulse Width Modulation*)

Neste trabalho, a técnica PWM foi a selecionada para o comando do ondulador de tensão.

O comando por do PWM origina, em maior ou em menor escala, deformações na forma de onda da tensão de saída do ondulador. Esta deformação é quantificada pela distorção harmónica da tensão. A deformação da tensão resultará em harmónicas de corrente que poderão perturbar o bom funcionamento dos equipamentos vizinhos. Pois, as perturbações propagam-se pela rede e daí a necessidade de monitorizar em certas situações o nível de conteúdo harmónico gerado.

4.2 Modulação

Apesar das lógicas de comando dos onduladores de tensão monofásico e trifásico serem diferentes, a metodologia é partilhada pelos onduladores de tensão monofásicos. Os braços são alimentados pela tensão contínua ($+U_{dc}$) e a tensão de saída (u_0) pode ser descrita em função da tensão de cada um dos braços (u_1 e u_2) relativamente à massa.

As tensões em cada um dos braços podem tomar valores $+U_{dc}$ ou 0, dependendo das funções de comando f_1 e f_2 , com a seguinte lógica:

$$f_1 = \begin{cases} 1 \Rightarrow S1on \wedge S1'off \\ 0 \Rightarrow S1off \wedge S1'on \end{cases} \quad (4.1)$$

$$f_2 = \begin{cases} 1 \Rightarrow S2on \wedge S2'off \\ 0 \Rightarrow S2off \wedge S2'on \end{cases} \quad (4.2)$$

Sabendo que

$$\left. \begin{array}{l} u_0 = u_1 - u_2 \\ u_1 = f_1 \times U_{dc} \\ u_2 = f_2 \times U_{dc} \end{array} \right\} \Rightarrow u_0 = f_1 \times U_{dc} - f_2 \times U_{dc} \quad (4.3)$$

Simplificando teremos a função de comando do ondulador de tensão monofásico

$$u_0 = (f_1 - f_2)U_{dc} \quad (4.4)$$

Na Figura 4-1 monofásico mostra-se o princípio de comando dos braços do ondulador de tensão monofásico a partir das funções de comando f_1 e f_2 .

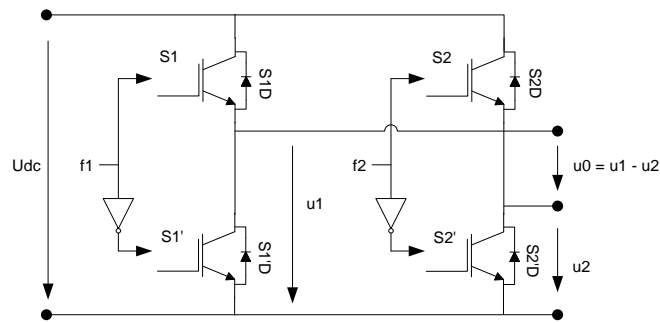


Figura 4-1 - Ondulador de tensão monofásico

4.3 Técnica de comando PWM

4.3.1 Introdução

A técnica modulação por largura de impulso (PWM – *Pulse Width Modulation*) consiste na obtenção de impulsos de largura variável, tendo como referência uma onda sinusoidal que se intersecta com uma onda triangular.

Esta técnica processa-se através da comparação de dois sinais de referência:

- Sinal da modulante, geralmente usa-se o sinal sinusoidal
- Sinal da portadora, sendo o sinal triangular

A onda sinusoidal é chamada de modulante, visto que irá modular ou definir o valor eficaz da amplitude e o valor da frequência. O sinal da modulante pode ser regulado tanto em amplitude como em frequência de maneira a atingir os objectivos do processo em questão. A variação desses dois valores é um dos pontos fulcrais do funcionamento desta técnica de comando.

O PWM é caracterizado pelos seguintes coeficientes: índice de modulação de amplitude e índice de modulação de frequência.

O coeficiente de amplitude é obtido do quociente das amplitudes da modulante e da portadora:

$$m_a = \frac{A_m}{A_p} \quad (4.5)$$

O PWM tem 3 zonas de funcionamento quanto ao índice de modulação de amplitude, que são:

- Modulação linear, com $0 < m_a \leq 1$
- Sobre modulação, com $1 < m_a \leq \frac{\sqrt{6}}{\pi}$
- Ondas quadradas, com $\frac{\sqrt{6}}{\pi} < m_a$

O índice de modulação de amplitude irá influenciar o valor eficaz da tensão na carga. Em todos os nossos estudos o PWM esteve na zona de funcionamento linear, tendo a maioria de testes sido feitos com $m_a = 0,8$.

Já o coeficiente de frequência é definido pelo quociente das frequências da portadora e da modulante:

$$m_f = \frac{f_p}{f_m} \quad (4.6)$$

O sinal da portadora irá influenciar a frequência a que os semicondutores irão comutar. Sendo a frequência do sinal da portadora proporcional à frequência de comutação dos semicondutores.

O desempenho do PWM depende tanto da frequência da modulante como da portadora, mas a acção predominante no PMW é a da onda modulante. Dependendo do tipo de comando usado poderemos ter as harmónicas múltiplas da fundamental, mais próximas ou mais afastadas desta. Este detalhe pode facilitar no processo de filtragem.

Quanto a forma de onda de saída da tensão do conversor, podemos ter:

- Comando bipolar
- Comando unipolar

Com os sinais da modulante e da portadora síncronos e o índice de modulação de frequência superior a 10 é garantido um sinal de saída com efeito *anti-aliasing*. Este fenómeno consiste na recolha suficiente de dados para uma representação aceitável da forma de onda pretendida.

Na Figura 4-2, com o mesmo índice de modulação de amplitude, pode-se verificar a diferença na tensão de saída para diferentes índices de modulação de frequência. A Figura 4-2-a tem um m_f bastante baixo em relação à Figura 4-2-b, esta última dá uma melhor representação da função seno para o caso do comando bipolar. Isto é, com o valor de m_f mais elevado, mais afastado fica o conteúdo harmónico da componente fundamental 50Hz, facilitando o processo de filtragem.

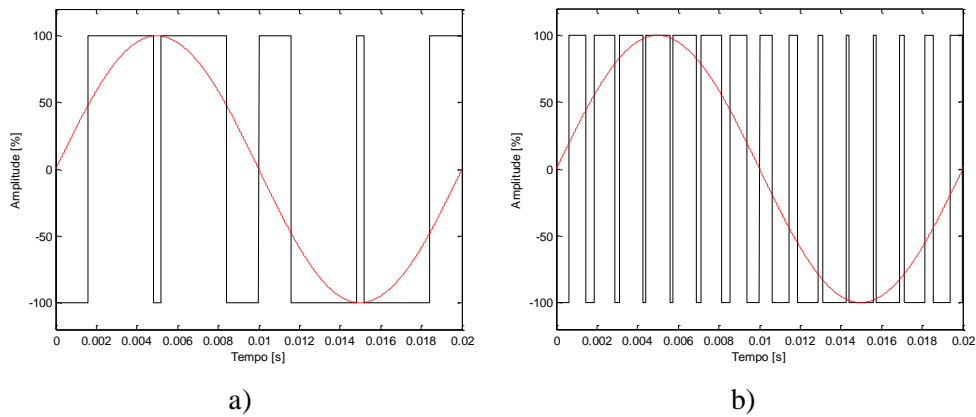


Figura 4-2 - Tensão de saída u_0 com PWM bipolar $m_a = 0,8$

a) $m_f = 5$, sem efeito anti-aliasing

b) $m_f = 15$, com efeito anti-aliasing

A próxima figura tem o mesmo intuito da figura anterior, ou seja, tem o objectivo de mostrar claramente a desvantagem de se usar m_f de baixo valor. Tendo a Figura 4-3-b uma melhor apresentação face à Figura 4-3-a em termos de filtragem, isto é, as componentes harmónicas da Figura 4-3-b estão mais afastadas da componente fundamental face à Figura 4-3-a.

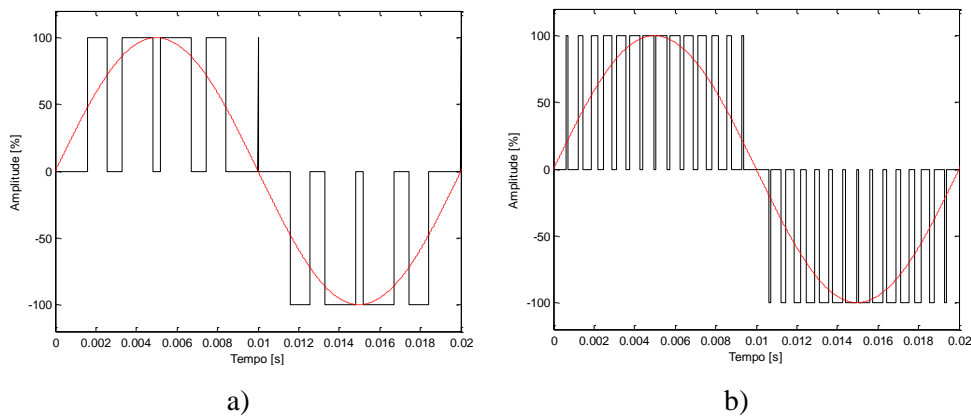


Figura 4-3 – Tensão de saída u_0 com PWM unipolar $m_a = 0,8$

a) $m_f = 5$, sem efeito anti-aliasing

b) $m_f = 15$, com efeito anti-aliasing

A Figura 4-4 mostra as tensões de cada dos braços e na carga, tanto para o comando bipolar como para o comando unipolar. Nessa figura a relação da tensão na carga com as tensões dos braços descrita na equação (4.3).

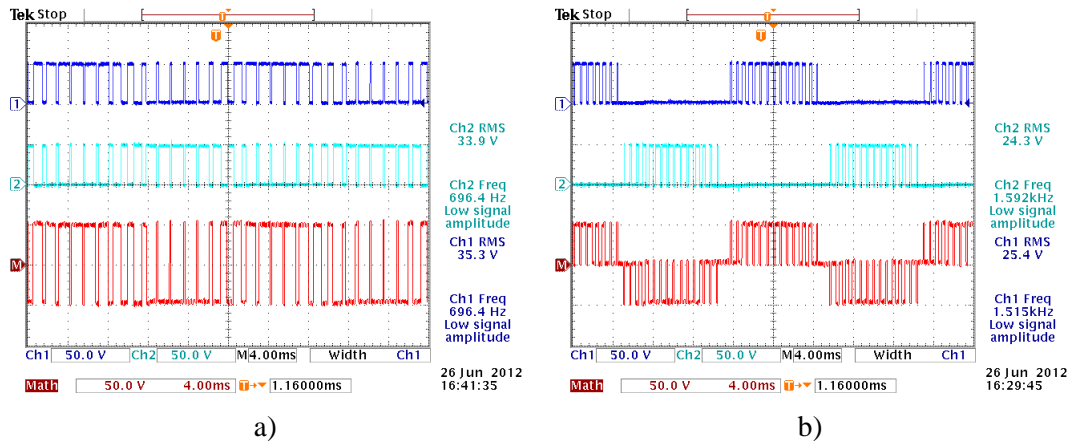


Figura 4-4 - Tensões no inversor (u_1, u_2, u_0) com $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$

a) PWM bipolar, 50 V/div, 4 ms/div

b) PWM unipolar, 50 V/div, 4 ms/div

As imagens acima mostram as respectivas tensões: 1º braço u_1 (azul), 2º braço u_2 (azul ciano) e diferença entre os braços u_0 (vermelho) respectivamente. Tal como foi explicado, a tensão na carga é obtida em função das combinações das tensões de cada um dos braços e essas figuras ajudam a perceber melhor essa harmonia.

Residindo na lógica de comando as suas grandes diferenças, que de certa forma irá influenciar o afastamento ou proximidade das harmónicas consoante o escolhido.

A Tabela 4-1ilucida sobre a distribuição do conteúdo harmónico para o comando bipolar.

Tabela 4-1 - Distribuição do conteúdo harmónico para comando bipolar

Centro do intervalo Para bipolar	Intervalo	Número de harmónicas	Distribuição das harmónicas
f_m	—	1	f_m
m_f	$f_m \times [m_f - 2, m_f + 2]$	3	$f_m \times (m_f - 2, m_f, m_f + 2)$
$2m_f$	$f_m \times [2m_f - 3, 2m_f + 3]$	4	$f_m \times (2m_f - 3, 2m_f + 1, 2m_f + 2, 2m_f + 3)$
$3m_f$	$f_m \times [3m_f - 4, 3m_f + 4]$	5	$f_m \times (3m_f - 4, 3m_f + 2, 3m_f + 3, 3m_f + 4, 3m_f + 5)$

A Tabela 4-2 mostra a distribuição do conteúdo harmónico com o comando unipolar.



Tabela 4-2 - Distribuição do conteúdo harmónico com comando unipolar

Centro do intervalo Para unipolar	Intervalo	Número de harmónicas	Distribuição das harmónicas
f_m	–	1	f_m
$f_m \times 2m_f$	$f_m \times [2m_f - 3, 2m_f + 3]$	4	$f_m \times \begin{pmatrix} 2m_f - 3, 2m_f - 1, \\ 2m_f + 1, 2m_f + 3 \end{pmatrix}$
$f_m \times 4m_f$	$f_m \times [4m_f - 5, 4m_f + 5]$	6	$f_m \times \begin{pmatrix} 4m_f - 5, 4m_f - 3, \\ 4m_f + 1, 4m_f + 1, \\ 4m_f + 3, 4m_f + 5 \end{pmatrix}$
$f_m \times 6m_f$	$f_m \times [6m_f - 7, 6m_f + 7]$	8	$f_m \times \begin{pmatrix} 6m_f - 7, 6m_f - 5, \\ 6m_f - 3, 6m_f - 1, \\ 6m_f + 1, 6m_f + 3 \\ 6m_f + 5, 6m_f + 6 \end{pmatrix}$

Para ambos os comandos, o conteúdo harmónico está centrado no intervalo e distribuído pelas harmónicas ímpares devido à simetria de meia onda.

Nota-se que o conteúdo harmónico mais afastado da fundamental verifica-se no PWM unipolar, sendo mais fácil a implementação de filtros. No PWM bipolar também podemos afastar mais o conteúdo harmónico da fundamental alterando o valor do índice de modulação em frequência, uma vez que este pode ir até 21 (para PWM síncrono)¹.

4.3.2 Comando bipolar

O PWM com comando bipolar tem apenas dois níveis de comutação $\{+U_{dc}, -U_{dc}\}$, isto é, a comparação é feita de modo que quando o sinal da modulante é superior ao da portadora, a tensão na carga é $+U_{dc}$ e quando o sinal da portadora é superior ao da modulante, a tensão na carga é $-U_{dc}$.

Tendo a seguinte lógica de comando:

$$v_{\text{modulante}} > v_{\text{portadora}} \Rightarrow u_0 = +U_{dc} \tag{4.7}$$

¹ Mohan, Ned, Undeland, Tore e Robbins, William. *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. 3rd. s.l. : Wiley, 2003.

$$v_{\text{modulante}} < v_{\text{portadora}} \Rightarrow u_0 = -U_{dc} \quad (4.8)$$

O diagrama teórico para o comando bipolar está representado na Figura 4-5.

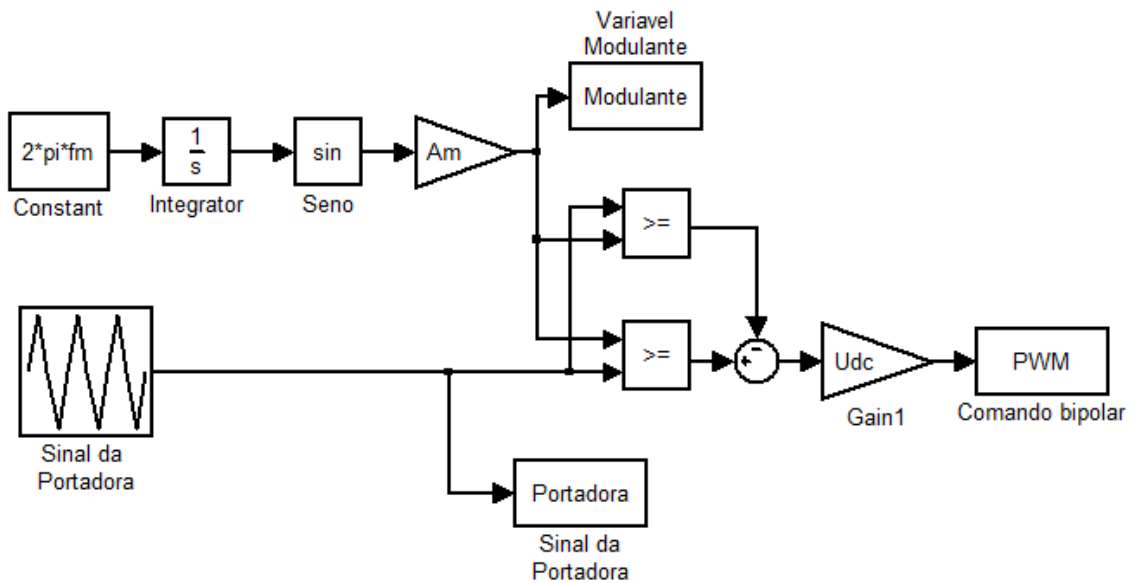


Figura 4-5 - Diagrama teórico para comando bipolar

A figura seguinte mostra os sinais de comando, modulante e portadora.

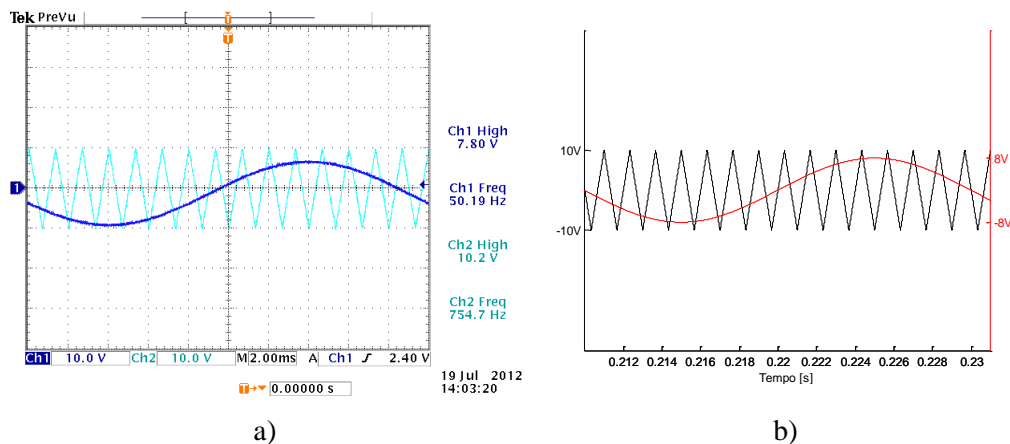


Figura 4-6 - Sinais de comando, portadora e modulante com PWM bipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$

- a) Resultado experimental, 10 V/div, 2 ms/div
- b) Resultado simulado, 10 V/div, 2 ms/div

Os sinais de comando obtidos na parte experimental à saída do Processamento digital de sinais (DSP – *Digital Signal Processing*) e na simulação através do Matlab/Simulink são bastante semelhantes tanto em frequência como em amplitude, validando os sinais de comando do sistema.

A Figura 4-7 mostra os sinais de comando e a tensão de saída para a lógica de comando bipolar.

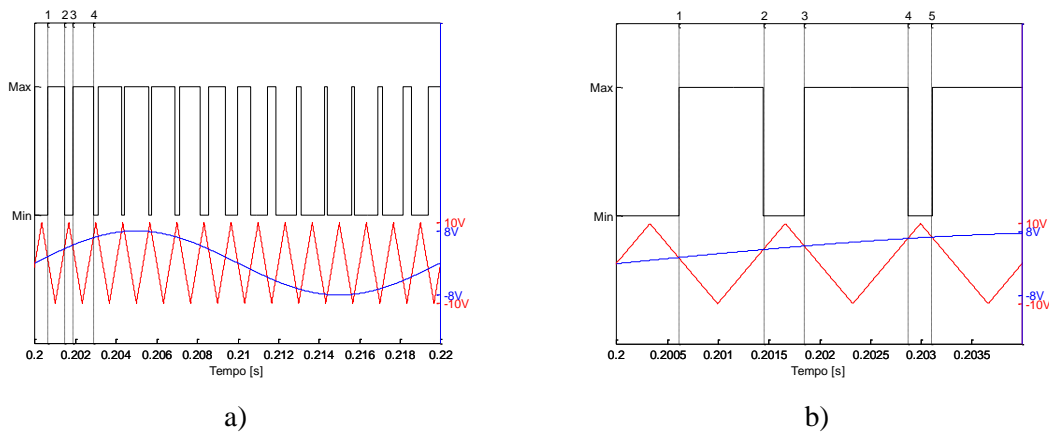


Figura 4-7 - Representação simulada da lógica do comando para PWM bipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$

a) Período completo com instantes de comutação, 10 V/div, 2 ms/div

b) Pormenor com instantes de comutação dos IGBTs, 10 V/div, 0,5 ms/div

As marcações da Figura 4-7 correspondem aos instantes de comutação dos semicondutores de potência. Na Figura 4-7-b, os instantes estão pormenorizados durante 3 períodos da portadora.

Na Figura 4-8, estão assinalados os instantes de comutação dos semicondutores tal como os respectivos semicondutores.

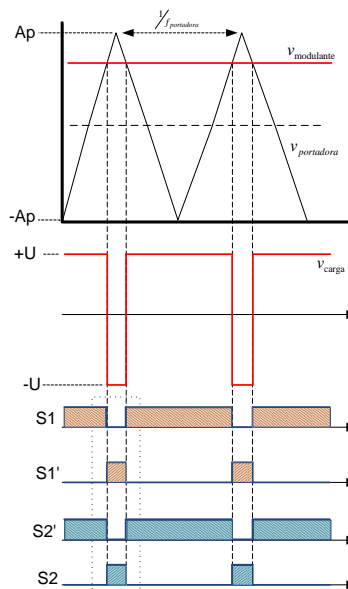


Figura 4-8 - Representação teórica da lógica de comutação dos IGBTs relativamente aos sinais de comando

Na figura acima, consegue-se ver a zona de comutação pertencente a cada um dos semicondutores. Os rectângulos coloridos representam os semicondutores à condução. O rectângulo transparente representado na Figura 4-8 evidencia as etapas de espera entre os semicondutores do mesmo braço, ilustradas na Figura 4-9.

Na comutação dos semicondutores do mesmo braço, tem que existir um tempo em que os dois semicondutores estejam ao corte, isto é, em aberto de forma a evitar um curto-circuito à fonte. Este tempo é designado por tempo morto.

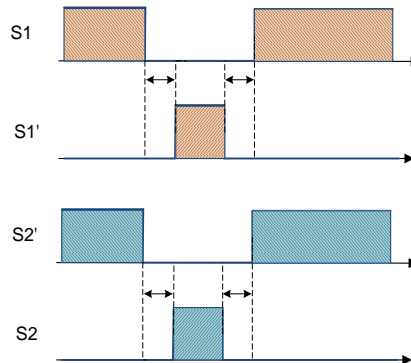


Figura 4-9 - Representação teórica dos tempos mortos do circuito experimental

No instante em que o S1 deixa de conduzir até que o S1' comece a conduzir, há um intervalo e vice-versa para evitar um curto-circuito no braço. O mesmo acontece com os semicondutores do 2º braço do ondulator. A Figura 4-10 mostra a existência desse intervalo no circuito prático, denominado por tempo morto, introduzido pelo módulo de disparo de IGBTs, representado teoricamente na Figura 4-9.

