

INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA

Área Departamental de Engenharia de Sistemas de Potência e Automação



Fonte de carga de condensadores de alta tensão com compensação de fator potência

JOÃO PEDRO OTERO SANTOS

(Licenciado)

Trabalho final de Mestrado para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia
Eletrotécnica – ramo de Automação e Eletrónica Industrial

Orientador:

Doutor Luís Manuel dos Santos Redondo

Júri:

Presidente: Professor Doutor Elmano da Fonseca Margato (ISEL)

Vogais:

Doutor Luís Manuel dos Santos Redondo (ISEL)

Doutor Acácio João Galhardo Baptista (ISEL)

Setembro 2013

Agradecimentos

1. Ao meu orientador, Doutor Luís Manuel dos Santos Redondo, pelos conhecimentos transmitidos, pela orientação e disponibilidade demonstrada ao longo do desenvolvimento deste trabalho;
2. Aos administradores da EPS, EnergyPulse Systems, Doutor Marcos Teotónio Pereira e Fernando Barros pela disponibilização de um espaço dedicado, recursos humanos e materiais para o desenvolvimento e construção deste projeto;
3. À minha mãe Flora Esteves Otero Santos, irmão Vasco Santos e namorada Cláudia Gomes, pelos incentivos dados ao longo de todo o percurso estudantil principalmente nesta última fase de término de estudos.

Este documento foi escrito em conformidade com o novo acordo ortográfico.

Resumo

Pretende-se com este trabalho, estudar, simular e construir uma fonte de alimentação para carga de condensadores até uma tensão de saída de 1 kV, normalmente e doravante denominada por CCPS (*Capacitor Charging Power Supply*).

A fonte tem uma cadeia de controlo, que está ligado entre a saída e o módulo de controlo e processamento da fonte, de forma a controlar a tensão à saída.

O inversor é controlado por um micro controlador PIC18F4431 e um circuito comparador, onde são gerados os sinais de controlo do inversor, onde liga a malha de retroação da tensão de saída, bem como o todo o tipo de sinais exteriores.

O circuito tem proteção contra curto-circuito, que está implicitamente ligada ao modo de operação e topologia usada.

Foram respeitadas as normas de equipamentos (EN 61000-3-2), quanto à introdução de harmónicas na rede, tendo para isso, sido implementado um circuito de controlo denominado por pré-conversor ou na sigla inglesa de PFC (*Power Factor Controller*) correção de fator potência.

Palavras-chave: Fonte de carga de condensadores, correção fator potência, PFC, CCPS, transformador alta tensão, transformador alta frequência.

Abstract

The aim of this work was to study, simulate and build a power supply for capacitor charging with an output voltage of 1kV, normally and hereafter denominated by CCPS (Capacitor Charging Power Supply).

It has a control loop, which is connected between the output module and the processing and control of the power source, to control the output voltage.

The entire system is controlled by a microcontroller PIC18F4431 and a comparator circuit, which generate the inverter control signals, which connects the feedback loop of the output derived, as well as all kinds of external signs.

Protection against short-circuit is implicitly implemented by the design and topology used.

Where respected the standards for electrical equipment (EN 61000-3-2), for the introduction of harmonics in the grid, and for this, it has been implemented a control circuit called a pre-converter or English acronym PFC (Power Factor Controller).

Keywords: Capacitor charge power supply, power factor correction, PFC, CCPS, high voltage transformer, high frequency transformer.