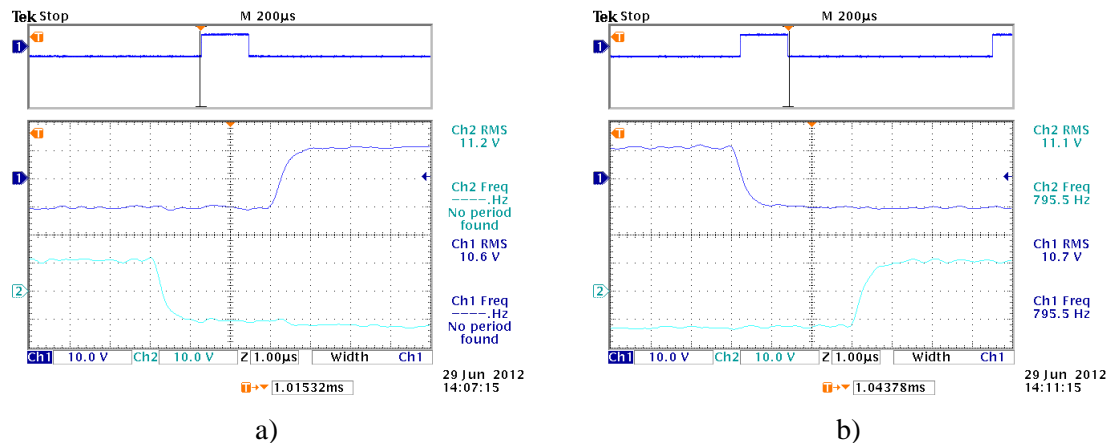


Figura 4-10 – Tensões de comando u_{g1top} e u_{g1bot} do módulo de disparo de IGBTs no 1º braço com PWM bipolar

- a) Passagem à condução do S1 e ao corte do S1', 10 V/div, 1 μ s/div
- b) Passagem ao corte do S1 e à condução do S1', 10 V/div, 1 μ s/div

A tensão de comando u_{g1top} corresponde à tensão de comando da porta do IGBT S1 e a u_{g1bot} à tensão de comando da porta do IGBT S1'. A Figura 4-10 ilustra o que foi explicado pela figura de representação teórica do tempo morto na Figura 4-9. O tempo morto do circuito de comando é 3 μ s que por sua vez é gerado pelo driver que efectua o isolamento galvânico. Essas tensões e as próximas estão representadas na Figura 6-1.

A Figura 4-11 mostra a tensão na carga do ondulador com comando bipolar.

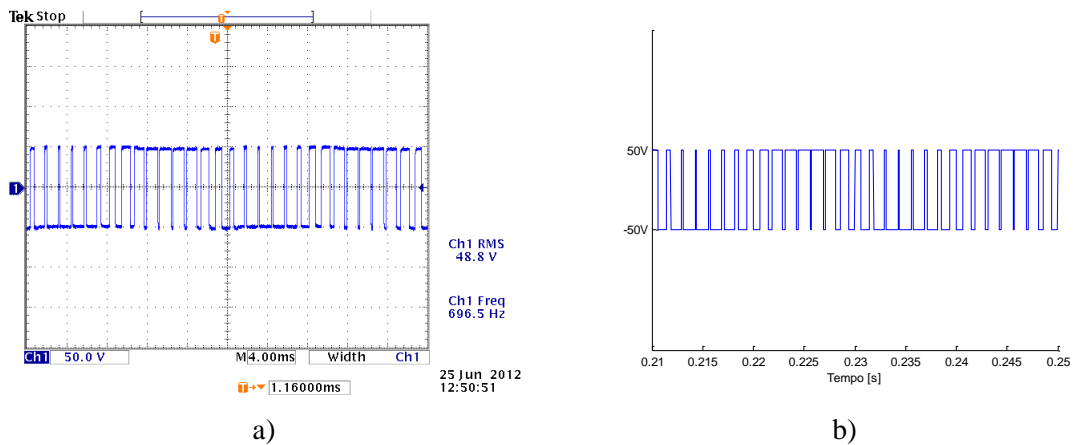


Figura 4-11 - Tensão na carga u_0 com PWM bipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$

a) Resultado experimental, 50 V/div, 4 ms/div

b) Resultado simulado, 50 V/div, 5 ms/div

A tensão na carga u_0 , experimental e simulada, tanto a frequência da fundamental como a amplitude máxima é coincidente, confirmando o PWM bipolar na carga.

A Figura 4-12 apresenta a corrente na carga RL.

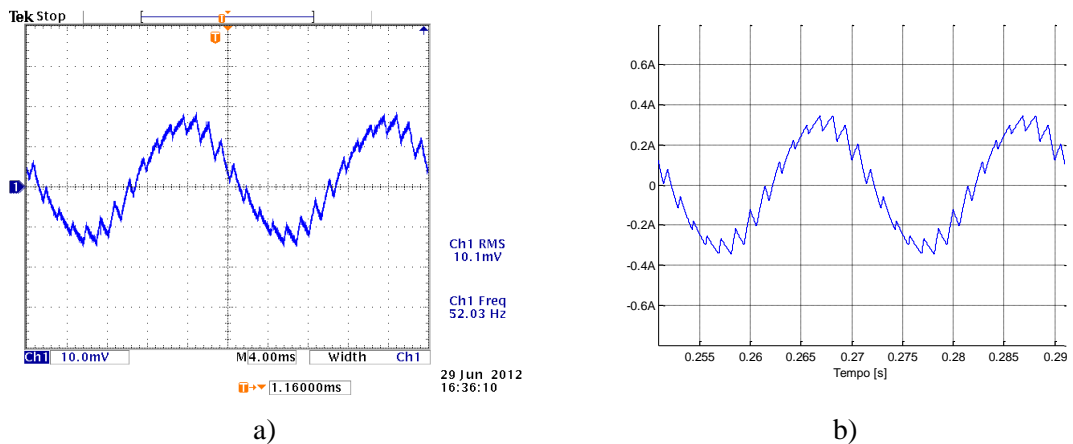


Figura 4-12 - Corrente na carga i_0 com PWM bipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$

a) Resultado experimental, 200 mA/div, 4 ms/div

b) Resultado simulado, 200 mA/div, 5 ms/div

A corrente na carga i_0 , experimental e simulada, tem os mesmos valores de amplitude e frequência, tal como acontece na tensão. O dente de serra da corrente deve à inércia provocada pela bobina devido à mudança de polarização da tensão na carga. A corrente na carga fica assim validada.

A Figura 4-13 mostra o desfasamento entre a tensão na carga e a tensão na resistência. Uma vez que a tensão na resistência é uma representação da imagem da corrente na carga, esta última terá o mesmo ângulo de desfasagem face à tensão na carga.

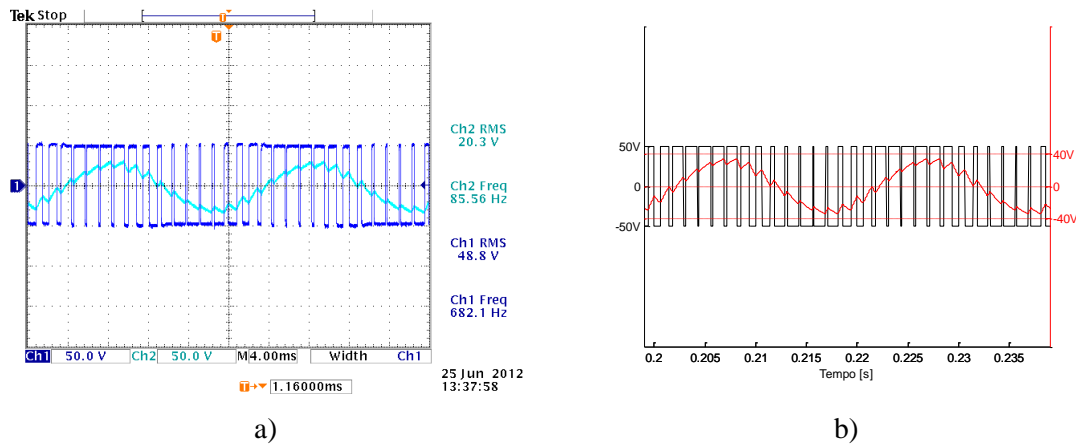


Figura 4-13 - Tensões na carga u_0 e na resistência u_r com PWM bipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$

a) Resultado experimental, 50 V/div, 4 ms/div

b) Resultado simulado, 50 V/div, 5 ms/div

Nota-se que há um ligeiro desfasamento devido ao tipo de carga associada, pois a carga RL provoca um atraso na corrente devido à energia armazenada pela bobina.

Sabendo que

$$\bar{U} = \bar{Z} \times \bar{I} \tag{4.9}$$

Sendo a impedância

$$\bar{Z} = R + jX_L = |\bar{Z}| \angle \phi \tag{4.10}$$

Este desfasamento pode ser calculado do seguinte modo:

$$\left\{ \begin{aligned} |\bar{Z}| &= \sqrt{R^2 + X_L^2} = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} \Rightarrow |\bar{Z}| = \sqrt{R^2 + (2\pi fL)^2} \\ \phi &= \arctg\left(\frac{X_L}{R}\right) = \arctg\left(\frac{\omega L}{R}\right) \Rightarrow \phi = \arctg\left(\frac{2\pi fL}{R}\right) \end{aligned} \right. \tag{4.11}$$

Substituindo pelos valores reais, teremos

$$\phi = \arctg\left(\frac{2\pi \times 50 \times 0,25}{100}\right) = 38^\circ \tag{4.12}$$

Sendo 38° , o ângulo de desfasamento entre a corrente na carga e a tensão na carga.

Na Figura 4-14 pode-se verificar melhor a evolução da imagem da corrente ao longo das comutações dos valores de tensão. A corrente vai-se anulando a medida que a tensão na carga fica negativa por mais tempo, provocando uma perda de energia na bobina.

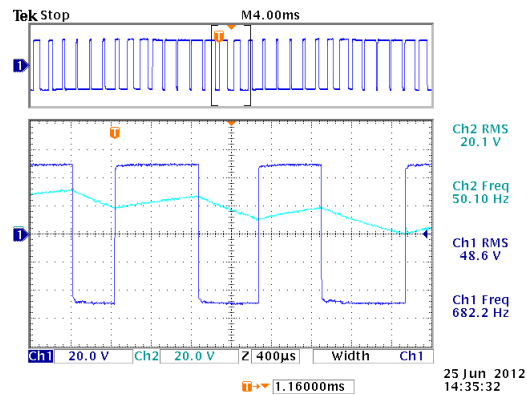


Figura 4-14 - Pormenor da tensão na resistência u_r relativamente à tensão na carga u_0 para PWM bipolar, 20 V/div, 400 µs/div

A tensão na resistência u_r corresponde a imagem da corrente na carga.

A corrente na carga i_0 , ao longo do tempo, pode efectuar 4 percursos diferentes no circuito devido à continuidade da energia armazenada pelas bobinas como é representado na Figura 4-15, esta representação tem o objectivo de elucidar sobre a circulação da corrente na carga. As linhas contínuas são as correntes que passam pelos IGBTs e as tracejadas são as aquelas que estão a sendo conduzidas por díodos, tanto na situação de transição ou de tempo morto como na situação em que se aplica uma tensão contrária enquanto ainda existe energia na bobina. As linhas azuis são os percursos efectuados na alternância positiva da corrente, já as vermelhas são os percursos realizados na alternância negativa da corrente.

Essa corrente e as próximas estão representadas na Figura 6-1.

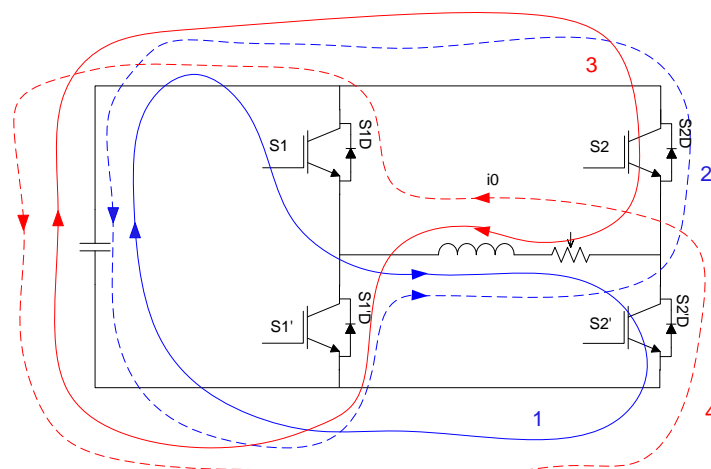


Figura 4-15 - Circulação da corrente na carga i_0 nas diferentes etapas da tensão com PWM bipolar

Na Tabela 4-3 mostra os estados dos IGBTs e os díodos que estão à condução durante a circulação da corrente pelos diversos caminhos.

Tabela 4-3 - Lógica de comutação nos semicondutores com comando bipolar

Caminho	IGBT à condução	IGBT ao corte	Díodo à condução	Corrente na carga
1	S1,S2'	S1',S2	—	> 0
2	—	S1,S1',S2,S2'	S1'D,S2D	> 0
3	S1',S2	S1,S2'	—	< 0
4	—	S1,S1',S2,S2'	S1D,S2'D	< 0

Tal como foi acima dito, não pode existir semicondutores do mesmo braço à condução para evitar um curto-circuito à fonte. Os díodos entram à condução para garantir a continuidade da corrente devido a energia armazenada na bobina.

A Figura 4-16 apresenta a corrente que sai do barramento DC i_{dc} .

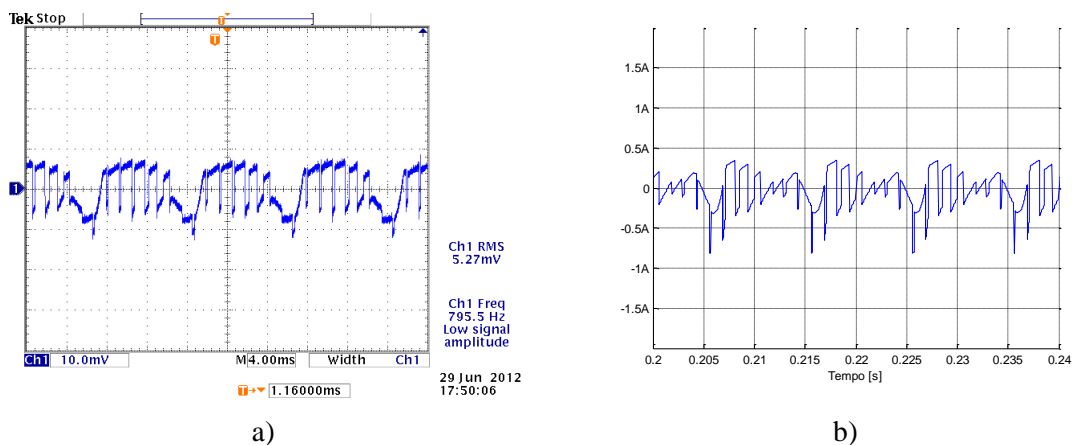


Figura 4-16 - Corrente do barramento DC i_{dc} com PWM bipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$

a) Resultado experimental, 500 mA/div, 4 ms/div

b) Resultado simulado, 500 mA/div, 5 ms/div

A corrente à saída do barramento DC i_{dc} , experimental e simulada, tem as suas semelhanças apesar das suas diferenças. As diferenças devem-se ao facto do circuito simulado não contar com as todas as impedâncias existentes no circuito experimental, tal como a impedância da placa de circuito impresso, as impedâncias dos condutores e dos semicondutores de potência. Contudo as semelhanças são evidentes, nota-se que a amplitude máxima é aproximadamente de 500mA, a sua frequência fundamental é de 100Hz e a área negativa no final de cada período. Com estas semelhanças, a corrente fica validada.

Esta corrente consegue demonstrar claramente quando o conversor DC/AC está a funcionar como inversor ou como retificador, ou seja, quando há transferência de energia do barramento DC para o conversor DC/AC ou vice-versa. O conversor DC/AC faz o papel de inversor quando a corrente em questão é positiva, existindo uma transferência de energia do barramento DC para si. Já no papel de retificador, a corrente é negativa e a transferência de energia tem sentido contrário. A transferência de energia do conversor DC/AC para o barramento DC é maior quando a corrente na carga muda de sentido, uma vez que está desfasada com a tensão da carga, a transferência ocorre por mais tempo. Esta zona de desfasamento, também se verifica a entrada para o barramento DC de corrente vinda do retificador a montante.

A Figura 4-17 mostra a corrente obtida à entrada do sistema $i_{l_{isn}}$, tanto experimentalmente como na simulação.

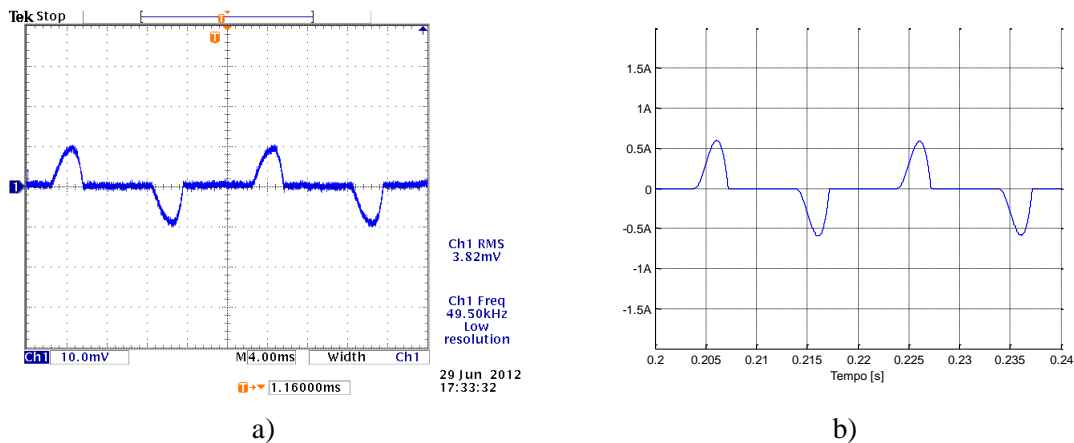


Figura 4-17 - Corrente a entrada do sistema $i_{l_{isn}}$ com PWM bipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$

a) Resultado experimental, 500 mA/div, 4 ms/div

b) Resultado simulado, 500 mA/div, 5 ms/div

A corrente à entrada do sistema $i_{l_{isn}}$, experimental e simulado, é muito similar embora os valores de pico sejam ligeiramente diferentes em dezenas de miliamperes. Esta diferença deve-se à ausência de algumas impedâncias existentes no circuito experimental. Esta forma de onda da corrente é típica dos retificadores com carga capacitiva, como é o caso. Esta corrente está validada.

4.3.3 Comando unipolar

O PWM unipolar tem três níveis de comutação $\{+U_{dc}, 0, -U_{dc}\}$, sendo o nível positivo e o nulo obtidos na alternância positiva do sinal da modulante com a comparação deste com o sinal da portadora, já na alternância negativa da modulante obtém-se o nível negativo e nulo.

O comando foi realizado por duas modulantes sinusoidais em oposição de fase, com o objetivo de se usar uma comparação cruzada como mostra a Figura 4-18.

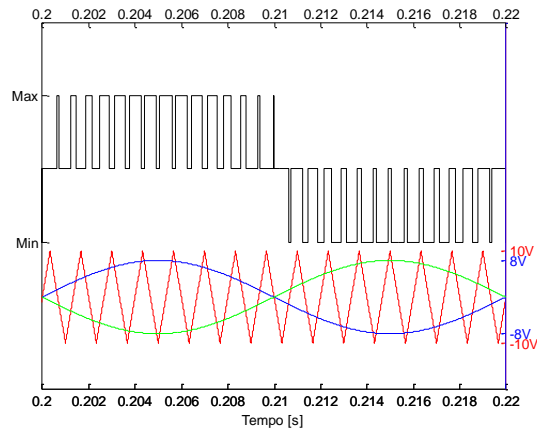


Figura 4-18 - Representação simulada da lógica do comando de um período para PWM unipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15, 10 \text{ V/div}, 2 \text{ ms/div}$

Relembrando que

$$u_0 = (f_1 - f_2)U_{dc} \quad (4.13)$$

A alternância positiva terá a seguinte lógica:

$$u_0 = +U_{dc} \Rightarrow \begin{cases} f_1 = 1 \\ f_2 = 0 \end{cases} \quad (4.14)$$

$$u_0 = 0 \Rightarrow \begin{cases} f_1 = 0 \\ f_2 = 0 \end{cases} \quad (4.15)$$

Para que o f_1 seja 1, teremos que verificar as seguintes condições:

$$f_1 = 1 \Rightarrow \begin{cases} v_{\text{modulante1}} > v_{\text{portadora}} \\ v_{\text{modulante2}} < v_{\text{portadora}} \end{cases} \quad (4.16)$$

Já para a alternância negativa terá a seguinte lógica:

$$u_0 = -U_{dc} \Rightarrow \begin{cases} f_1 = 0 \\ f_2 = 1 \end{cases} \quad (4.17)$$

$$u_0 = 0 \Rightarrow \begin{cases} f_1 = 0 \\ f_2 = 0 \end{cases} \quad (4.18)$$

Para que o f_2 seja 1, teremos que verificar as seguintes condições:

$$f_2 = 1 \Rightarrow \begin{cases} v_{\text{modulante1}} < v_{\text{portadora}} \\ v_{\text{modulante2}} > v_{\text{portadora}} \end{cases} \quad (4.19)$$

O diagrama teórico para o comando unipolar está representado na Figura 4-19.

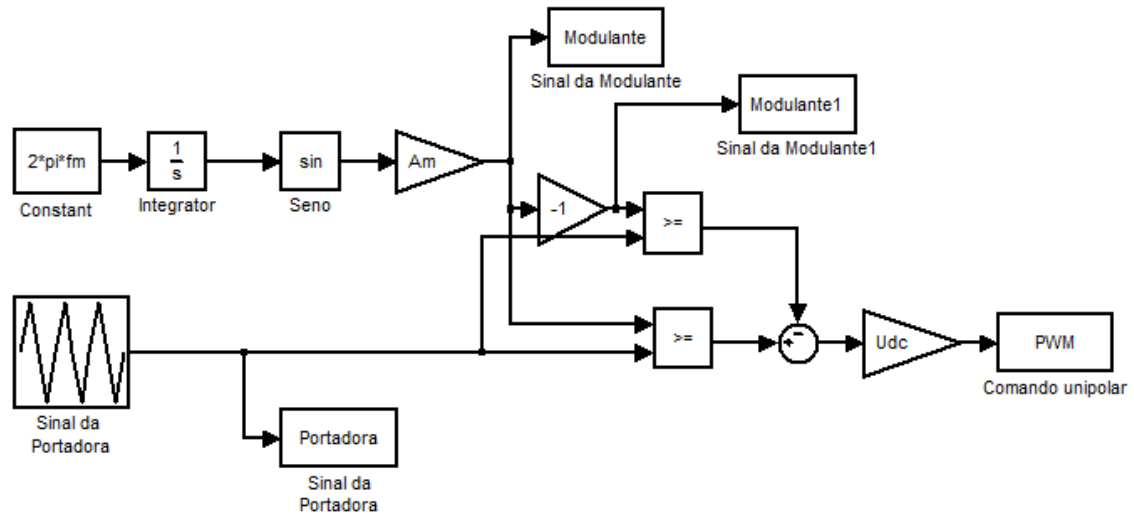


Figura 4-19 - Diagrama teórico para comando unipolar

Na Figura 4-20, os sinais de comando são: primeira modulante (azul), segunda modulante (verde), portadora (vermelho) e o sinal PWM (preto). Com estas imagens consegue-se ter uma melhor percepção do comando dos instantes de comutação do PWM com comando unipolar. Os instantes marcados são os instantes em que os semicondutores recebem ordens para mudar de estado.

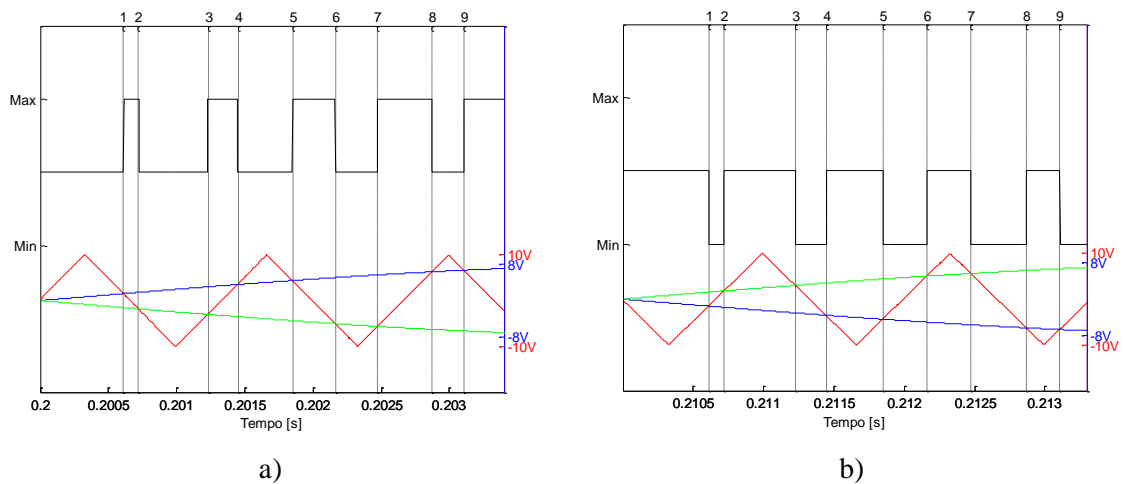


Figura 4-20 - Representação simulada da lógica do comando para PWM unipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$

- a) Instantes de comutação dos IGBTs na alternância positiva, 10 V/div, 0,5 ms/div
- b) Instantes de comutação dos IGBTs na alternância negativa, 10 V/div, 0,5 ms/div

Tal como a Figura 4-8 do comando bipolar, na Figura 4-21 estão representados os instantes de comutação e os respectivos semicondutores. Os semicondutores não representados estão ao corte.

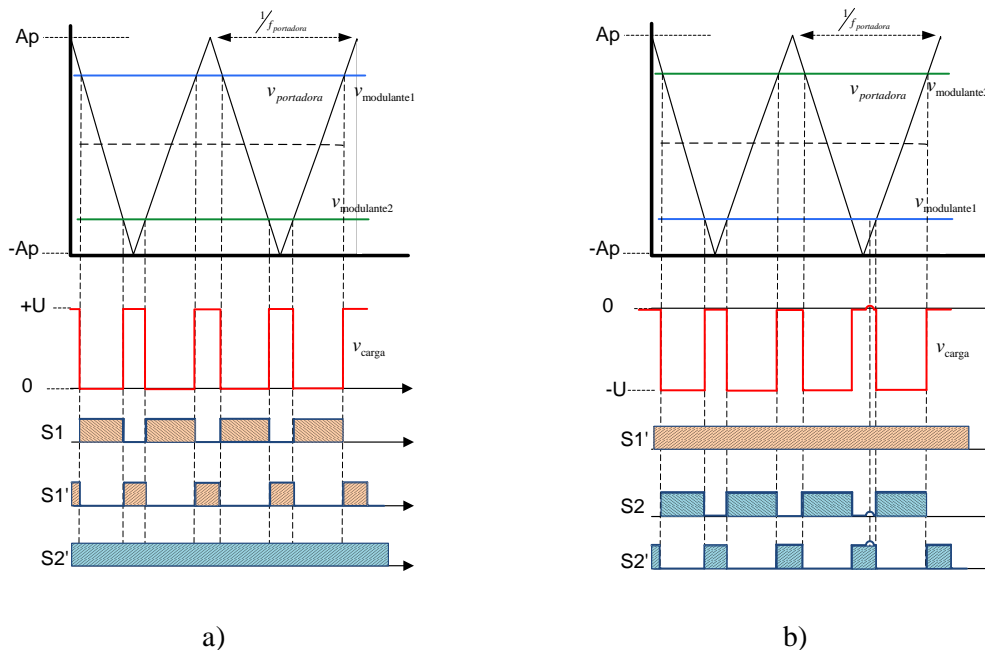


Figura 4-21 - Representação teórica da lógica do comando para PWM unipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$

a) Instantes de comutação dos IGBTs na alternância positiva

b) Instantes de comutação dos IGBTs na alternância negativa

Na ilustração acima consegue-se ver a ordem de comutação de cada um dos dispositivos de comandos. Na Figura 4-21-a, está representada a alternância positiva da tensão na carga, o IGBT S2 está sempre ao corte e o S2' está sempre à condução. Já na Figura 4-21-b, está representada a alternância negativa da tensão na carga, o IGBT S1 que está sempre ao corte e o S1' está sempre à condução.

A Figura 4-22 mostra os tempos mortos introduzidos pelo módulo de disparo de IGBTs para o comando unipolar. Essas tensões e as próximas estão representadas na Figura 6-1.

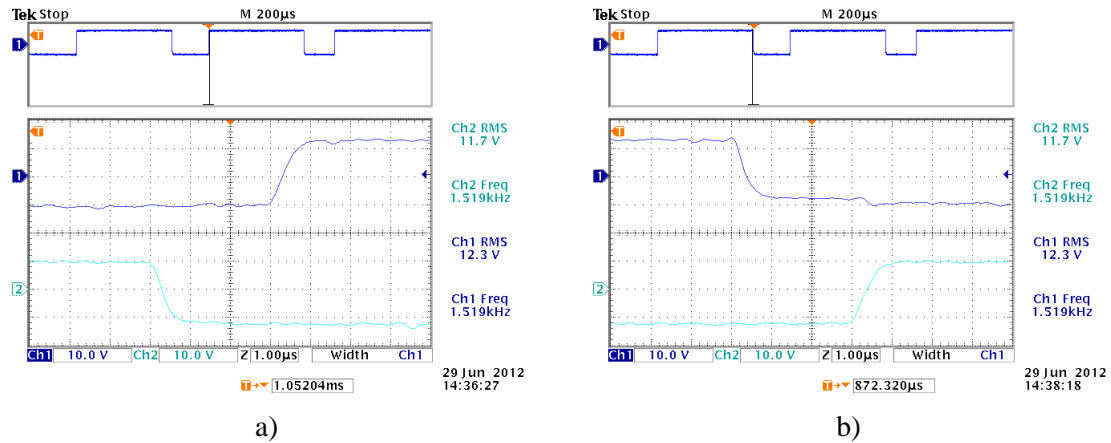


Figura 4-22 - Tensões de comando u_{g1top} e u_{g1bot} do módulo de disparo de IGBTs no 1º braço com PWM unipolar

- a) Passagem à condução do S1 e ao corte do S1', 10 V/div, 1 μ s/div
- b) Passagem ao corte do S1 e à condução do S1', 10 V/div, 1 μ s/div

Como acontece para o comando bipolar na Figura 4-10, o tempo morto será garantido para evitar um curto-circuito à fonte e este tem o mesmo valor, uma vez que o circuito físico é igual.

A Figura 4-23 mostra a tensão na carga para o comando unipolar.

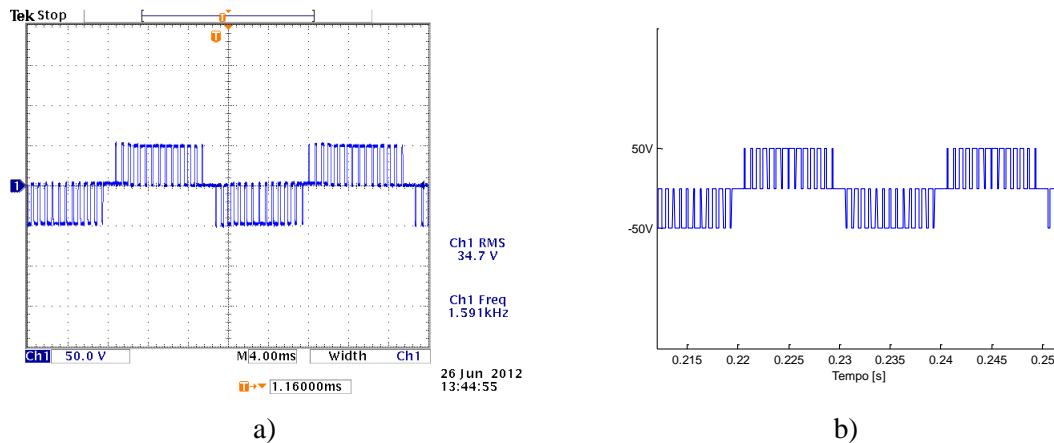


Figura 4-23 - Tensões na carga u_0 com PWM unipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$

- a) Resultado experimental, 50 V/div, 4 ms/div
- b) Resultado simulado, 50 V/div, 5 ms/div

Tal como previsto, a tensão na carga u_0 tem a frequência fundamental e amplitude máxima esperadas.

A Figura 4-24 mostra a corrente na carga i_0 para o mesmo tipo de comando. Essa corrente e as próximas estão representadas na Figura 6-1.

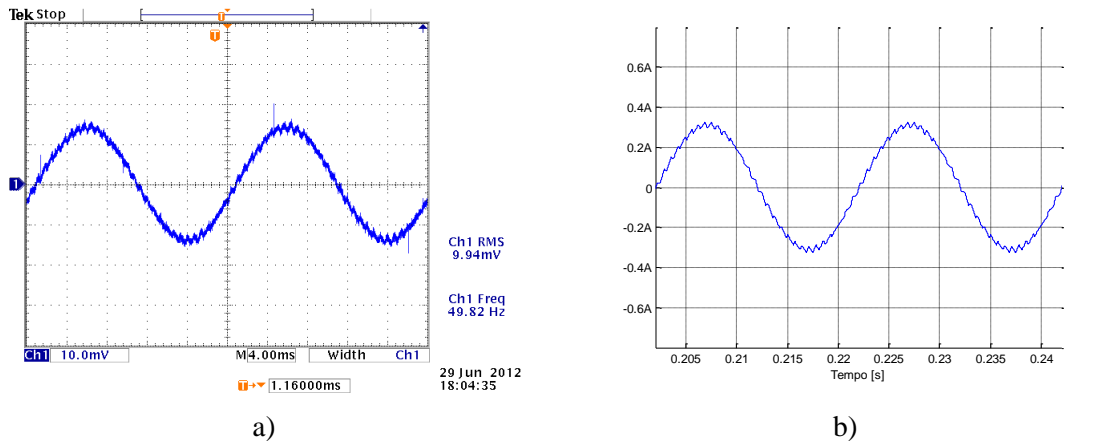


Figura 4-24 - Corrente na carga i_0 com PWM unipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$

- a) Resultado experimental, 200 mA/div, 4 ms/div
- b) Resultado simulado, 200 mA/div, 5 ms/div

Melhor qualidade, relativamente ao bipolar, na onda da corrente e com menor tremulação, isto devido pela taxa de variação da tensão na carga ter reduzido.

Na próxima figura, estão representadas as tensões na carga u_0 e na resistência u_r .

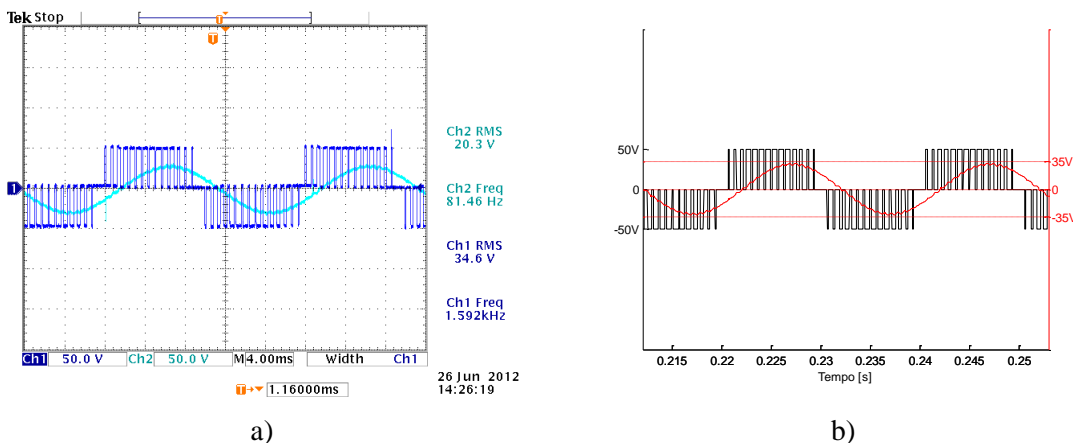


Figura 4-25 - Tensões na carga u_0 e na resistência u_r com PWM unipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$

- a) Resultado experimental, 50 V/div, 4 ms/div
- b) Resultado simulado, 50 V/div, 5 ms/div

Tal como no bipolar, consegue-se notar o atraso da corrente em relação à tensão na carga, uma vez que a tensão na resistência é a imagem da corrente na carga. O valor da impedância influencia directamente no ângulo de desfasagem entre ambas. Esta corrente está desfasada relativamente à componente fundamental 50Hz da tensão da carga.

Na Figura 4-26 nota-se da imagem da corrente na carga face à tensão na carga, uma vez que a tensão na resistência é a imagem da corrente na carga.

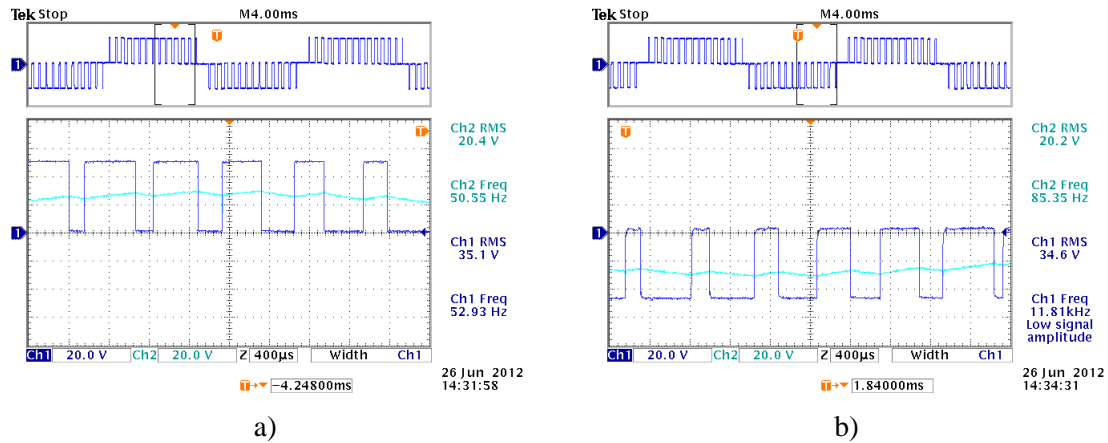


Figura 4-26 - Pormenor da tensão na resistência u_r , relativamente à tensão na carga u_0 com PWM unipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$

- a) Alternância positiva, 20 V/div, 400 μ s/div
- b) Alternância negativa, 20 V/div, 400 μ s/div

No Unipolar, a corrente na carga i_0 tem 6 caminhos possíveis no circuito no conversor. A grande diferença encontra-se na existência da malha fechada nos instantes em que a tensão na carga é nula, o que proporciona numa circulação apenas no interior da malha.

Na Tabela 4-4 está detalhada os estados dos IGBTs e os díodos que estão à condução durante a circulação da corrente pelos diversos caminhos para o comando unipolar.

Tabela 4-4 - Lógica de comutação nos semicondutores com comando unipolar

Caminho	IGBT à condução	IGBT ao corte	Díodo à condução	Corrente na carga
1	S1,S2'	S1',S2	—	> 0
2	S1',S2'	S1,S2	S2'D	> 0
3	S1',S2	S1,S2'	—	< 0
4	S1',S2'	S1,S2	S2'D	< 0
5	S1',S2	S1,S2'	—	> 0
6	S1,S2'	S1',S2	—	< 0

Na Figura 4-27 abaixo ilustrada, estão os 4 caminhos possíveis da corrente na carga i_0 para este PWM. Tal como no bipolar, as linhas contínuas são as correntes conduzidas pelos IGBT e as tracejadas são as aquelas que passam por díodos, tanto na situação de transição ou de tempo morto como na situação em que é aplicada uma tensão nula na carga. As linhas azuis são os percursos efectuados na alternância positiva da corrente e as vermelhas são os realizados na alternância negativa da corrente.

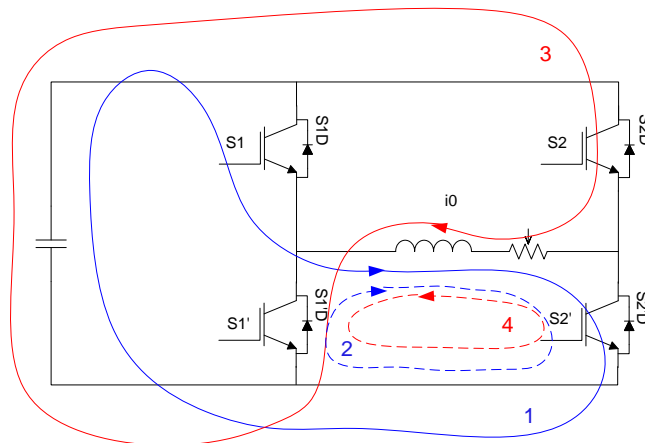


Figura 4-27 - Circulação da corrente na carga i_0 com PWM unipolar, sem defasagem

A Figura 4-28 representa a situação de defasagem entre a corrente e a tensão, teremos os 4 caminhos abaixo representados. A lógica das cores e do tipo de linha é a mesma, só que a grande diferença é que existe uma transferência de energia para o barramento de corrente contínua, embora por pouco tempo. Quando a tensão da carga é nula, mesmo na situação de defasagem entre as duas grandezas, a corrente circula pela malha fechada.

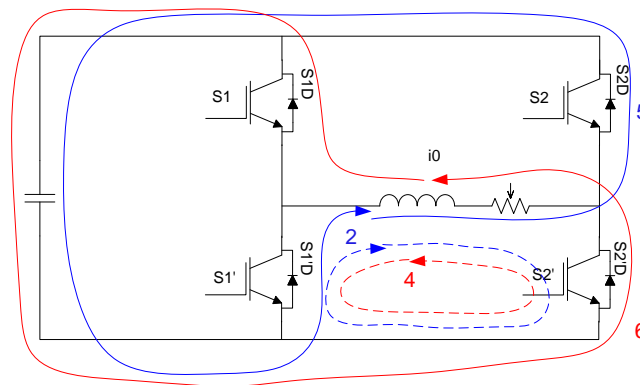


Figura 4-28 - Circulação da corrente na carga i_0 com PWM unipolar, com defasagem

A Figura 4-29 mostra a corrente que sai do barramento DC i_{dc} . Tal como no comando bipolar, verificam-se diferenças pelos mesmos motivos entre o resultado experimental e resultado simulado, visto que o circuito da simulação em Matlab/Simulink não foram considerados os elementos parasitas. Ambas as correntes partilham a mesma frequência, 100Hz, e do mesmo comportamento da corrente.

A corrente i_{dc} é nula quando a corrente na carga i_0 circula pela malha fechada, isto é, quando a corrente na carga percorre os caminhos 2 e 4 da Figura 4-27 e Figura 4-28. A mesma corrente é positiva quando a corrente na carga percorre os caminhos 1 e 3 das duas mesmas figuras referidas anteriormente.

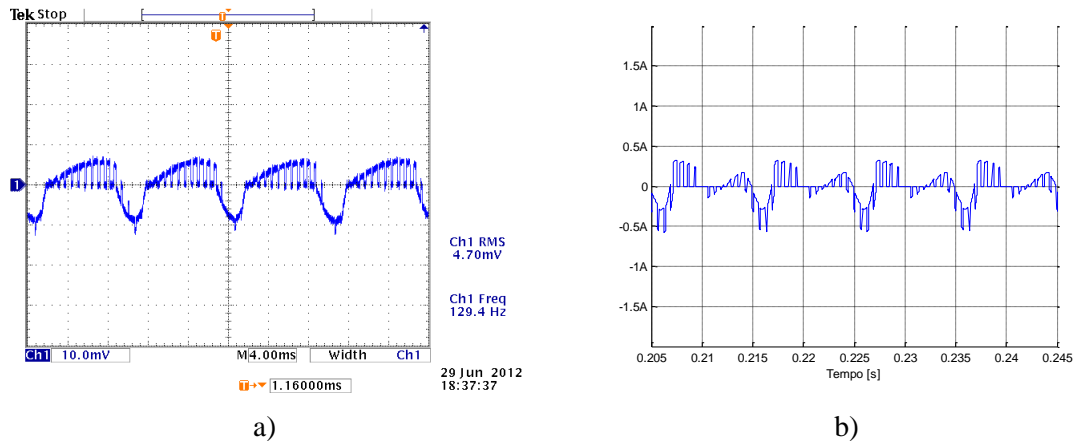


Figura 4-29 - Corrente do barramento DC i_{dc} com PWM unipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$

- a) Resultado experimental, 500 mA/div, 4 ms/div
- b) Resultado simulado, 500 mA/div, 5 ms/div

A zona negativa deve-se mais uma vez à transferência de energia tanto do conversor AC/DC como do DC/AC para o barramento DC, já durante o resto do período não há transferência de energia para o mesmo. A transferência de energia do conversor DC/AC para o barramento DC, existe na ocasião de desfasagem entre a corrente e a tensão na carga, quando esta última não é nula.

A Figura 4-30 mostra a corrente de entrada no sistema i_{lissn} .

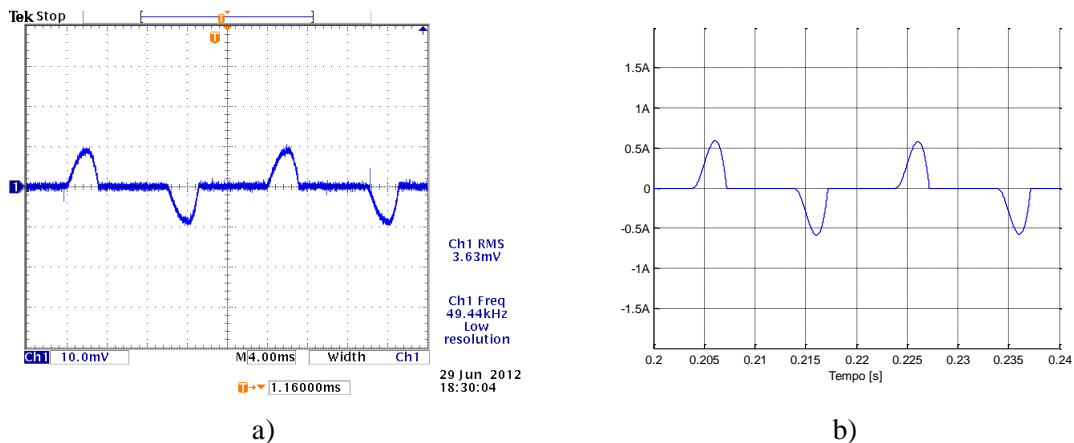


Figura 4-30 - Corrente a entrada do sistema i_{lissn} com PWM unipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$

- a) Resultado experimental, 500 mA/div, 4 ms/div
- b) Resultado simulado, 500 mA/div, 5 ms/div

Forma de onda acima, bastante semelhante ao do comando bipolar, partilhando das suas semelhanças e diferenças. Com isto consegue-se provar que, nas mesmas condições de comando e carga, não haverá diferença entre o comando bipolar e o comando unipolar relativamente à corrente de entrada do sistema.

5. Aplicação experimental

5.1 Enquadramento

Neste capítulo descreve-se o trabalho realizado desde o dimensionamento aos ensaios efectuados. O trabalho desenvolvido foi organizado em quatro pontos:

- Pesquisa;
- Composição e dimensionamento;
- Realização dos ensaios;
- Limitações.