Índice

Resumo.....	vii
Abstract.....	ix
Índice.....	xi
Lista de figuras.....	xiv
Lista de tabelas.....	xvii
1 Introdução.....	1
1.1 Motivação.....	1
1.2 Estrutura da dissertação.....	1
2 Fontes de Carga de Condensadores.....	3
2.1 Introdução.....	3
2.2 Circuitos de fontes DC.....	3
2.2.1 Retificador.....	4
2.2.2 Montagem redutora (<i>Buck</i>).....	7
2.2.3 Montagem elevadora (<i>Boost</i>).....	8
2.2.4 Montagem redutora-elevadora (<i>Buck-Boost</i>).....	8
2.2.5 <i>Flyback</i>	10
2.2.6 <i>Forward</i>	11
2.3 Compensação fator de potência.....	12
2.3.1 Técnicas utilizadas para controlo do conteúdo harmónico.....	14
2.3.1.1 Filtros passivos, para controlo do conteúdo harmónico na rede	15
2.3.1.2 Filtros ativos ou híbridos para controlo do conteúdo harmónico	15
da rede	15
2.4 Transformador de alta-frequência.....	18
2.4.1 Noções básicas sobre transformadores.....	18
2.4.2 Transformador de alta-frequência.....	18
2.4.2.1 Curva de histerese e permeabilidade do núcleo.....	19
2.4.2.2 Forma e características dos núcleos magnéticos.....	22
2.4.2.3 Fator de qualidade Q.....	22
2.4.2.4 Influência da temperatura.....	23
2.4.2.5 Aspectos práticos na construção do transformador.....	23
2.4.3 Conclusões.....	24

2.5	Dispositivos de comutação no estado sólido.....	26
2.5.1	Introdução.....	26
2.5.2	MOSFET [4,5,6].....	28
2.5.3	IGBT	30
2.5.4	Conclusão.....	32
2.6	Circuitos CCPS	33
2.6.1	Introdução.....	33
2.6.1	Exemplo de aplicação da CCPS usando circuito ressonante série e controle por variação da frequência	39
3	Circuito proposto	43
3.1	Pré-conversor.....	44
3.1.1	Introdução.....	44
3.1.2	O MC33262	44
3.1.3	Circuito compensador fator potência	46
3.2	Isolamento.....	48
3.3	Comando e feedback	50
3.3.1	Introdução.....	50
3.3.2	Circuito comando.....	50
3.3.3	Circuito de feedback	53
3.3.4	Controle do porto SD da drive IR2213.....	55
3.4	Circuito inversor	56
4	Dimensionamento	61
4.1	Dimensionamento do circuito compensação fator potência	61
4.2	Dimensionamento do inversor.....	62
4.2.1	Dimensionamento do transformador.....	62
4.3	Circuito ressonante	64
4.3.1	Circuito de feedback e comparador	66
5	Simulações.....	69
5.1	Circuito do inversor	69
5.1.1	Circuito simplificado do inversor	69
5.1.2	Circuito do inversor com carga capacitiva	70
6	Resultados experimentais	73
6.1	Circuito de compensação do fator potência	73
6.1.1	Circuito de comando.....	76

6.2	Circuito inversor	77
6.2.1	Circuito ressonante.....	78
6.3	Tensão de saída da fonte.....	79
7	Conclusões	81
8	Bibliografia	83