1. Pesquisa:

- O sistema é composto por um circuito de comando e um circuito de potência. O circuito de comando tem a função de receber a informação vinda do DSP e transmitir ao circuito de potência, efectuando o respectivo isolamento óptico e galvânico para evitar transmissão de energia do circuito de potência para o DSP. O circuito de potência, constituído por módulos de díodos e IGBTs com um barramento de corrente contínua entre os módulos, tem o objectivo de alimentar a carga a ele ligado através da transformação da tensão da rede em PWM.
- Foi efectuado uma pesquisa sobre os componentes a serem utilizados no circuito, tanto no circuito de comando como no circuito de potência. No circuito de comando foram utilizados, os acopladores ópticos e módulos de disparo dos IGBTs, que serviram para isolamento óptico e galvânico respectivamente. No circuito de potência utilizaram-se os módulos de díodos e IGBTs, sendo os principais componentes em termos de composição de circuito.

2. Composição e dimensionamento:

- No Circuito de comando foram dimensionados componentes (resistências, díodos e condensadores) para o funcionamento nominal, sinalização e protecção dos acopladores ópticos e dos módulos de disparo dos IGBTs.
- No circuito de potência foram dimensionados componentes (resistências, indutâncias e condensadores) para protecção e o correcto funcionamento dos módulos de díodos e IGBTs.
- Utilizou-se um autotransformador monofásico para fazer a pré-carga do condensador, evitando assim picos de corrente e para fácil regulação da tensão para níveis desejados. Este tinha a montante uma resistência para ajudá-lo na sua magnetização, sendo retirada

instantes depois da entrada em serviço. O autotransformador tinha o neutro comum por isso tinha a jusante um bloco de transformador trifásico, mas com ligações monofásicas, com o objectivo de criar o isolamento galvânico do circuito da rede.

- Usou-se uma rede estabilizadora da impedância de linha (LISN – *Line Impedance Stabilizing Network*) entre o transformador trifásico e o sistema com o objectivo de eliminar o ruído proveniente da rede e de forma a poder verificar exclusivamente o ruído do sistema.

3. Realização dos ensaios:

- Tensão de barramento DC com 50V, na presença da carga $R = 100\Omega$ e $L = 0,25H$
 - Bipolar, $m_a = 0,8$ e $m_f = 15$
 - Unipolar, $m_a = 0,8$ e $m_f = 15$
- Tensão de barramento DC com 200V, na presença da carga $R = 400\Omega$ e $L = 0,25H$
 - Unipolar, $m_a = 0,8$ e $m_f = 15$

4. Limitações:

- O circuito está limitado a um funcionamento nominal de 200V porque o condensador de desacoplamento do barramento DC suporta no máximo 250V e os díodos rápidos suportam no máximo 300V. Existindo assim uma margem de segurança de 50V. Se estes componentes forem substituídos por equivalentes com funcionamento nominal até os 400V, então o sistema poderia funcionar até aos 400V.

A foto da Figura 5-1 ilustra os principais circuitos da parte experimental. Da esquerda para direita, temos o LISN, o circuito de potência e o circuito de comando. O circuito de potência está sobre o dissipador e ligado ao condensador de grande capacidade. Para se ligar o circuito da foto à rede eléctrica, basta conectar o condutor da fase ao borne preto, o condutor de neutro ao azul e o condutor de terra ao amarelo, sem esquecer das ligações dos transformadores descritas anteriormente.

Em anexo encontra-se informação relativa aos aspectos de construção do protótipo.

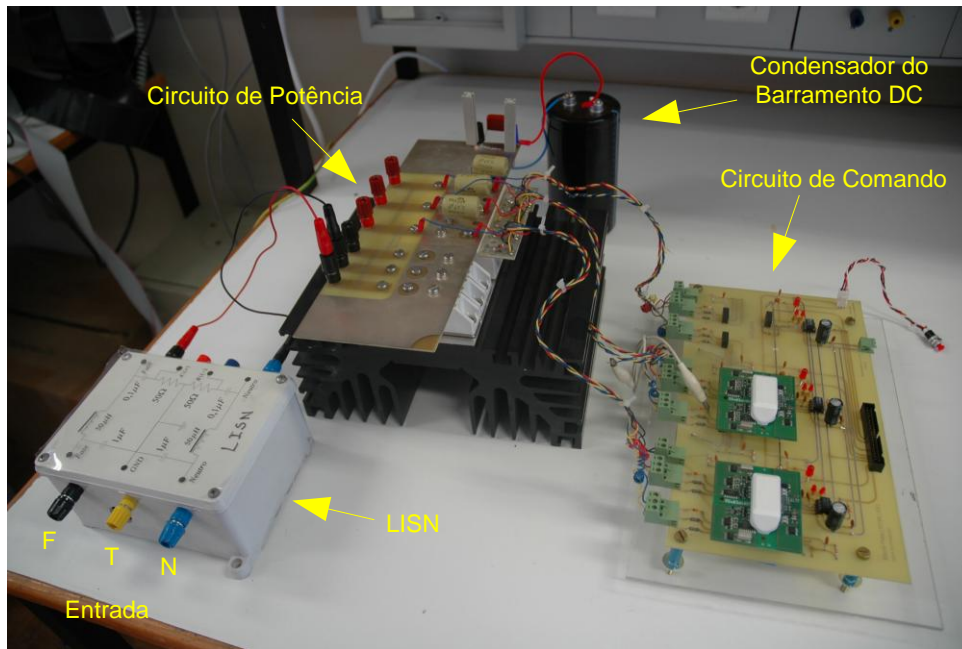


Figura 5-1 - Foto com LISN, circuitos de potência e comando

5.2 Circuito de potência

Este circuito tem como principal objectivo rectificar a tensão vinda da rede e em seguida modular a onda de acordo com os sinais recebidos do circuito de comando, isto é, transformar a tensão da rede numa tensão CA de valor eficaz e frequência variáveis, através da técnica PWM.

Para evitar picos de corrente ao ligar o circuito à rede, visto que existe uma grande capacidade ligada em paralelo com a rede, usou-se um autotransformador para elevar progressivamente a tensão até ao valor nominal da rede. Sendo também o mesmo transformador a realizar o isolamento galvânico entre o sistema e a rede.

A Figura 5-2 mostra o circuito de potência trifásico como se pode ver a seguir.

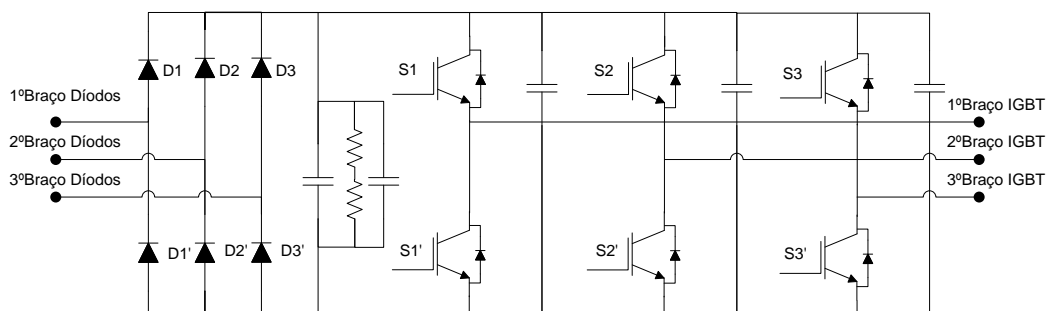


Figura 5-2 - Circuito de potência

Na ilustração anterior podemos notar que o circuito de potência é constituído por três braços de díodos e três de IGBT, um condensador de grande capacidade com o objetivo de alisar ao máximo a tensão rectificadora e um condensador em cada braço de IGBT para eliminar o efeito de indutâncias parasitas nas ligações dos módulos de potência, evitando possíveis ruídos. A tensão proveniente da rede, é transformada em tensão contínua através rectificador trifásico em ponte e posteriormente no PWM desejado através dos braços de IGBT do ondulator de tensão.

Visto que o circuito de potência está preparado para funcionamento trifásico, para o funcionamento do PWM monofásico basta não ligar o 3º dos braços dos díodos e 3º braço dos IGBTs. Para maior segurança, manteve-se o 3º braço de IGBTs ao corte através do circuito de comando.

A Figura 5-3 ilustra a foto do circuito de potência visto de cima. O plano superior é a massa do circuito de potência.

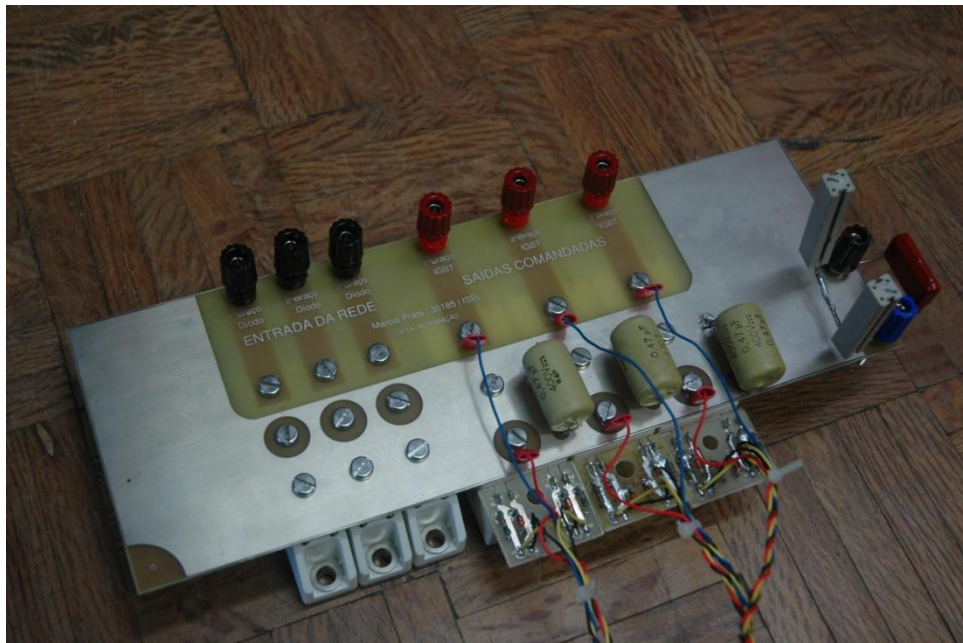


Figura 5-3 - Foto do circuito de potência, perspectiva superior

A Figura 5-4 mostra uma perspectiva frontal do circuito de potência, os bornes vermelhos são os pontos médios dos braços de IGBTs, e os bornes pretos são os pontos médios dos braços dos díodos. Logo por baixo de cada braço, está o respectivo módulo, isto é, da direita para esquerda estão respectivamente 3 módulos de díodos de potência e 3 módulos de IGBTs.

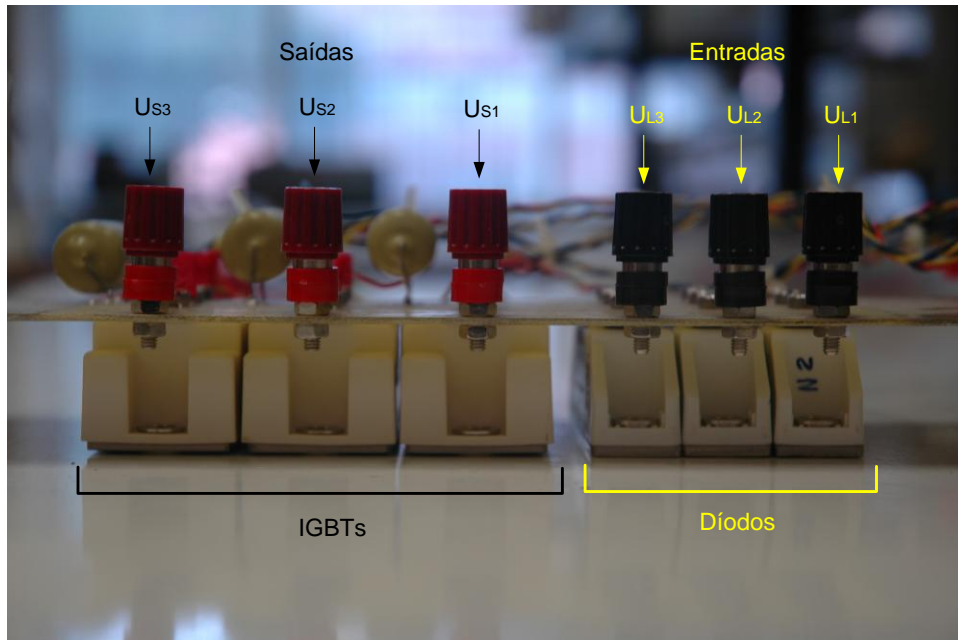


Figura 5-4 - Foto do circuito de potência, perspectiva frontal

A Figura 5-5 mostra a perspectiva traseira do circuito de potência. Os condutores do lado das saídas comandadas, fazem parte da ponte entre o circuito de potência e o circuito de comando.

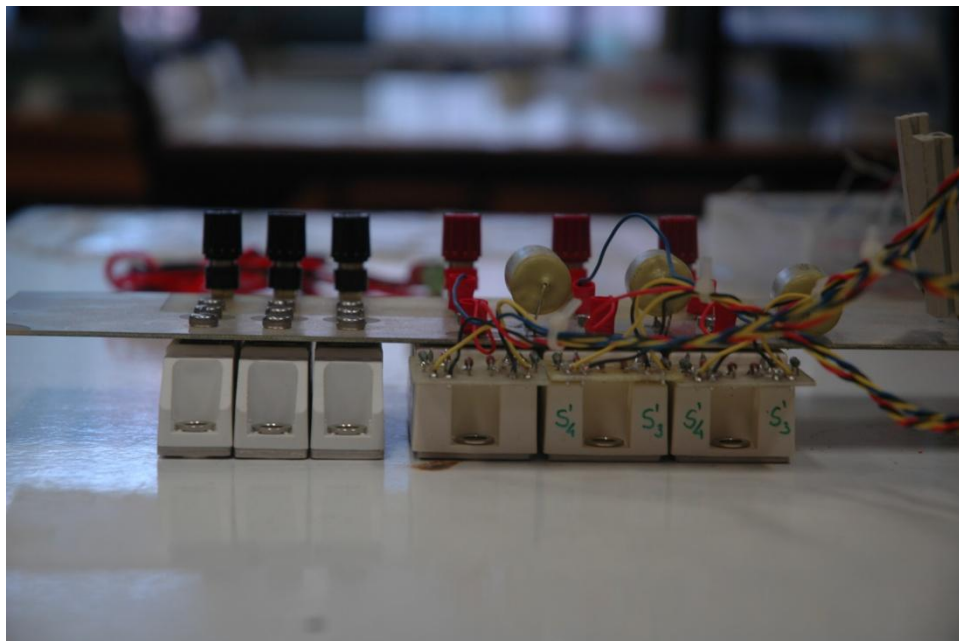


Figura 5-5 - Foto do circuito de potência, perspectiva traseira

A Figura 5-6 representa o circuito de potência monofásico, a grande diferença como já foi acima dito reside no funcionamento apenas de duas fases que corresponde a dois braços de díodos e dois braços de IGBTs.

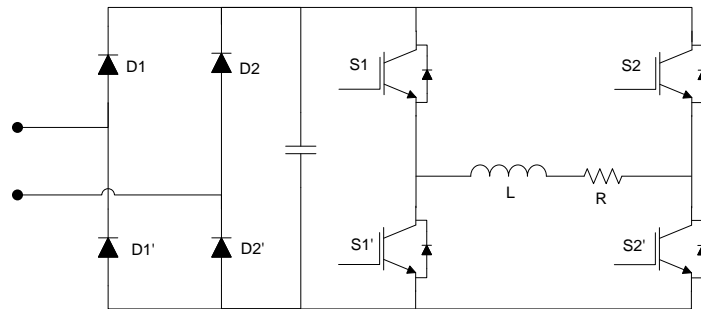


Figura 5-6 - Circuito monofásico com carga

A carga tomou valores diferentes consoante o nível de tensão no barramento DC, como:

- Para $U_{dc} = 50V$
 - Carga RL : $100\Omega + 250mH$
- Para $U_{dc} = 200V$
 - Carga RL : $400\Omega + 250mH$

Os resultados apresentados para comparação entre o comando bipolar e unipolar, foram obtidos com uma tensão no barramento de corrente contínua de $50V$. Embora o circuito tenha sido testado até uma tensão no barramento DC de $230V$.

5.3 LISN – Rede estabilizadora de impedância de linha

Devido a questão das perturbações electromagnéticas, mais propriamente na gama de frequência de $150kHz$ e $30MHz$ que equivalem às perturbações por condução, usou-se uma rede estabilizadora de impedância de linha (LISN – *Line Impedance Stabilizing Network*) para servir de barreira aos ruídos que possivelmente seriam introduzidos pela rede. Pois ela desacopla a rede do sistema em teste.

Aqui estão as singularidades do LISN:

- Melhoramento da repetibilidade das medidas de ruído por condução
- Alimentação do equipamento testado e saída para ligação do equipamento de leitura
- Atenuação e filtragem de outro ruído da rede, que poderia invalidar os resultados
- Impedância de carga estável e de valor de 50Ω para os sinais de ruído

A seguinte figura mostra o esquema do LISN com os respectivos valores de cada um dos componentes.

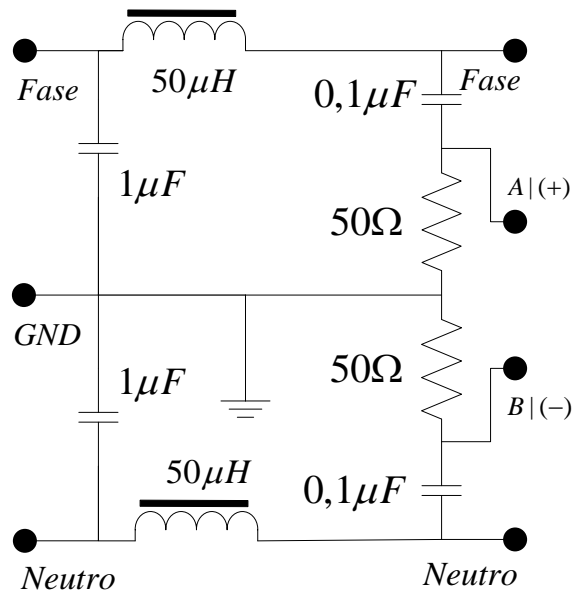


Figura 5-7 - Circuito teórico do LISN

A esquerda do circuito encontra-se a ligação para a rede, já a direita encontra-se a ligação para o sistema em teste e para o analisador de espectros (este tem que ter uma impedância de 50Ω).

Idealmente, todo equipamento pertencente ao LISN deveria estar coberto com uma malha metálica e esta ligada à terra. A foto da Figura 5-8 ilustra a aparência interna do LISN, as ligações apresentadas têm equivalência directa ao esquema teórico da Figura 5-7.

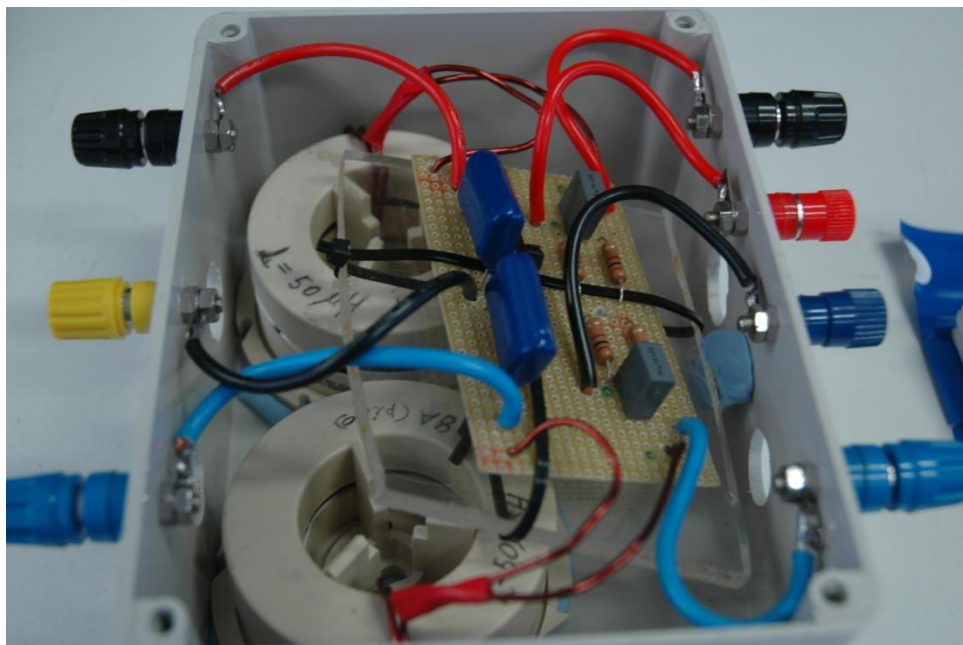


Figura 5-8 - Foto do LISN

As resistências de 50Ω foram obtidas através do paralelo de duas de 100Ω . Realizou-se um cálculo de potência mínima para cada uma das resistências.

Assim foi efectuado um dimensionamento de maneira a verificar a potência mínima das resistências a serem utilizadas no LISN. A Figura 5-9 representa a malha de leitura do LISN.

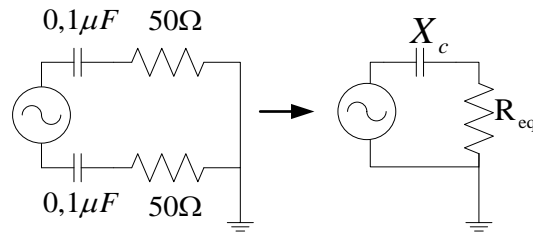


Figura 5-9 - Malha de leitura do LISN

$$X_c = 2 \times \frac{1}{2\pi fC} \Rightarrow X_c = 2 \times \frac{1}{2\pi \times 50 \times 0,1 \times 10^{-6}} = 63,66k\Omega \quad (5.1)$$

$$R_{eq} = 2 \times R \Rightarrow R_{eq} = 2 \times 50 = 100\Omega \quad (5.2)$$

$$U = Z_{eq} I \Leftrightarrow I = \frac{U}{Z_{eq}} \Rightarrow I = \frac{230}{63,66 \times 10^3} = 3,61mA \quad (5.3)$$

$$P_R = RI^2 \Rightarrow P_R = 50 \times 3,61 \times 10^{-3} = 652\mu W \quad (5.4)$$

Logo as resistências usadas servem para o seu desempenho normal, porque cada uma de 100Ω tem $1W$, totalizando uma potência de $2W$.

Idealmente, as indutâncias deste circuito não deveriam ter núcleo para evitar a sua saturação devido aos picos esporádicos de corrente. Para evitar esse fenómeno, fez-se um dimensionamento das indutâncias.

Os núcleos toroidais usados foram do modelo TN65/35/30-3C90 que tem as seguintes características:

$$\begin{aligned} B_{m\acute{a}x} &= 250mT \\ \mu_a &= 5000 \\ H_{m\acute{a}x} &= 75 A/m \end{aligned} \quad (5.5)$$

A Figura 5-10 ilustra o formato e as dimensões dos toróides usados nas indutâncias do LISN.

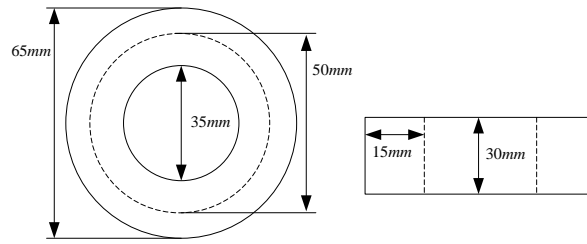


Figura 5-10 - Formato e dimensões dos toróides das indutâncias do LISN

$$\begin{aligned}
 D_e &= 50\text{mm} \\
 l_e &= \pi D_e = 157\text{mm}^2 \\
 A_e &= \text{altura} \times \text{espessura} = 15 \times 30 = 450\text{mm}^2
 \end{aligned}
 \tag{5.6}$$

Uma vez que já conhecemos a densidade do fluxo magnético, a permeabilidade, o campo magnético, o comprimento e a área efectiva, podemos calcular a relutância de cada um dos núcleos:

$$\begin{aligned}
 \mathfrak{R} &= \frac{1}{\mu_0 \mu_a} \frac{l_e}{A_e} \\
 \Rightarrow \mathfrak{R} &= \frac{1}{4\pi \times 10^{-7} \times 5 \times 10^3} \frac{157 \times 10^{-3}}{450 \times (10^{-3})^2} \\
 \Rightarrow \mathfrak{R} &= 5,5 \times 10^4
 \end{aligned}
 \tag{5.7}$$

Visto que o objectivo é obter uma indutância de $50\mu\text{H}$, teremos que calcular o número de espiras.

$$\begin{aligned}
 N &= \sqrt{L \times \mathfrak{R}} \\
 \Rightarrow N &= \sqrt{50 \times 10^{-6} \times 5,5 \times 10^4} = 1,65 \\
 \Rightarrow N &\approx 2\text{espiras}
 \end{aligned}
 \tag{5.8}$$

Já foi citado que o grande objectivo do dimensionamento é evitar o fenómeno da saturação, por isso é necessário saber a corrente máxima suportada pela indutância.

Sabendo a lei de Ampère, teremos:

$$\oint_S \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int_{S_s} \vec{J} \cdot \vec{n} dS = Ni \Leftrightarrow \sum H_i l_i = Ni
 \tag{5.9}$$

Agora relacionando com o nosso circuito:

$$\begin{aligned} Hl_e = Ni &\Rightarrow (i_{m\acute{a}x})_{pico} = \frac{H_{m\acute{a}x}l_e}{N} \Rightarrow i_{m\acute{a}x} = \frac{75 \times 0,157}{2} = 5,88A \\ &\Rightarrow i_{m\acute{a}x} \approx 6A \\ &\Rightarrow i_{efm\acute{a}x} = 4,1A \end{aligned} \quad (5.10)$$

Se considerar $H_{m\acute{a}x} = 100 A/m$, o que de acordo com a figura 3 do catálogo da PHILIPS, com a referência de material 3C90, é aceitável, sendo assim:

$$\begin{aligned} &\Rightarrow i_{m\acute{a}x} = \frac{100 \times 0,157}{2} = 7,85A \\ &\Rightarrow i_{efm\acute{a}x} = 5,5A \end{aligned} \quad (5.11)$$

Os valores experimentalmente medidos para as indutâncias construídas foram de $53\mu H$ e $47\mu H$.

Com a montagem do LISN, as medições da corrente de modo comum e de modo diferencial foram feitas com sondas de corrente entre o LISN e o sistema. O aparelho usado para medição das correntes foi o Tektronix TMN502A, este por sua vez ligava ao osciloscópio onde se retiraram todos os dados dos ensaios, Tektronix TDS 3012B.

Quanto às tensões de ruído dos condutores, fase e neutro, foram efectuadas com um osciloscópio (Tektronix TDS 3012B) e não com um analisador de espectros. As pontas de prova foram alteradas para 50Ω para resultados mais fiáveis².

5.4 Sistema de comando

5.4.1 DSP - Matlab/Simulink

A origem do comando do circuito de potência provém do Matlab/Simulink. Nele são simulados e compilados os sistemas para posteriormente serem utilizados no Processamento digital de sinais (DSP – *Digital Signal Processing*).

A Figura 5-11 mostra o sistema construído para o comando bipolar com $m_f = 15$ e com o índice de modulação de amplitude predefinido para 0,8. Os blocos coloridos servem de portas de ligação para o DSP, os blocos laranjas são blocos de saída do Simulink para o DSP, os azuis são blocos de entrada para o Simulink.

² Kostov, Konstantin, et al. Selection of Power Filters for Switched Mode Power Supplies. 2004.

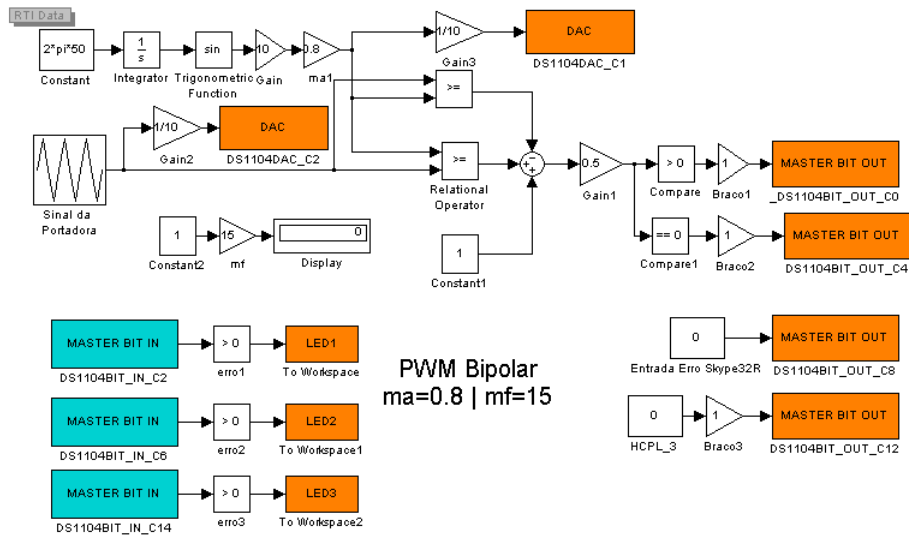


Figura 5-11 - Sistema do Matlab/Simulink

Os blocos laranjas com a descrição “MASTER BIT OUT” e “MASTER BIT IN” correspondem às portas digitais, sendo a descrição localizada em baixo de cada um correspondente à porta em questão, relativamente a Tabela 1-1 do Anexo 1 -. Por exemplo: “..._OUT_C0” corresponde à porta IO 0, “..._OUT_C4” corresponde à porta IO 4, “..._OUT_C12” corresponde à porta IO 12.

Na Figura 5-12 encontra-se o layout no DSP para a situação de comando bipolar com $m_f = 15$. O botão rotativo laranja tem a função de variar o índice de modulação de amplitude m_a . Os LED rectangulares servem para informar quando há um erro à saída do módulo de disparo.

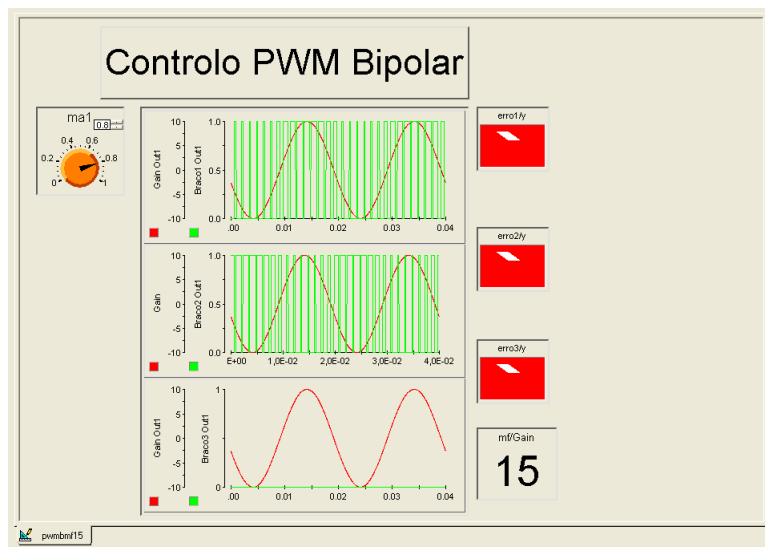


Figura 5-12 - Aparência do sistema de comando no DSP

A foto da Figura 5-13 mostra as ligações efectuadas para a ligação do DSP ao circuito de comando, a ficha D de 37 vias, irá transmitir os sinais de comando que passarão pelo circuito de comando e posteriormente chegarão aos braços de IGBTs.



Figura 5-13 - Foto das ligações do DSP

5.4.2 Circuito de comando

O circuito de comando tem como objectivos isolar galvânica e opticamente a fonte de sinais, o DSP do circuito de potência, e fornecer corrente suficiente para pôr os IGBTs à condução. Este circuito é composto por dois tipos de isolamento, o óptico e o galvânico. Sendo o isolamento óptico realizado pelo acoplador óptico e o galvânico pelo módulo de disparo dos IGBTs, este é responsável pelo fornecimento da corrente para o disparo dos IGBTs. A foto da figura seguinte mostra o circuito de comando.

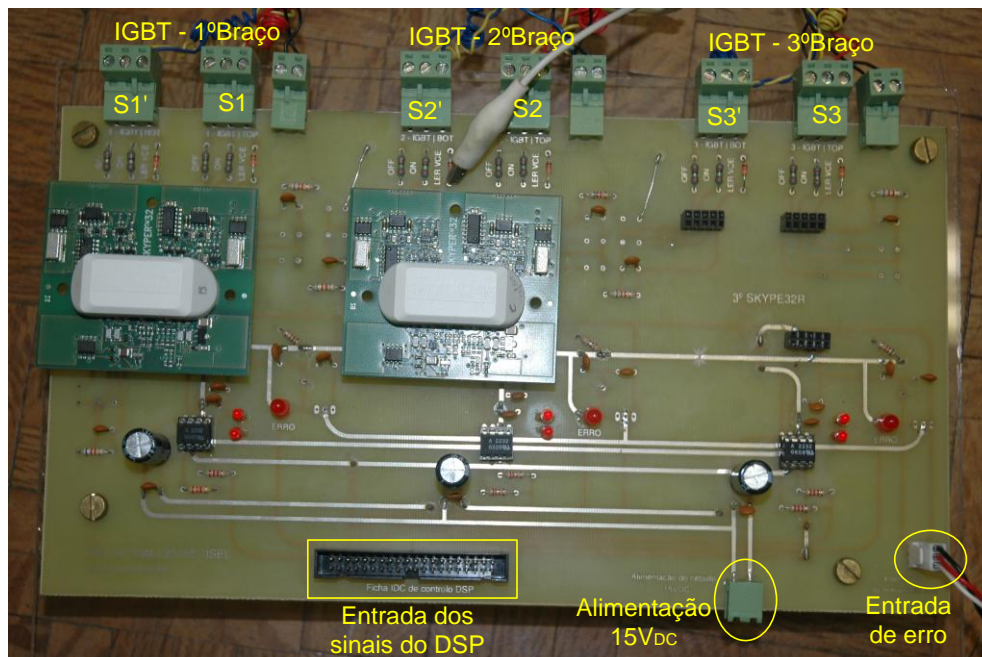


Figura 5-14 - Foto do circuito de comando

Na entrada de erro tem um botão de pressão que serve para inibir o funcionamento do circuito.

A foto da Figura 5-15 evidencia os elementos que garantem o isolamento óptico e galvânico. No retângulo amarelo está o acoplador óptico e no retângulo vermelho está o módulo de disparo de IGBTs.

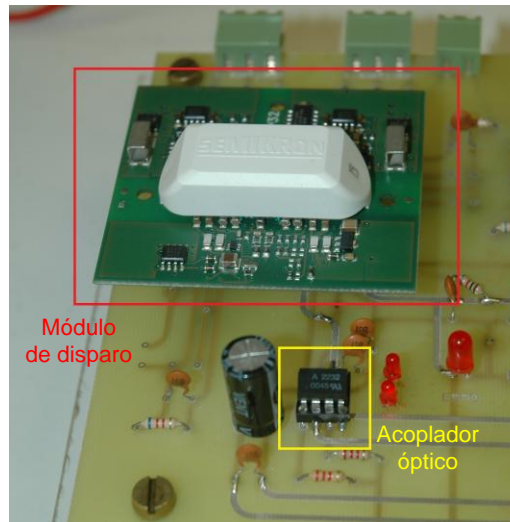


Figura 5-15 - Foto do acoplador óptico e do módulo de disparo de IGBTs

5.4.2.1 Acoplador óptico

O circuito de isolamento óptico é composto pelo acoplador óptico e resistências de entrada. Para o dimensionamento das resistências teve-se em conta os valores nominais do acoplador óptico:

$$\begin{aligned}
 I_{F_{AO}} &= 1,6mA \\
 U_{F_{AO}} &= 1,5V \\
 U_{DSP} &= 5V \\
 I_{DSP_{m\acute{a}x}} &= 5mA
 \end{aligned}
 \tag{5.12}$$

Cálculo das resistências para as entradas do acoplador óptico:

$$\begin{aligned}
 U_{DSP} &= R_{F_{AO}} I_{F_{AO}} + U_{F_{AO}} \Leftrightarrow R_{F_{AO}} = \frac{U_{DSP} - U_{F_{AO}}}{I_{F_{AO}}} \\
 \Rightarrow R_{F_{AO}} &= \frac{5 - 1,5}{1,6 \times 10^{-3}} = 2187,5\Omega \xrightarrow{\text{gama}} R_{F_{AO}} = 2,2k\Omega \pm 5\%
 \end{aligned}
 \tag{5.13}$$

O valor de resistência escolhido foi influenciado pela análise da gama de resistências disponíveis.

O circuito teórico do acoplador óptico está representado na Figura 5-16.

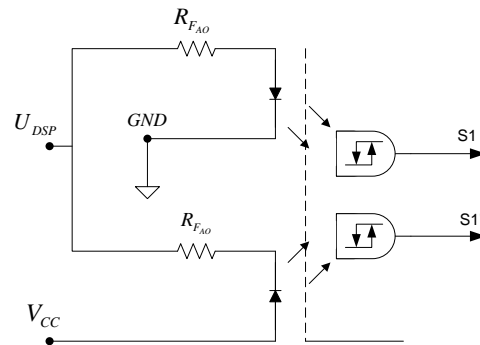


Figura 5-16 - Circuito teórico do acoplador óptico

Ainda na saída do acoplador óptico, foi introduzido LEDs para a sinalização de funcionamento do mesmo. Cálculo das resistências para o funcionamento nominal dos LEDs:

$$\begin{aligned}
 I_{F_{LED}} &= 30mA \\
 U_{F_{LED}} &= 2V \\
 U_{dcCOMANDO} &= 15V
 \end{aligned}
 \tag{5.14}$$

$$\begin{aligned}
 U_{dcCOMANDO} &= R_{min_{LED}} I_{F_{LED}} + U_{F_{LED}} \Leftrightarrow R_{min_{LED}} = \frac{U_{dcCOMANDO} - U_{F_{LED}}}{I_{F_{LED}}} \\
 \Rightarrow R_{min_{LED}} &= \frac{15 - 2}{30 \times 10^{-3}} \Rightarrow R_{min_{LED}} = 433,3\Omega
 \end{aligned}
 \tag{5.15}$$

Foi atribuído uma resistência com $3k\Omega$, ficando com uma corrente no LED com o seguinte valor:

$$\begin{aligned}
 U_{dcCOMANDO} &= R_{min_{LED}} I_{F_{LED}} + U_{F_{LED}} \Leftrightarrow I_{F_{LED}} = \frac{U_{dcCOMANDO} - U_{F_{LED}}}{R_{min}} \\
 \Rightarrow I_{F_{LED}} &= \frac{15 - 2}{3 \times 10^3} = 4mA
 \end{aligned}
 \tag{5.16}$$

5.4.2.2 Módulo de disparo de IGBTs

O circuito do isolamento galvânico é composto pelo módulo de disparo dos IGBTs e por vários componentes associados ao correcto funcionamento do mesmo tais como: resistências, condensadores e díodos rápidos, tanto na entrada como na saída. Para o dimensionamento da resistência e do condensador que definem a tensão colector-emissor de referência do módulo, localizados na saída do mesmo, foram usadas as seguintes fórmulas dadas pelo fabricante:

$$R_{CE} [k\Omega] = -17k\Omega \cdot \ln \left(1 - \frac{U_{CEstat} + R_{VCE} \frac{V}{k\Omega}}{8,5V} \right) \quad (5.17)$$

$$C_{CE} [pF] = \frac{t_{bl} [\mu s] - 2,5\mu s - 0,11 \frac{\mu s}{k\Omega} R_{CE}}{0,00323 \frac{\mu s}{pF}} \quad (5.18)$$

O valor da resistência R_{VCE} é nulo, pois segundo o fabricante só é necessária essa resistência para IGBT para um nível de tensão superior ao usado. O U_{CEstat} consiste na tensão coletor-emissor de referência que será usada para evitar disparos intempestivos por parte do módulo, o valor escolhido foi de $U_{CEstat} = 2,6V$ sendo superior ao valor do IGBT que é de $U_{CEstat} = 1,8V$.

O valor de $t_{bl} [\mu s]$, *time blanking* ou tempo ignorado pela protecção do módulo de disparo, sendo o tempo em que o dispositivo não efectua leitura na tensão coletor-emissor devido ao transitório inicial no semiconductor de potência para evitar disparos intempestivos. O valor escolhido foi de $t_{bl} = 6,41\mu s$ sendo muito superior ao tempo que o IGBT entra à condução $t_{d(on)} = 50ns$.

Substituindo os valores escolhidos, obteve-se o seguinte valor de resistência:

$$R_{CE} [k\Omega] = -17k\Omega \cdot \ln \left(1 - \frac{U_{CEstat} + R_{VCE} \frac{V}{k\Omega}}{8,5V} \right) \Rightarrow R_{CE} [k\Omega] = -17k\Omega \cdot \ln \left(1 - \frac{2,6V}{8,5V} \right) \quad (5.19)$$

$$\Rightarrow R_{CE} [k\Omega] = 6,2k\Omega$$

Já para o condensador, obteve-se:

$$C_{CE} [pF] = \frac{t_{bl} [\mu s] - 2,5\mu s - 0,11 \frac{\mu s}{k\Omega} R_{CE}}{0,00323 \frac{\mu s}{pF}}$$

$$\Rightarrow C_{CE} [pF] = \frac{6,41\mu s - 2,5\mu s - 0,11 \frac{\mu s}{k\Omega} 6,2k\Omega}{0,00323 \frac{\mu s}{pF}} \quad (5.20)$$

$$\Rightarrow C_{CE} [pF] = 1nF \Rightarrow C_{CE} [pF] = 0,001pF$$

Os valores calculados da resistência e do condensador irão garantir que o circuito funcione sem disparos intempestivos e uma correcta monitorização da tensão colector-emissor, embora na prática se verificassem os seguintes valores superiores aos dimensionados, através da porta de leitura do U_{CE} em relação à massa do mesmo módulo, como:

$$U_{CEstat} \approx 4[V]$$

$$t_{bl} \approx 20[\mu s]$$
(5.21)

Para evitar o curto-circuito na fonte, tem que existir um tempo morto entre os dispositivos do mesmo braço e este tempo é garantido pelo módulo. O valor do tempo morto, ou *Top-Bot Interlock Dead Time*, é de $t_{TD} = 3\mu s$ sendo 10 vezes superior do tempo de passagem ao corte do IGBT que é de $t_{d(off)} = 300ns$. O tempo morto foi verificado através da ligação das saídas de disparo dos IGBTs, superior e inferior, em relação à massa do mesmo módulo. Como podemos ver nas imagens referentes aos PWM bipolar e unipolar.

O circuito esquemático do módulo de disparo de IGBTs está representado na Figura 5-17.

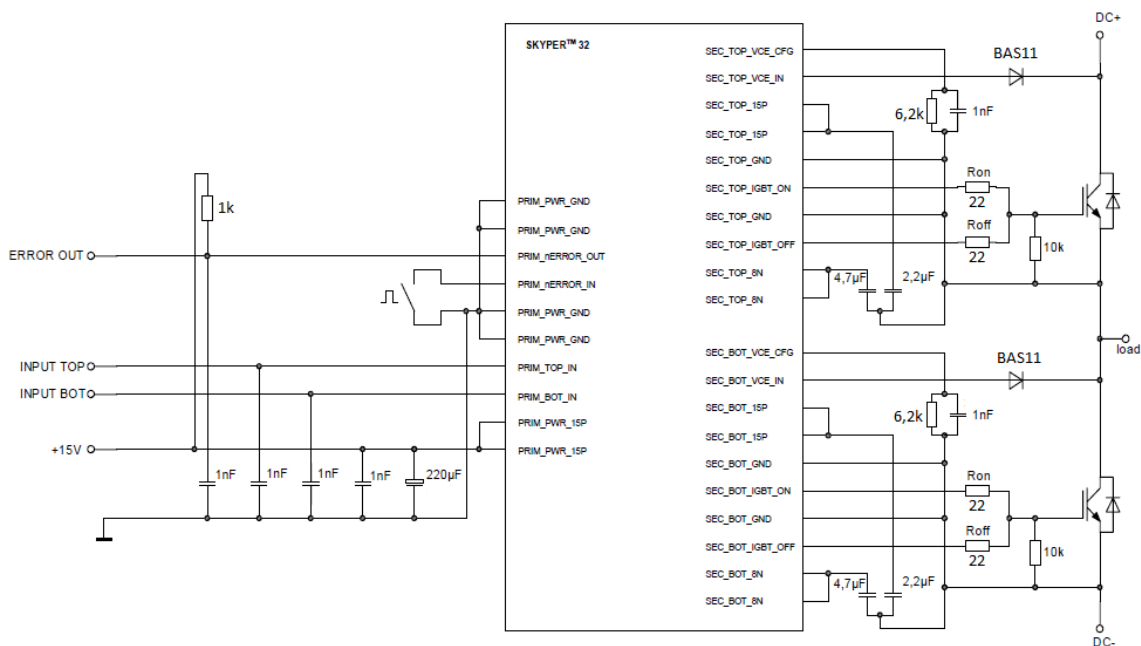


Figura 5-17 - Circuito teórico do módulo de disparo

No circuito estão representados os componentes indispensáveis para o correcto funcionamento do módulo de disparo para o ondulador ensaio, com limite de 300V no barramento DC. Este limite é imposto pelo diodo BAS11 que efectua a leitura no colector do IGBT de maneira a protegê-lo. As resistências, R_{on} e R_{off} , de 22Ω correspondem às resistências da porta do IGBT, tento objectivo de colocá-lo à condução e ao corte respectivamente.

6. Análise de resultados

6.1 Enquadramento

Como já foi dito, os onduladores são potenciais fontes de perturbações electromagnéticas que põem em causa a compatibilidade electromagnética da rede, daí a necessidade de monitorização de maneira a que cumpra sempre as normas impostas pelos organismos de normalização. É de referir que as normas regentes na região são as internacionais e europeias transcritas para a normalização nacional.

Neste capítulo é feita uma análise espectral da tensão da carga u_0 , corrente na carga i_0 , corrente de modo comum i_{mc} , corrente de modo diferencial i_{md} , corrente de entrada no sistema i_{lisen} , corrente do barramento DC i_{dc} e tensões de ruído u_a e u_b . As grandezas referidas anteriormente estão representadas na Figura 6-1, esta figura consiste no circuito monofásico simplificado.

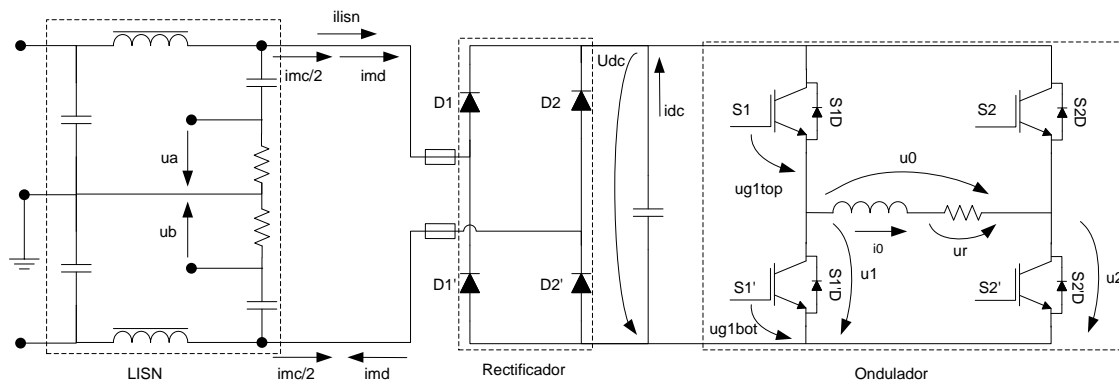


Figura 6-1 - Circuito monofásico simplificado com grandezas

Mais a esquerda encontra-se o LISN, mais a direita o ondulador e no centro o rectificador. Esse circuito tem como objectivo auxiliar visualmente a localização das grandezas no circuito.

É também feita uma comparação entre os dois tipos de comando, bipolar e unipolar, e uma comparação entre diferentes níveis de tensão com comando unipolar.

A Tabela 6-1 estabelece os limites de injeção de harmónicas de correntes para a rede eléctrica e pertence à norma EN 61000-3-2.

A Tabela 6-2 tem um resumo dos ensaios efectuados e dos resultados que serão apresentados. O único ensaio que não tem figura é o relativo à corrente do barramento DC i_{dc} para 200V.

Tabela 6-1 – Limites de emissões de harmónicas de corrente face à norma EN 61000-3-2

Ordem da harmónica	Corrente harmónica máxima permitida
n	A
Harmónicas ímpares	
3	2,30
5	1,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33
13	0,21
$15 \leq n \leq 39$	$0,15 \frac{15}{n}$
Harmónicas pares	
2	1,08
4	0,43
6	0,30
$8 \leq n \leq 40$	$0,23 \frac{8}{n}$

Tabela 6-2 - Ensaios efectuados

Ensaios	Bipolar 50V	Unipolar 50V	Unipolar 50V/200V
U_{dc}	50V	50V	50V/200V
u_0	Resultado temporal e espectral, experimental e simulado	Resultado temporal e espectral, experimental e simulado	Resultado temporal e espectral, experimental
i_0	Resultado temporal e espectral, experimental e simulado	Resultado temporal e espectral, experimental e simulado	Resultado temporal e espectral, experimental
i_{mc}	Resultado temporal e espectral, experimental e simulado	Resultado temporal e espectral, experimental e simulado	Resultado temporal e espectral, experimental
i_{md}	Resultado temporal e espectral, experimental e simulado	Resultado temporal e espectral, experimental e simulado	Resultado temporal e espectral, experimental
i_{lisen}	Resultado temporal e espectral, experimental e simulado	Resultado temporal e espectral, experimental e simulado	Resultado temporal e espectral, experimental
i_{dc}	Resultado temporal e espectral, experimental e simulado	Resultado temporal e espectral, experimental e simulado	Resultado temporal e espectral, experimental
U_a	Resultado temporal	Resultado temporal	Resultado temporal
U_b	Resultado temporal	Resultado temporal	Resultado temporal
U_{md}	Resultado temporal	Resultado temporal	Resultado temporal

6.2 Comando bipolar

A Figura 6-2 mostra a tensão na carga u_0 para o comando bipolar e o seu respectivo espectro, tal como foi previsto em 3.4.2 e com uma distribuição descrita na Tabela 4-1.

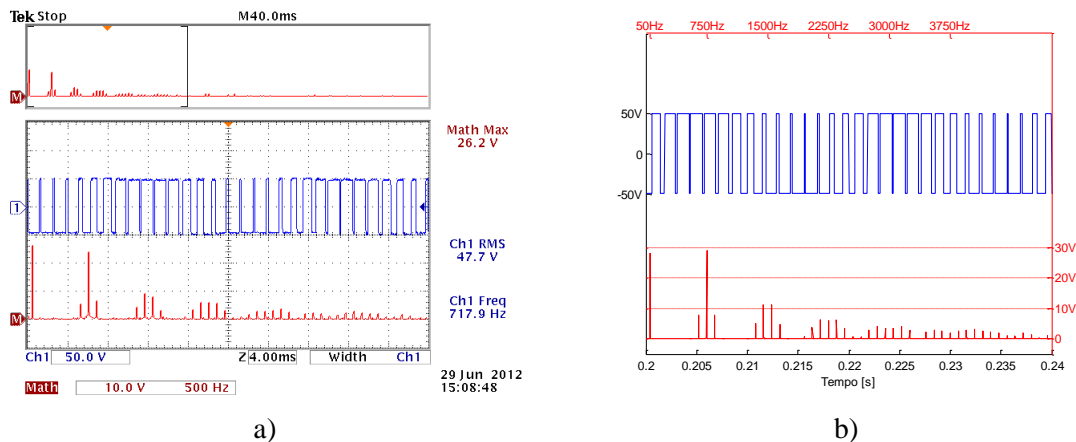


Figura 6-2 - Tensão na carga u_0 e seu espectro com PWM bipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$

a) Resultado experimental, 50 V/div, 4 ms/div

b) Resultado simulado, 50 V/div, 5 ms/div

Os espectros harmônicos, experimental e simulado, coincidem nas mesmas frequências embora a amplitude da experimental não tenha sido na percentagem esperada em relação à fundamental. A primeira harmónica é fundamental com frequência de 50Hz. Já o primeiro agrupamento é relativo ao índice de modulação de frequência que é de 15, correspondendo aos 750Hz. Os agrupamentos seguintes existem em consequência do primeiro, sendo $2m_f$ que corresponde aos 1500Hz, $3m_f$ que corresponde aos 2250Hz e assim em diante. Este conteúdo harmónico afectará directamente à carga, caso esta seja muito sensível.

A Figura 6-3 mostra a corrente na carga i_0 e o seu respectivo espectro. Tem a mesma distribuição harmónica que a tensão na carga mas com amplitudes muito menores.

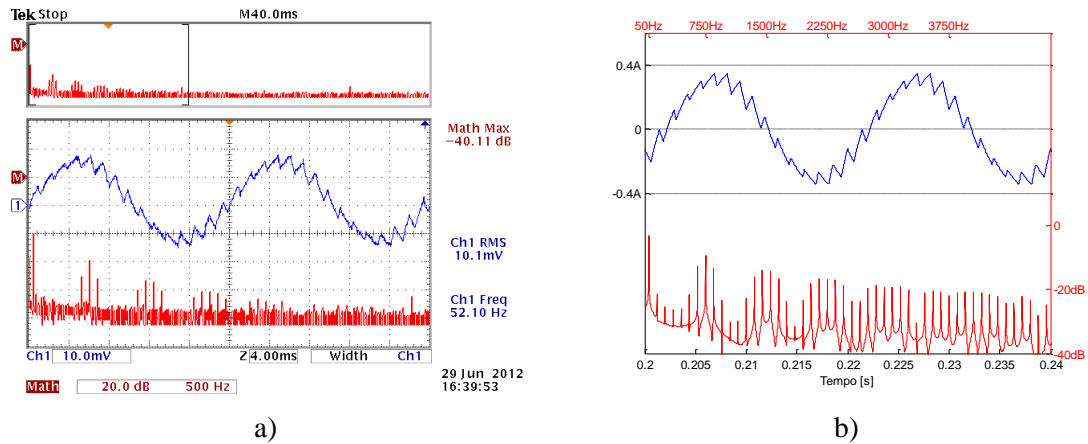


Figura 6-3 - Corrente na carga i_0 e seu espectro com PWM bipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$

a) Resultado experimental, 200 mA/div, 4 ms/div

b) Resultado simulado, 400 mA/div, 5 ms/div

Tal como o espectro da tensão na carga u_0 , a frequência da fundamental continua a ser 50Hz e o primeiro agrupamento de harmónicas está em torno dos 750Hz, cujo o índice da harmónica corresponde ao m_f do ensaio. O conteúdo harmónico da corrente pode ser maior ou menor dependendo do tipo de carga em questão. Este é o resultado com uma carga RL equilibrada, isto é, a carga não tem uma grande componente resistiva nem indutiva.

Na Figura 6-4 está presente a corrente de modo comum lida a entrada do sistema i_{mc} e o seu espectro.

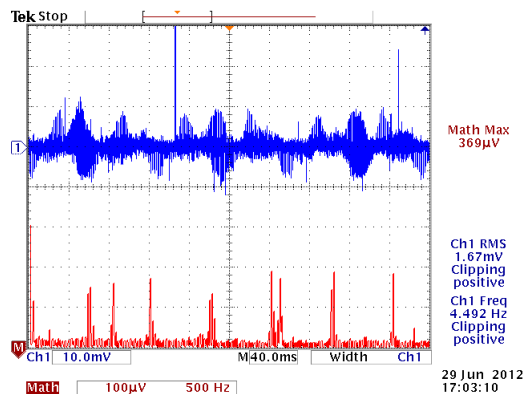


Figura 6-4 - Corrente de modo comum à entrada do sistema i_{mc} e seu espectro com PWM bipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$, 5 mA/div, 40 ms/div

Nota-se que esta corrente é bastante irregular tanto em amplitude como em frequência, isto deve-se aos percursos percorridos pela mesma. Para além de circular pelos condutores de

alimentação e massas, também é condicionada pelas capacidades parasitas dos semicondutores e carga. A componente contínua é a maior das presentes no espectro.

A Figura 6-5 apresenta o dobro da corrente de modo diferencial $2 \times i_{md}$ e o seu espectro. A grandeza em questão é apresentada deste modo devido ao modo que foi efectuado a sua medição.

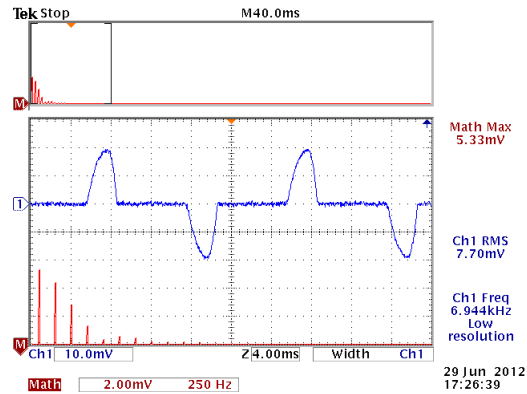


Figura 6-5 - Corrente de modo diferencial à entrada do sistema i_{md} e seu espectro com PWM bipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$, 500 mA/div, 40 ms/div

Esta corrente circula pela alimentação do sistema e pela carga, usando os condutores dos mesmos como suporte. Esta sobrepõe-se ao sinal útil existente.

A Figura 6-6 mostra a corrente absorvida pelo sistema i_{lisen} e o seu espectro.

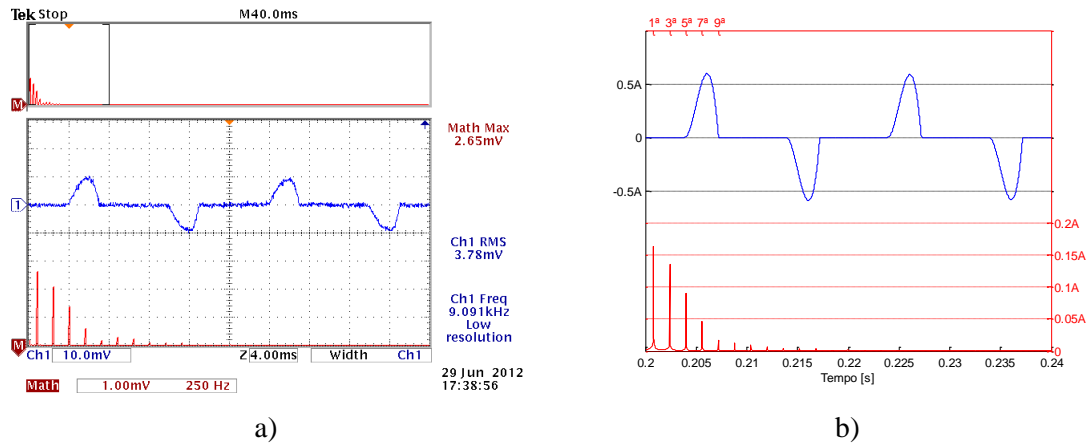


Figura 6-6 - Corrente a entrada do sistema i_{lisen} e seu espectro com PWM bipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$

a) Resultado experimental, 500 mA/div, 4 ms/div

b) Resultado simulado, 500 mA/div, 5 ms/div

Esta corrente é abrangida pela norma EN 61000-3-2. Apesar dos valores das amplitudes de harmónicas serem pequenos, são significativos face à 1ª harmónica. Esta corrente apresenta uma 3ª harmónica na ordem dos 80% e uma 5ª harmónica superior aos 50% face à componente

fundamental (valores bastante superiores relativamente aos de uma forma de onda quadrada, 33% e 20%, respectivamente).

A Figura 6-7 apresenta a corrente que sai do barramento DC i_{dc} e o seu espectro.

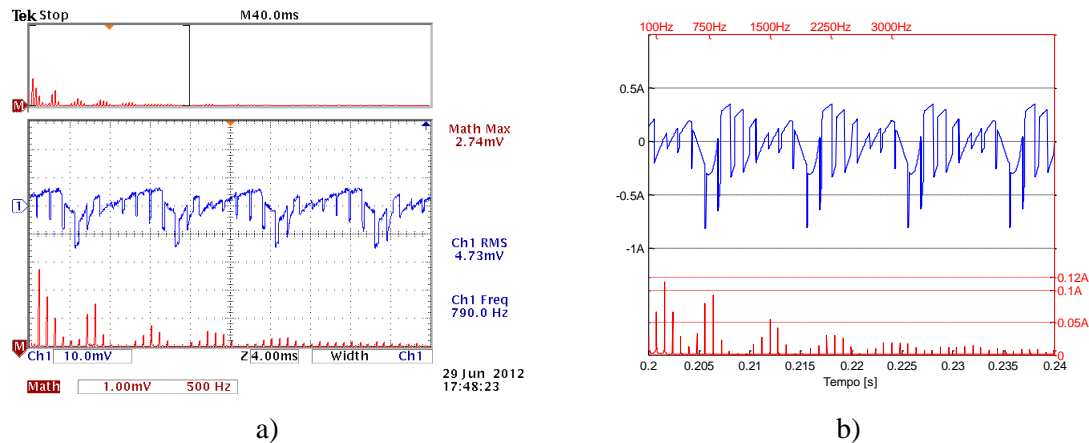


Figura 6-7 - Corrente do barramento DC i_{dc} e seu espectro com PWM bipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$

a) Resultado experimental, 500 mA/div, 4 ms/div

b) Resultado simulado, 500 mA/div, 5 ms/div

Corrente à saída do barramento DC, isto é, corrente injectada pelo condensador de grande capacidade para o conversor DC/AC. A corrente tem como frequência fundamental os 100Hz e influências harmónicas das correntes do rectificador e do ondulador. A seguir à fundamental estão visivelmente presentes as harmónicas relativamente ao rectificador, que são: 3^a, 5^a, 7^a, 9^a.

Uma vez que a carga não é 100% resistiva, isto é, para além da indutância de 250mH, existe indutância dos condutores, este facto faz com que haja transferência de energia do ondulador para o barramento DC, somando-se à energia que sai do rectificador e entra no barramento. Existindo corrente do ondulador para o barramento, a corrente do barramento também ficará influenciada quanto à frequência de comutação da carga.

O agrupamento de 4 harmónicas em torno de 750Hz correspondente à frequência de comutação, ou seja, à corrente da carga que atravessa o barramento DC durante as comutações.

O agrupamento de 5 harmónicas em torno de 1500Hz, corresponde também ao índice de modulação de frequência. Nesse caso a frequência correspondente relativa ao índice de modulação de frequência não é de 750Hz porque a frequência fundamental da corrente em questão é de 100Hz, isto é, o dobro de 50Hz. Logo o índice de modulação de frequência também é o dobro de 750Hz, isto é, 1500Hz. Os seguintes agrupamentos existem em consequência do m_f da corrente, sendo $2m_f$, $3m_f$ e assim em diante.

A Figura 6-8 apresenta as tensões de ruído u_a , u_b e a diferencial $u_a - u_b$

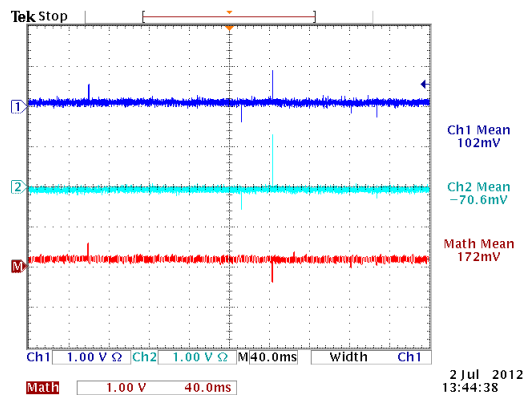


Figura 6-8 - Tensões de ruído na fase u_a , neutro u_b e diferencial $u_a - u_b$ com PWM bipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$, 1 V/div, 40 ms/div

Tensões: tensão da fase u_a (azul), tensão do neutro u_b (azul ciano) e tensão diferencial $u_a - u_b$ (vermelho). Essas tensões têm como referência a massa do sistema que coincide com a terra da bancada de teste. Essas tensões representam o ruído introduzido no sistema, através dos condutores de fase e neutro. Tensão de modo diferencial e de modo comum:

$$\begin{cases} U_{md} = U_L - U_N = 102 - (-70,6) = 172,6mV \\ U_{mc} = \frac{U_L + U_N}{2} = \frac{102 + (-70,6)}{2} = 31,4mV \end{cases} \quad (5.22)$$

6.3 Comando unipolar

A Figura 6-9 mostra a tensão na carga u_0 e o seu espectro para o comando unipolar, tendo uma distribuição de conteúdo harmônico descrito na Tabela 4-2.

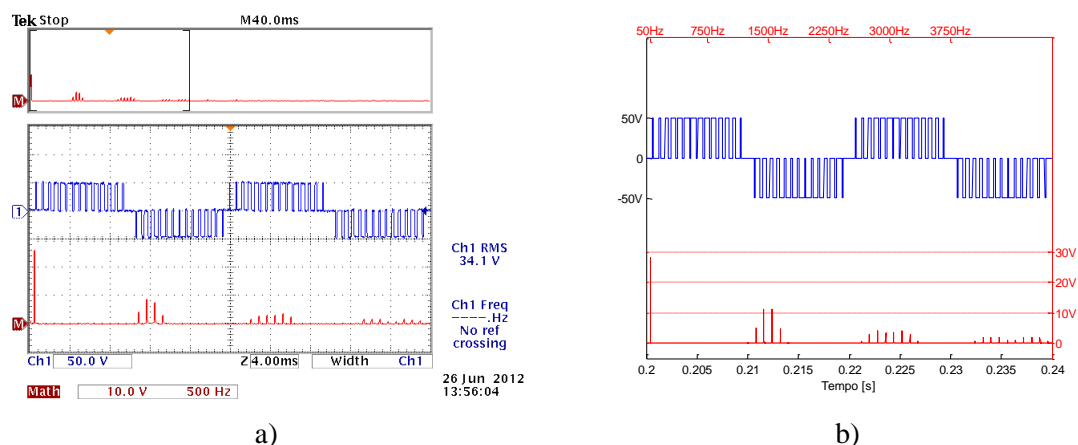


Figura 6-9 - Tensão na carga u_0 e seu espectro com PWM unipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$

- a) Resultado experimental, 50 V/div, 4 ms/div
- b) Resultado simulado, 50 V/div, 5 ms/div

Os espectros harmônicos, experimental e simulado, tal como no bipolar são bastante semelhantes tanto em amplitude como em frequência. O conteúdo mais próximo da fundamental está em torno de $2m_f$ correspondente aos 1500Hz, o que facilitaria em questões de filtragem de harmônicas.

A figura que se segue mostra a corrente na carga i_0 e o seu respectivo espectro, tal como no comando bipolar, a distribuição do conteúdo harmônico é de acordo com a tensão da carga.

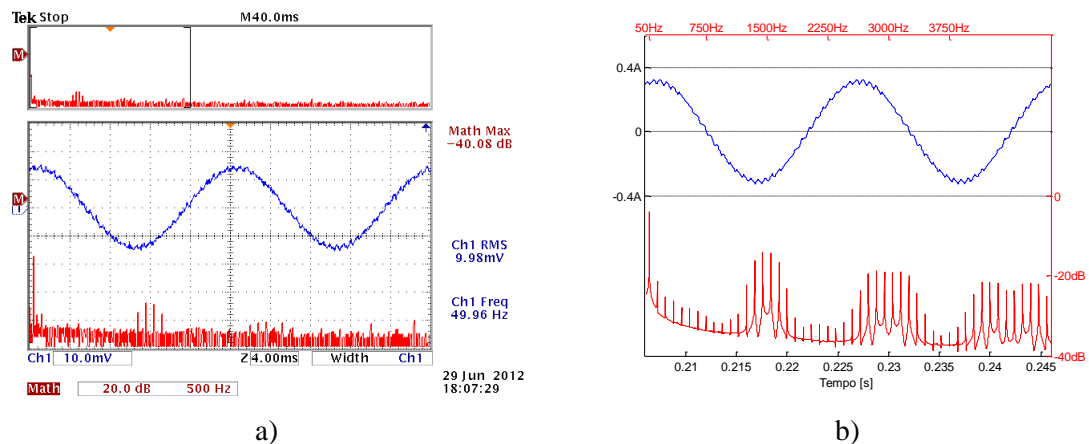


Figura 6-10 - Corrente na carga i_0 e seu espectro com PWM unipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$

- a) Resultado experimental, 200 mA/div, 4 ms/div
- b) Resultado simulado, 400 mA/div, 5 ms/div

A frequência da fundamental é a predominante nesse espectro, pois as componentes mais próximas são de amplitudes reduzidas. Tal como foi dito para o bipolar, as amplitudes das componentes harmônicas variarão com o tipo de carga.

A Figura 6-11 mostra a corrente de modo comum a entrada do sistema i_{mc} e o seu respectivo espectro.

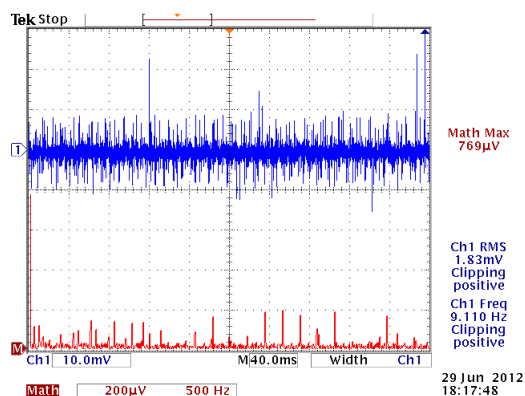


Figura 6-11 - Corrente de modo comum à entrada do sistema i_{mc} e seu espectro com PWM unipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$, 5 mA/div, 40 ms/div

Tal como no bipolar, é bastante irregular em amplitude e em frequência pelos mesmos motivos citados na anterior análise. A componente contínua, para a mesma tensão no barramento DC, é maior em relação a do bipolar.

A Figura 6-12 mostra o dobro da corrente de modo diferencial $2 \times i_{md}$ e o seu espectro.

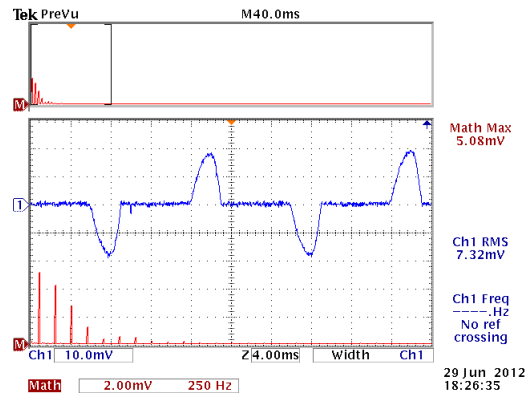


Figura 6-12 - Corrente de modo diferencial à entrada do sistema i_{mc} e seu espectro com PWM unipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$, 500 mA/div, 5 ms/div

Com as mesmas características do bipolar, nota-se um decréscimo na ordem dos 20mA comparativamente à corrente do bipolar.

A próxima figura apresenta a corrente de alimentação do sistema i_{lisen} e o seu espectro.

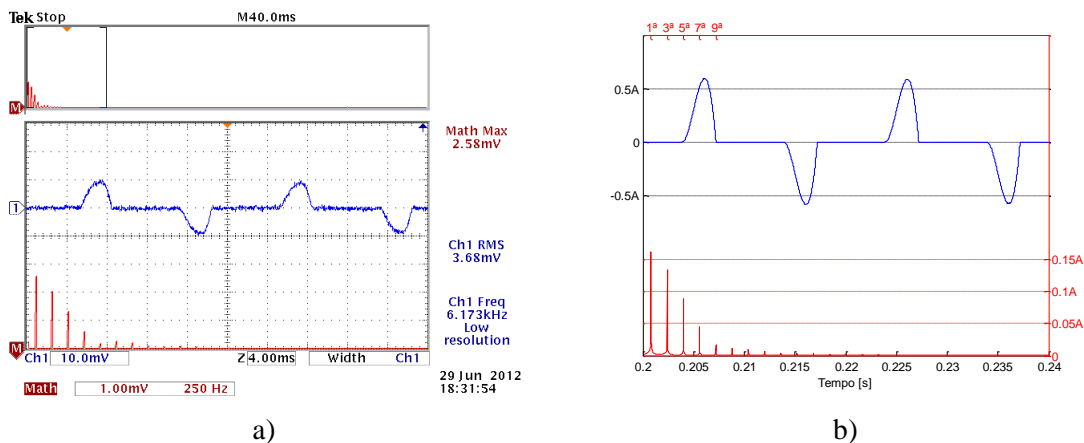


Figura 6-13 - Corrente a entrada do sistema i_{lisen} e seu espectro com PWM unipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$

- a) Resultado experimental, 500 mA/div, 4 ms/div
- b) Resultado simulado, 500 mA/div, 5 ms/div

Com semelhança ao bipolar, esta corrente é essencial para definir estratégias de aplicação de filtros caso os valores forem elevados. A diferença reside em menos 10mA face ao bipolar.

Na Figura 6-14 encontra-se a corrente que sai do barramento DC i_{dc} para o comando unipolar e o seu espectro.

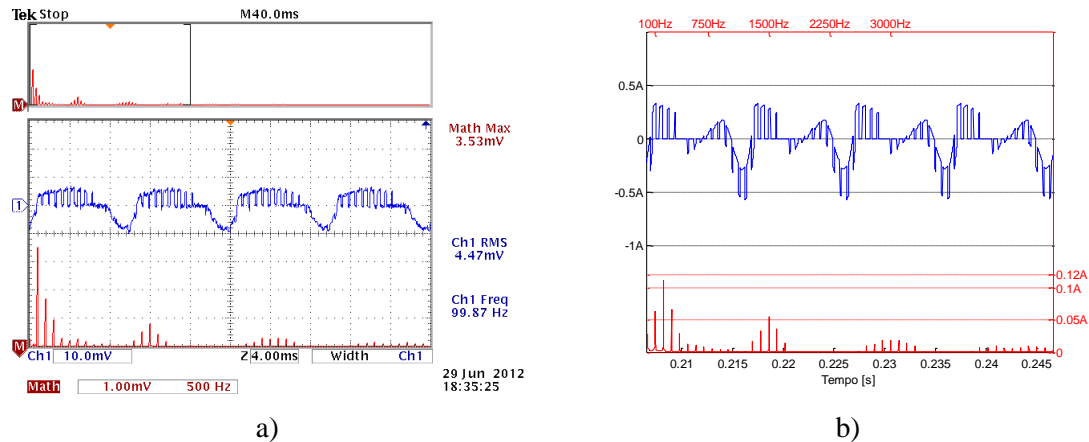


Figura 6-14 - Corrente do barramento DC i_{dc} e seu espectro com PWM unipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$

a) Resultado experimental, 500 mA/div, 4 ms/div

b) Resultado simulado, 500 mA/div, 5 ms/div

A diferença entre os espectros da simulação e experimental, deve aos mesmos motivos enunciados na explicação teórica.

Há uma partilha com o bipolar em relação à frequência fundamental, 100Hz, e as primeiras harmónicas que surgem também devido à corrente vinda da ponte rectificadora.

Esta corrente é bastante diferente do bipolar devido às características de funcionamento do inversor com a técnica de comando PWM unipolar. Com esta técnica, a corrente na carga só atravessa o barramento DC na altura que há desfasagem entre ela e a tensão da carga, o que torna a quantidade de energia transmitida ao barramento muito menor face ao bipolar.

O conteúdo harmónico a partir de $m_f = 15$ correspondente aos 1500Hz, uma vez que é a frequência de comutação dos dispositivos. Embora não exista conteúdo harmónico na corrente da carga em $m_f = 15$. Logo a distribuição do segundo agrupamento será em $2m_f$, que são os 3000Hz.

A carga também tem um papel relevante no aparecimento do conteúdo harmónico no barramento de corrente contínua, porque quanto maior for a desfasagem entre a corrente e a tensão na carga, maior será o conteúdo harmónico.

A Figura 6-15 apresenta as tensões de ruído u_a , u_b e a diferencial $u_a - u_b$

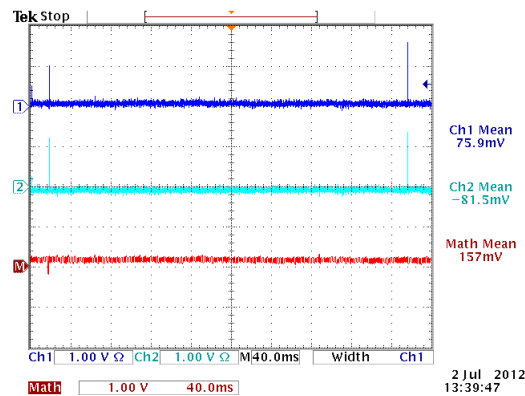


Figura 6-15 - Tensões de ruído na fase u_a , neutro u_b e diferencial $u_a - u_b$ com PWM unipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15, 1\text{ V}\Omega/\text{div}, 40\text{ ms}/\text{div}$

Tensões: tensão da fase u_a (azul), tensão do neutro u_b (azul ciano) e tensão diferencial $u_a - u_b$ (vermelho).

Tensão de modo diferencial e de modo comum:

$$\begin{cases} U_{md} = U_L - U_N = 75,9 - (-81,5) = 157,4\text{mV} \\ U_{mc} = \frac{U_L + U_N}{2} = \frac{75,9 + (-81,5)}{2} = -5,6\text{mV} \end{cases} \quad (5.23)$$

Fazendo uma comparação com os valores obtidos pelo bipolar, nota-se os valores do unipolar estão abaixo menos 15mV para a tensão de ruído de modo diferencial e 37mV para a tensão de modo comum. Isto graças à menor tremulação da corrente, para a diminuição do ruído de modo diferencial, e à redução para metade da taxa de variação da tensão na carga, para a diminuição do ruído de modo comum.

6.4 Comando unipolar com diferentes níveis de tensão

Agora serão apresentadas figuras com o mesmo tipo de lógica de comando com níveis diferentes de tensão no barramento de corrente contínua, 50V e 200V . As condições de comando também foram iguais, isto é, o índice de modulação de amplitude e de frequência tinham o mesmo valor para ambas situações.

Não foi usada a mesma carga para os diferentes ensaios como acima foi referido.

- Para 50V , a resistência era de 100Ω e a indutância de $0,25\text{H}$
- Para 200V , a resistência era de 400Ω e a indutância de $0,25\text{H}$

A Figura 6-16 apresenta a tensão na carga u_0 para comando unipolar mas com níveis diferentes de tensão, 50V e 200V.

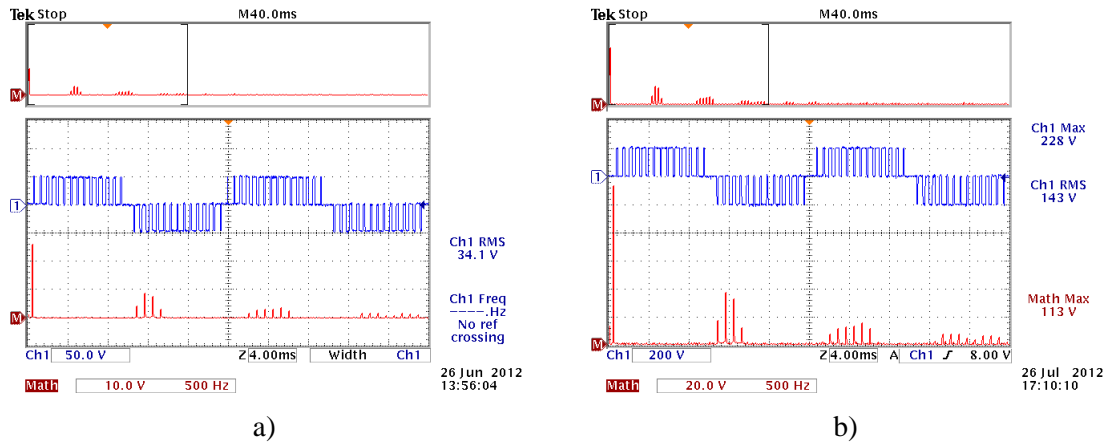


Figura 6-16 - Tensão na carga u_0 e seu espectro com PWM unipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$

a) Resultado experimental com $U_{dc} = 50V$, 50 V/div, 4 ms/div

b) Resultado experimental com $U_{dc} = 200V$, 200 V/div, 4 ms/div

Nesta comparação, nota-se que apesar das amplitudes do conteúdo harmónico subir proporcionalmente, ainda assim não é um valor tão elevado. Sendo, esta lógica, mais vantajosa para uso de cargas mais sensíveis.

Tal como na figura anterior, a Figura 6-17 tem correntes de carga i_0 com dois níveis de tensão com o mesmo tipo de comando.

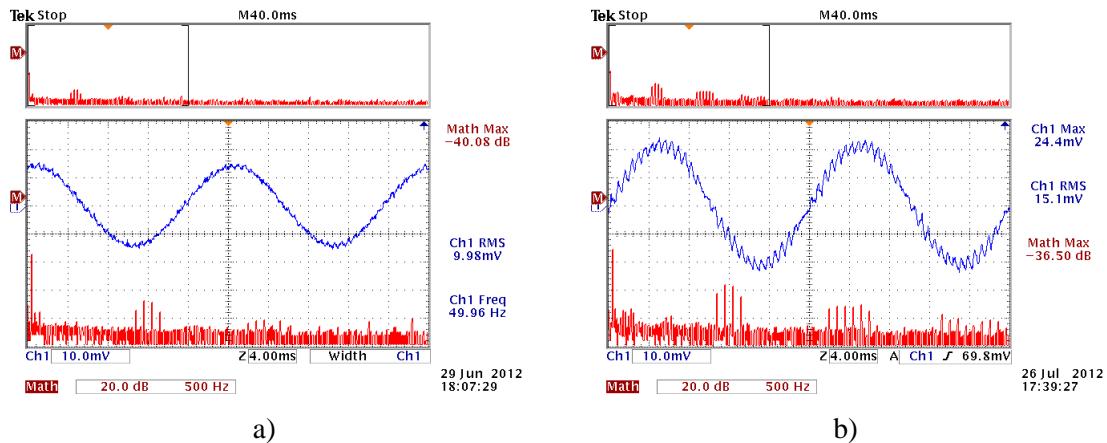


Figura 6-17 - Corrente na carga i_0 e seu espectro com PWM unipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$

a) Resultado experimental com $U_{dc} = 50V$, 200 mA/div, 4 ms/div

b) Resultado experimental com $U_{dc} = 200V$, 200 mA/div, 4 ms/div

Na Figura 6-17-b nota-se uma maior tremulação da corrente, isto deve-se ao facto da taxa de variação da tensão ter 4 vezes mais.

A próxima figura pertence à corrente de modo comum a entrada do sistema i_{mc} com níveis diferentes de tensão.

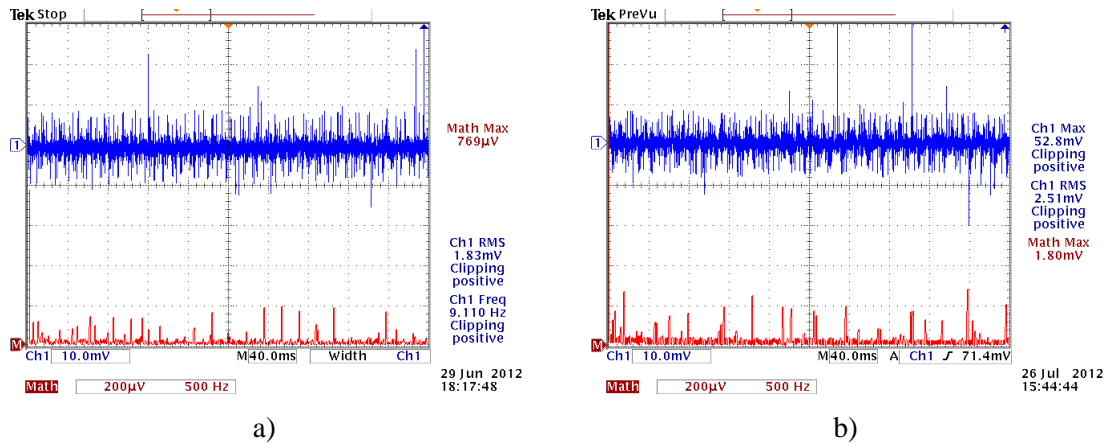


Figura 6-18 - Corrente de modo comum à entrada do sistema i_{mc} e seu espectro com PWM unipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$

- a) Resultado experimental com $U_{dc} = 50V, 5 \text{ mA/div}, 40 \text{ ms/div}$
- b) Resultado experimental com $U_{dc} = 200V, 5 \text{ mA/div}, 40 \text{ ms/div}$

Notou-se um incremento ligeiro em quase todas as componentes, excepto na componente contínua que teve um salto para o dobro do seu valor.

$$\frac{I_{0h200V}}{I_{0h50V}} = \frac{1,80 \times 10^{-3} V}{769 \times 10^{-6} V} = 2,3 \quad (5.24)$$

A Figura 6-19 mostra o dobro da corrente diferencial a entrada do sistema $2 \times i_{md}$ com diferentes níveis de tensão.

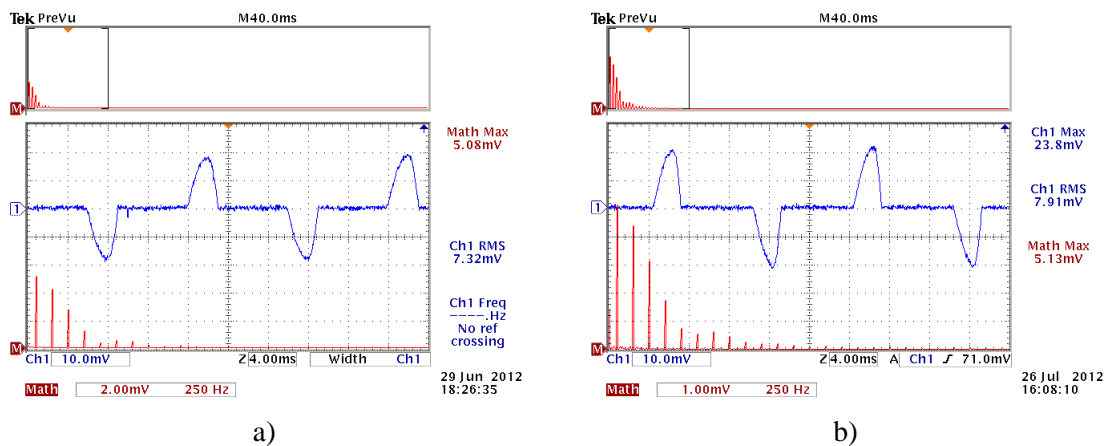


Figura 6-19 - Corrente de modo diferencial à entrada do sistema i_{md} e seu espectro com PWM unipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$

- a) Resultado experimental com $U_{dc} = 50V, 500 \text{ mA/div}, 4 \text{ ms/div}$
- b) Resultado experimental com $U_{dc} = 200V, 1 \text{ A/div}, 4 \text{ ms/div}$

Apesar de esta ter duplicado ao elevar-se o nível de tensão, o nível de conteúdo harmónico continua proporcional, isto é, o conteúdo harmónico também duplicou. Como se pode ver nos cálculos:

$$\begin{cases} I_{ef\ 50V} = \frac{7,32mV \times 0,5A}{10mV} = 366mA \\ I_{ef\ 200V} = \frac{7,91mV \times 1A}{10mV} = 791mA \end{cases} \Rightarrow \frac{I_{ef\ 200V}}{I_{ef\ 50V}} = 2,2 \quad (5.25)$$

$$\begin{cases} I_{1^a\ h\ 50V} = \frac{5,08mV \times 0,5A}{10mV} = 254mA \\ I_{1^a\ h\ 200V} = \frac{5,13mV \times 1A}{10mV} = 513mA \end{cases} \Rightarrow \frac{I_{1^a\ h\ 200V}}{I_{1^a\ h\ 50V}} = 2,0 \quad (5.26)$$

A Figura 6-20 apresenta a corrente de entrada para o sistema i_{ltsn} com diferentes níveis de tensão.

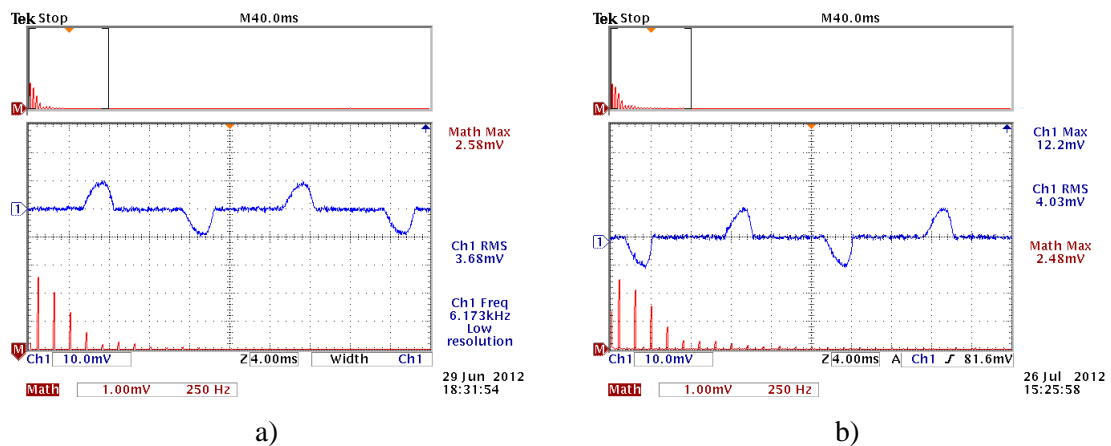


Figura 6-20 - Corrente a entrada do sistema i_{ltsn} e seu espectro com PWM unipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$

- a) Resultado experimental com $U_{dc} = 50V, 500\ mA/div, 4\ ms/div$
- b) Resultado experimental com $U_{dc} = 200V, 1\ A/div, 4\ ms/div$

Tal como na corrente diferencial, nota-se os valores duplicaram. A grande diferença é que esta corrente tem limites a nível normativo, o que requer grande atenção quanto ao conteúdo harmónico.

$$I_{1^a\ h\ 200V} = \frac{2,48mV \times 1A}{10mV} = 248mA \quad (5.27)$$

A relação que a 1ª harmónica tem com a 3ª, é

$$\frac{I_{1^a\ h\ 200V}}{I_{3^a\ h\ 200V}} = \frac{12div}{10div} = 1,2 \quad (5.28)$$

Assim a 3ª harmónica será

$$I_{3^a h_{200V}} = \frac{248mA}{1,2} = 207mA \quad (5.29)$$

$$207mA < I_{norma} = 2,30A \quad (5.30)$$

Visto que o pico da corrente é de 1A e a $I_{3^a h_{200V}} = 207mA$, quer dizer que com 10A de pico teremos aproximadamente 2 A. Isto quer dizer que quando a carga começar a absorver uma corrente de 3 A, ou a corrente de entrada for de 4 A, teríamos que começar a tomar atenção para que não se deixe de cumprir a norma EN 61000-3-2. O que na verdade é bastante preocupante porque são correntes de harmónicas muito elevadas face à fundamental, uma vez que existem cargas que têm um consumo superior em relação à Figura 6-20-b.

A Figura 6-21 apresenta as tensões de ruído u_a , u_b e a diferencial $u_a - u_b$ com dois níveis de tensão.

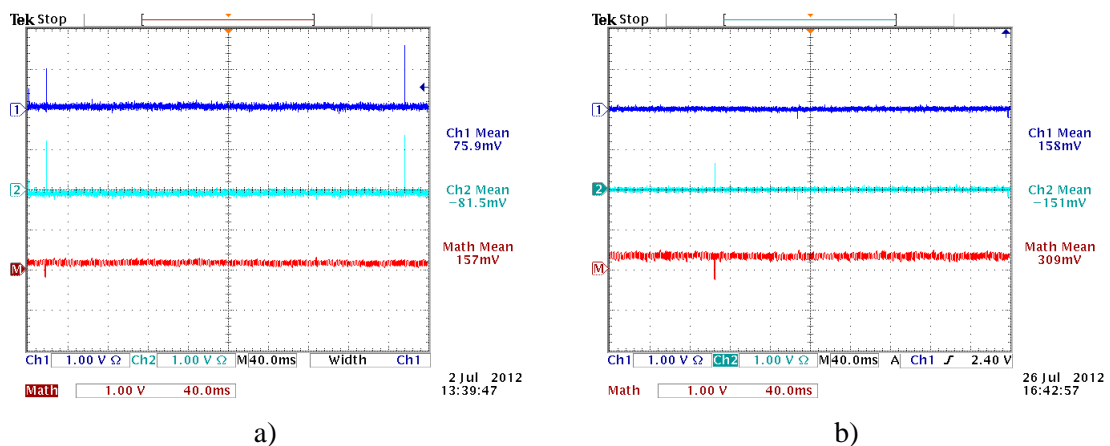


Figura 6-21 - Tensões na fase u_a , neutro u_b e diferencial $u_a - u_b$ com PWM unipolar | $m_a = 0,8$ | $m_f = 15$

- a) Resultado experimental com $U_{dc} = 50V$, $1 V\Omega/div$, $40 ms/div$
- b) Resultado experimental com $U_{dc} = 200V$, $1 V\Omega/div$, $40 ms/div$

Tensões: tensão da fase u_a (azul), tensão do neutro u_b (azul ciano) e tensão diferencial $u_a - u_b$ (vermelho).

$$\begin{cases} U_{md50V} = 157,4mV \\ U_{mc50V} = -5,6mV \end{cases} \quad (5.31)$$

Cálculo da tensão de modo diferencial e de modo comum para 200V:

$$\begin{cases} U_{md200V} = U_L - U_N = 158 - (-151) = 309mV \\ U_{mc200V} = \frac{U_L + U_N}{2} = \frac{158 + (-151)}{2} = 3,5mV \end{cases} \quad (5.32)$$

Houve um incremento para o dobro da tensão de ruído de modo diferencial. Este fenómeno deve-se à tremulação da corrente na carga que aumentou para o dobro devido ao nível de variação de tensão que ficou sujeita, isto é, de 50V para 100V.

Na tensão de ruído de modo comum também houve um incremento devido à taxa de variação de tensão na carga. Embora tenha elevado 9mV, este valor continua sendo menor para a mesma taxa de variação da tensão da carga em comparação à lógica bipolar.

A Tabela 6-3 contém um resumo dos resultados obtidos nos ensaios citados na Tabela 6-2. As linhas avermelhadas são relativas aos espectros de frequência das respectivas grandezas. Foram apresentados os valores das componentes fundamentais e respectivas componentes não fundamentais de maior amplitude imediatamente a seguir à fundamental.

Tabela 6-3 - Resumo dos valores obtidos nos ensaios

Resultados	Bipolar 50V		Unipolar		
	Descrição	Valores	Descrição	Valores	Valores
U_{dc}	Médio	50V	Médio	50V	200V
u_0	Eficaz	47,7V	Eficaz	34,1V	143V
	Pico-a-pico	100V	Pico-a-pico	100V	400V
	50Hz	26,2V	50Hz	26V	113V
	$m_f \times 50Hz$	24V	$(2m_f - 1) \times 50Hz$	9V	39V
i_0	Eficaz	202mA	Eficaz	199,6mA	302mA
	Pico-a-pico	640mA	Pico-a-pico	600mA	960mA
	50Hz	-40,11dB	50Hz	-40,08dB	-36,50dB
	$m_f \times 50Hz$	-24dB	$(2m_f - 1) \times 50Hz$	-20dB	-20,8dB
i_{mc}	Eficaz	835 μ A	Eficaz	915 μ A	1,3mA
	Comp. DC	184,5 μ A	Comp. DC	384,5 μ A	0,9mA
i_{md}	Eficaz	192,5mA	Eficaz	183mA	395,5mA
	Pico-a-pico	1A	Pico-a-pico	950mA	2,2A
	50Hz	133,2mA	50Hz	127mA	256,5mA
	$3 \times 50Hz$	110mA	$3 \times 50Hz$	100mA	220mA
i_{ltsn}	Eficaz	189mA	Eficaz	184mA	403mA
	Pico-a-pico	950mA	Pico-a-pico	950mA	2A
	50Hz	132,5mA	50Hz	129mA	248mA
	$3 \times 50Hz$	100mA	$3 \times 50Hz$	100mA	250mA
i_{dc}	Eficaz	236,5mA	Eficaz	223,5mA	460,5mA
	Pico-a-pico	1A	Pico-a-pico	800mA	1,5A
	100Hz	137mA	100Hz	176,5mA	355,5mA
	$3 \times 100Hz$	90mA	$3 \times 100Hz$	80mA	190mA
U_a	Médio	102mV	Médio	75,9mV	158mV
U_b	Médio	-70,6mV	Médio	-81,5mV	-151mV
U_{md}	Médio	172mV	Médio	157mV	309mV
U_{mc}	Médio	31,4mV	Médio	-5,6mV	3,5mV

7. Conclusões

7.1 Conclusões finais

De acordo com os resultados obtidos, verifica-se que os onduladores de tensão são fontes de perturbações electromagnéticas e de harmónicas para a rede eléctrica.

Devido à ponte rectificadora de díodos e a carga associada, o sistema propaga harmónicas de corrente com amplitudes consideráveis e perturbações electromagnéticas para a rede eléctrica.

Uma vez que a norma EN 61000-3-2 proíbe emissões de harmónicas de corrente a partir de certos valores, terá que se ter atenção ao sistema (conversores AC/DC e DC/AC) quando começar a ter consumos de corrente na ordem dos 4A eficazes no caso de $U_{dc} = 200V$ e com carga RL (400Ω e $0,25H$). Seria aproximadamente o equivalente a uma carga de 800VA, correspondendo a 7 computadores pessoais a funcionarem em plena carga.

As perturbações electromagnéticas foram evidentes mas não foi possível analisa-las quanto a norma EN 61000-6-3, porque não foi utilizado um analisador de espectro para retirar os dados das tensões e correntes de modo diferencial e comum. As tensões e correntes de modo diferencial, dependem directamente da taxa de variação do fluxo da corrente. Já as de modo comum dependem da taxa de variação da tensão da carga e os valores são mais reduzidos para o comando unipolar quando temos a mesma taxa de variação entre as diferentes lógicas de controlo de PWM.

7.2 Trabalhos futuros

No âmbito de continuidade desta dissertação, poderiam ser feitos os seguintes estudos:

- Fazer um estudo das correntes de modo comum e diferencial relativo à norma EN 61000-6-3.
- Fazer um estudo para correntes mais elevadas, abrangendo à norma EN 6100-3-12.
- Realizar um estudo para o PWM trifásico, tanto com 3 níveis ou multinível, de maneira a verificar as perturbações injectadas na rede eléctrica. Para a realização desse estudo, seria necessário um LISN trifásico de modo a facilitar a leitura das tensões de ruído.
- Realizar estudos para as diversas técnicas de controlo dos onduladores de tensão, de modo a observar as mais e as menos perturbadoras para a rede eléctrica.

8. Bibliografia

1. **Margato, Elmano.** *Introdução à Compatibilidade Electromagnética.* 2004. Folhas de apontamentos.
2. **Palma, João.** *Fundamentos de Electrónica de Potência.* s.l. : AEISEL, 2003.
3. **Mohan, Ned, Undeland, Tore e Robbins, William.** *Power Electronics: Converters, Applications and Design.* 3rd. s.l. : Wiley, 2003.
4. **Palma, João.** *Accionamentos Electromecânicos de Velocidade Variável.* 2ª. s.l. : Fundação Calouste Gulbenkian, 2008.
5. **Kostov, Konstantin, et al.** Selection of Power Filters for Switched Mode Power Supplies. 2004.
6. **Bracewell, Ronald.** *The Fourier Transform and Its Applications.* 2nd. s.l. : McGraw-Hill, Inc., 1921.
7. **Beerends, R., et al.** *Fourier and Laplace Transforms.* s.l. : Cambridge, 2003.
8. *EN 61000-6-3.* 2007.
9. *EN 61000-3-2.* 2000.
10. *EN 55011.* 2009.
11. *EN 55022.* 2006.
12. *EN 50160.* 2001.
13. *EN 61000-3-12.* 2005.
14. Electromagnetic Compatibility. [Online]
http://www.amvelectronica.com/notas/estandares_emc.pdf.
15. **Arrillaga, Jos e Watson, Neville R.** *Power System Harmonics.* 2nd. s.l. : John Wiley & Sons, Ltd, 2003.

Anexos

Anexo 1 - Tabela de correspondência do DSP

Tabela 1-1 - Tabela das equivalências da ficha D 37 para ficha IDC

Ficha D 37 Vias	Ficha IDC	Sinal DSP	Descrição
1	1	GND	
20	2	IO 0	1ª e 3ª entrada do 1º acoplador óptico
2	3	IO 1	
21	4	IO 2	Saída de erro do 1º Skype32R
3	5	IO 3	
22	6	GND	2ª entrada de todos os acopladores ópticos
4	7	GND	
23	8	IO 4	1ª e 3ª entrada do 2º acoplador óptico
5	9	IO 5	
24	10	IO 6	Saída de erro do 2º Skype32R
6	11	IO 7	
25	12	GND	
7	13	GND	
26	14	IO 8	Entrada de erro de todos os Skype32R
8	15	IO 9	
27	16	IO 10	
9	17	IO 11	
28	18	GND	
10	19	GND	
29	20	IO 12	1ª e 3ª entrada do 3º acoplador óptico
11	21	IO 13	
30	22	IO 14	Saída de erro do 3º Skype32R
12	23	IO 15	
31	24	GND	
13	25	GND	
32	26	IO 16	
14	27	IO 17	
33	28	IO 18	
15	29	IO 19	
34	30	GND	
16	31	GND	
35	32	GND	
17	33	GND	
36	34	VCC (+5V)	
18	35	GND	
37	36	VCC (+5V)	4ª entrada de todos os acopladores ópticos
19	37	GND	
	38		
	39		
	40		

A ficha IDC pertence ao circuito de comando e a ficha D37 ao DSP.

Anexo 2 - Placas de circuito impresso

O software usado para a obtenção das placas foi o software Eagle 5.9.0. Nesse programa foram realizados os projectos e desenhos das placas de circuito impresso, tanto para o circuito de potência como para o circuito de comando.

A Figura 2-1 ilustra o desenho esquemático realizado para posteriormente desenhar a placa de circuito impresso.

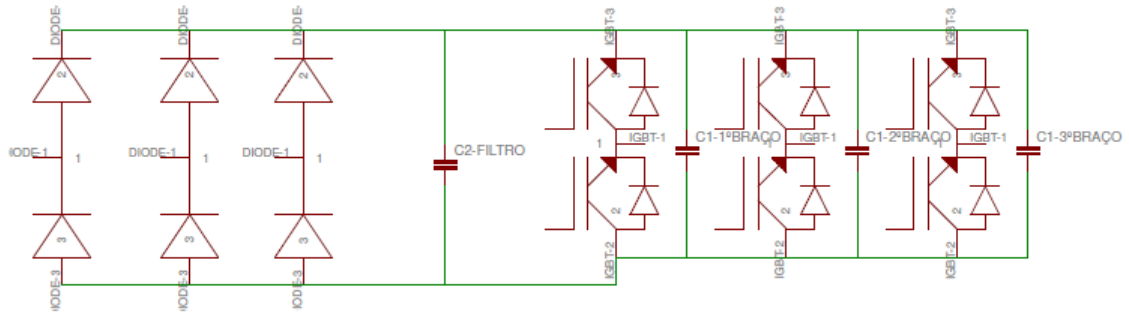


Figura 2-1 - Circuito de potência esquemático

A Figura 2-2 mostra o desenho da face superior da placa de circuito impresso do circuito de potência.

A Figura 2-3 mostra o desenho da face inferior da placa de circuito impresso do circuito de potência.

A Figura 2-4 mostra o desenho esquemático do circuito de comando.

A Figura 2-5 mostra o desenho da face superior da placa de circuito impresso do circuito de comando.

A Figura 2-6 mostra o desenho da face inferior da placa de circuito impresso do circuito de comando.



Figura 2-2 - Circuito de potência, circuito impresso, face superior

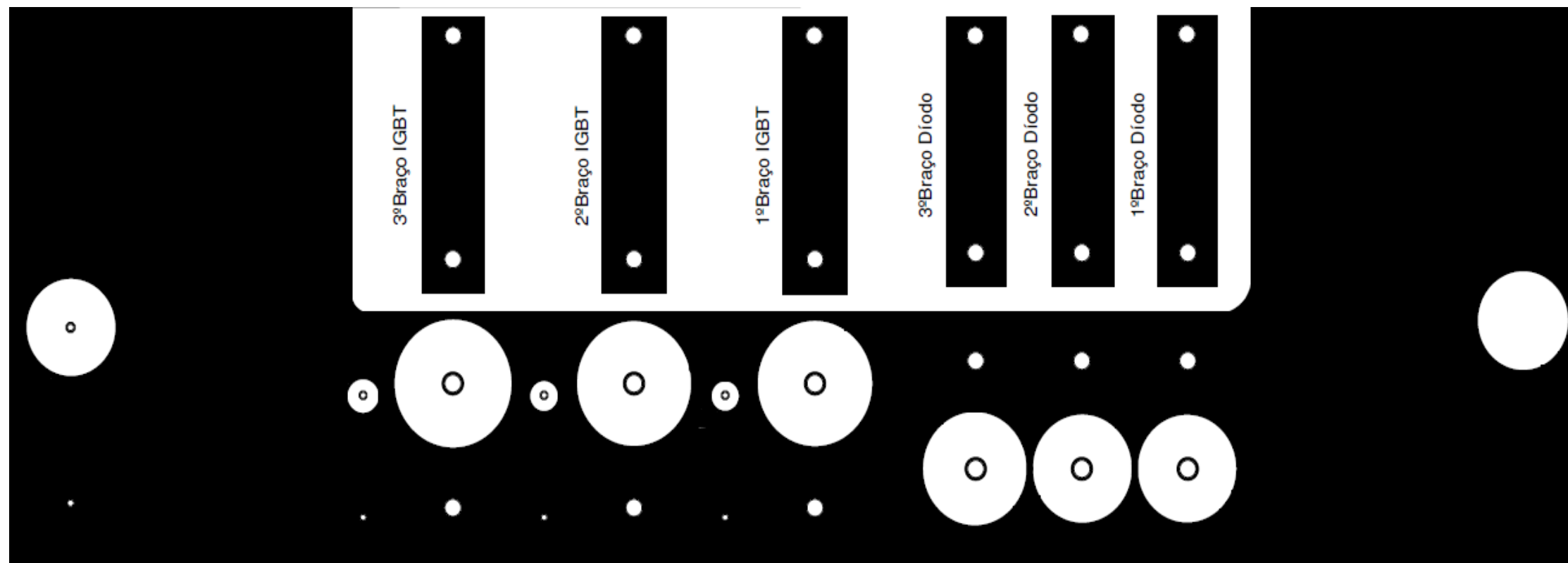


Figura 2-3 - Circuito de potência, circuito impresso, face inferior

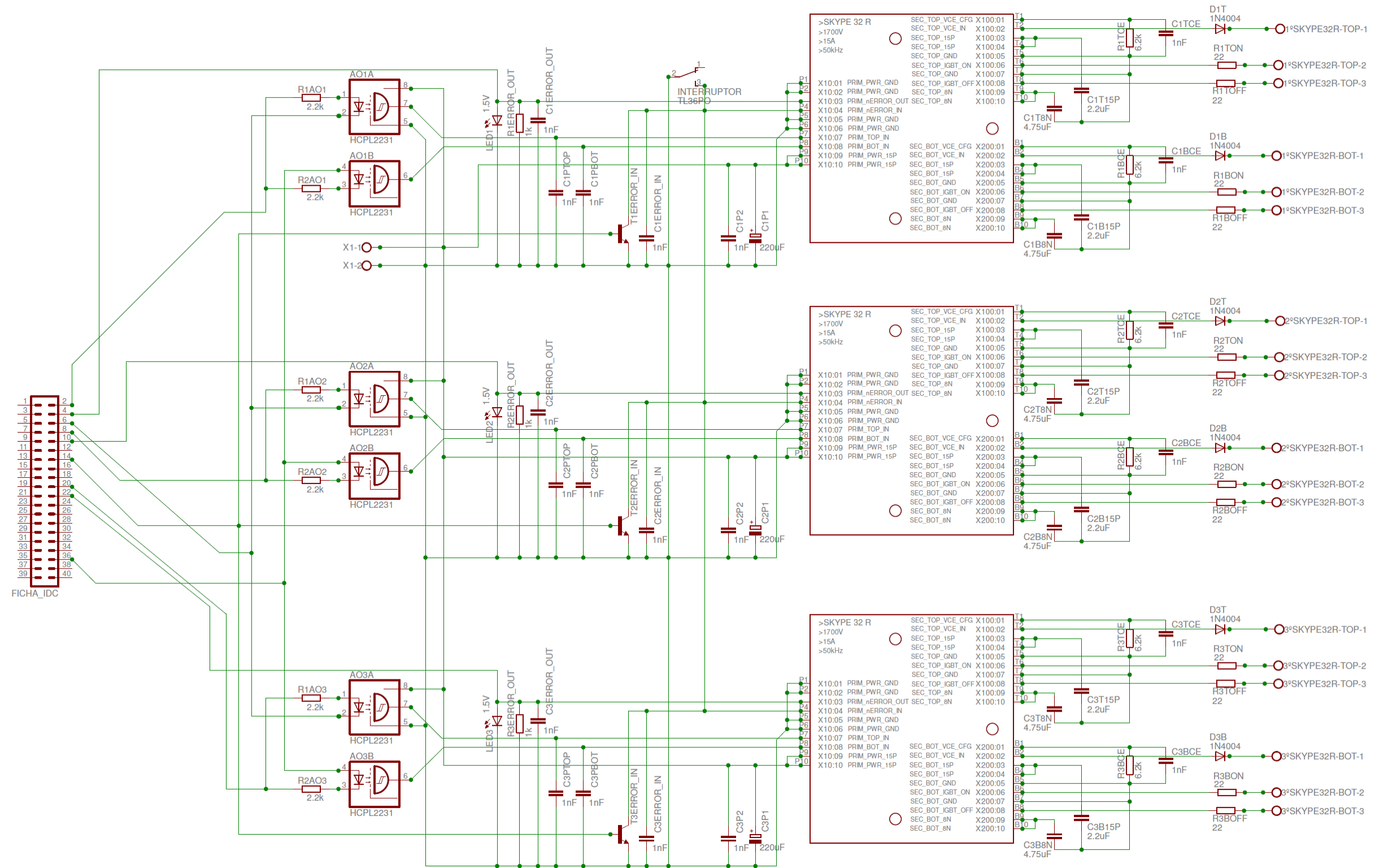


Figura 2-4 - Circuito de comando esquemático

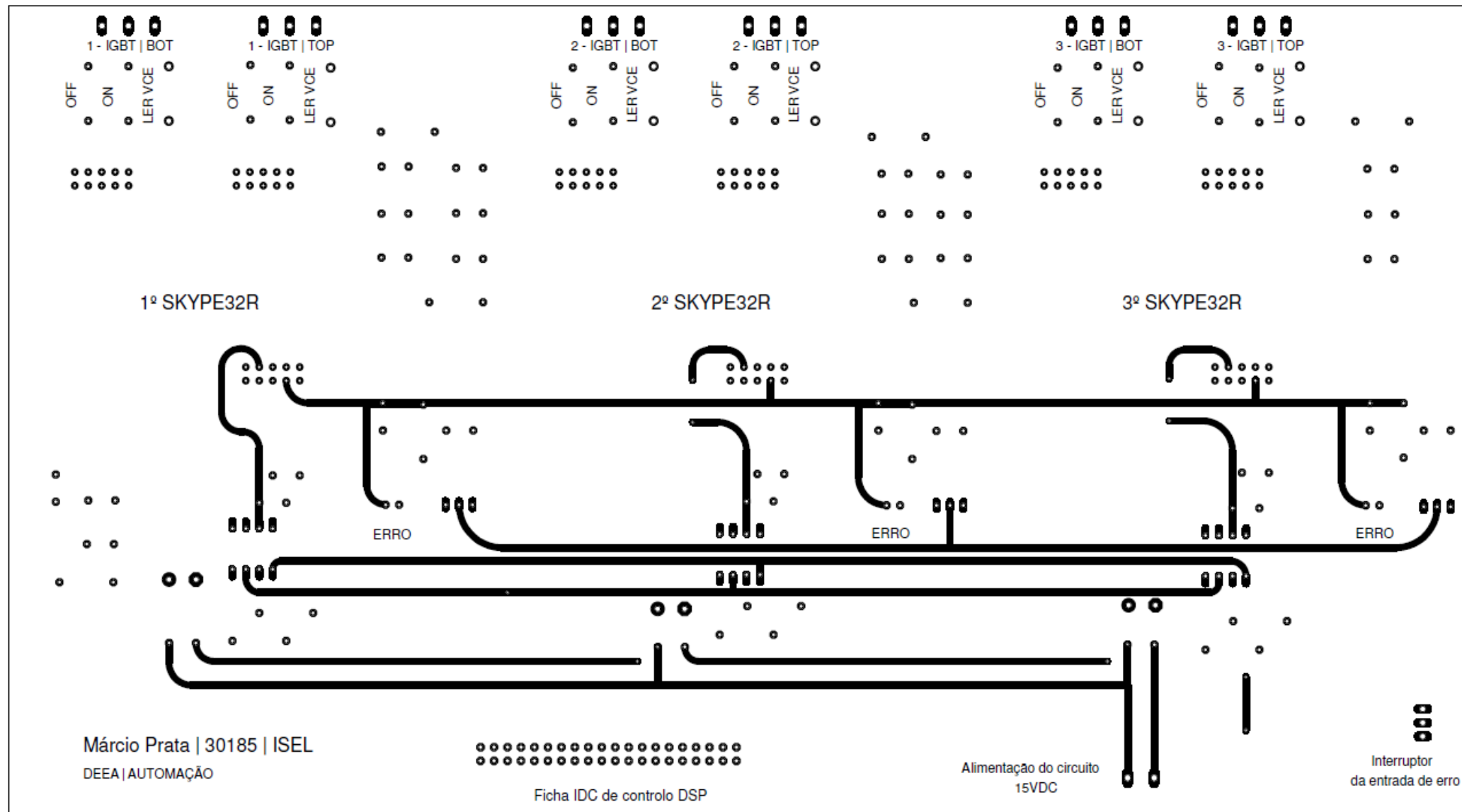


Figura 2-5 - Circuito de comando, circuito impresso, face superior

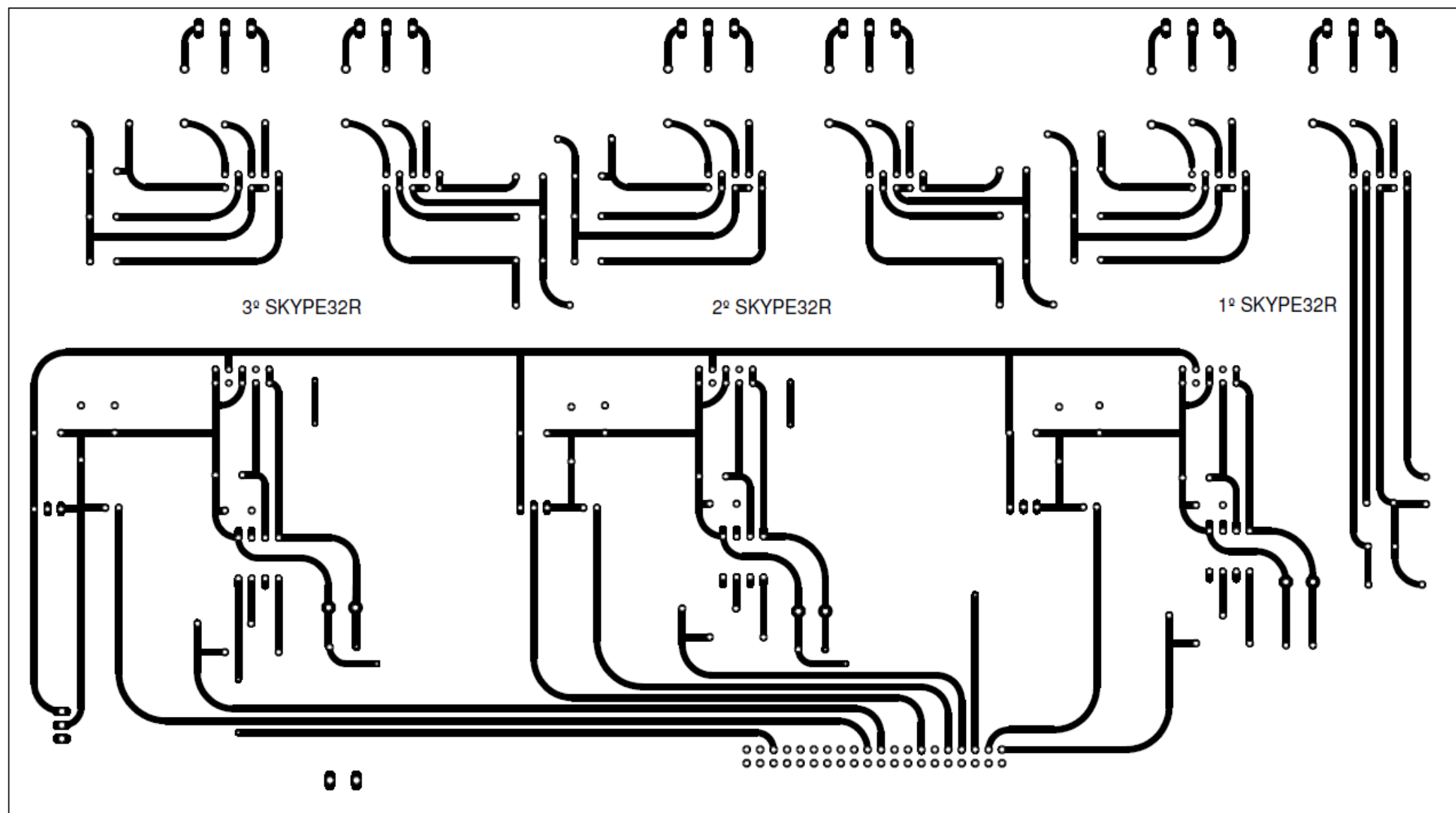


Figura 2-6 - Circuito de comando, circuito impresso, face inferior