Lista de figuras

Figura 1 – Retificador	4
Figura 2 – Tensão da rede (em cima), tensão na carga (baixo).....	4
Figura 3 - Retificador com condensador à saída.....	5
Figura 4 – Tensão de entrada da rede e tensão de saída do retificador com condensador na saída (vermelho).....	5
Figura 5 - Circuito retificador com transformador na entrada para elevar ou reduzir a tensão e condensador para alisar a tensão na saída.....	6
Figura 6 - Corrente de entrada da rede (verde), tensão de entrada da rede (azul) e tensão de saída do retificador (vermelho)	6
Figura 7 - Esquema simplificado montagem redutora	7
Figura 8 - Montagem simplificada de um circuito elevador (<i>boost</i>)	8
Figura 9 - Montagem Redutora-Elevadora (<i>Buck-Boost</i>)	9
Figura 10 - Conversor <i>Flyback</i>	10
Figura 11 - Conversor <i>Forward</i>	11
Figura 12 - Tensão do condensador de carga V_{pk} , tensão da rede, corrente da rede	12
Figura 13 - Triângulo de Potência	13
Figura 14 - Esquema simplificado do circuito de um filtro ativo para controlo do conteúdo harmónico.....	15
Figura 15 – Corrente e tensão da rede sem compensação para uma carga capacitiva (a) Série de Fourier (b).....	16
Figura 16 - Ciclo histerese.....	20
Figura 17 - Ciclo histerese com e sem entre ferro.....	21
Figura 18 - Temperatura de Curie	23
Figura 19 - Exemplo da colocação das espiras na construção do transformador	24
Figura 20 - Diagrama no tempo da comutação dos dispositivos	27
Figura 21 –Esquema de um MOSFET tipo N (a) curvas características de funcionamento (b)	28
Figura 22 - Tensão de gate, corrente de gate e corrente de dreno (corrente que percorre o dispositivo)	28
Figura 23 - Esquema equivalente do MOSFET	29
Figura 24 – (a) Símbolo do IGBT (b) Características de comando do IGBT	30
Figura 25 - Tensão de comando, corrente de gate, corrente de colector.....	31
Figura 26 - Esquema equivalente do IGBT	31
Figura 27 - Tensão no condensador	34
Figura 28 - Esquema de funcionamento da carga.....	34
Figura 29 - Esquema simplificado de uma CCPS	35
Figura 30 - circuito simplificado da CCPS com circuito ressonante serie e controlo em frequência.....	36
Figura 31 - modo 1	36

Figura 32 - modo 2	37
Figura 33 - modo 3	37
Figura 34 - modo 4	37
Figura 35 - Esquema da CCPS com controlo por PFM.....	39
Figura 36 - Diagrama temporal (a) carga do condensador saída (b) sinais de controlo dos dispositivos (c) tensão no circuito ressonante (d) corrente do circuito ressonante	40
Figura 37 - Esquema simplificado do circuito proposto	43
Figura 38 - Corrente no transformador, e comando do MOSFET do pré-conversor.....	45
Figura 39 - Esquema do pré-conversor.....	46
Figura 40 - Corrente na bobina do PFC no estado on e off do dispositivo IGBT	47
Figura 41 - Diagrama de blocos do MC33262.....	47
Figura 42 - Esquema do circuito de isolamento de sinais por opto-acoplador .	48
Figura 43 - Sinal de inibe e sinal de impulso para descarga dos condensadores	49
Figura 44 - Diagrama temporal do opto-acoplador entrada/saída.....	49
Figura 45 - Entradas e saída do PIC18F4431	51
Figura 46 – Diferentes sinais PWM gerados pelo PIC	52
Figura 47 - Exemplo do aumento do <i>duty cycle</i> com frequência fixa, sinal alinhado ao centro.....	52
Figura 48 - Sinais de comando do inversor, tensão à saída do inversor	53
Figura 49 - Circuito comparador tensão saída vs referência.....	54
Figura 50 - Esquema circuito controlo do sinal SD do IR2213	55
Figura 51 - Placa comando e placa de potência	56
Figura 52 - Esquema simplificado do circuito do inversor	56
Figura 53 - a) Circuito da corrente no modo 1 de funcionamento, b) sinal de comando da ponte e corrente circuito ressonante.....	57
Figura 54 - a) Circuito da corrente na fase 2 de funcionamento, b) sinal de comando da ponte, corrente no circuito ressonante.....	57
Figura 55 - a) Circuito da corrente na fase 3 de funcionamento, b) sinal de comando da ponte, corrente no circuito ressonante.....	58
Figura 56 - a) Circuito da corrente na fase 4 de funcionamento, b) sinal de comando da ponte, corrente no circuito ressonante e tensão de saída	58
Figura 57 - Esquema simplificado da ligação dos sinais de comando de um braço do inversor.....	59
Figura 58 - Identificação dos dispositivos.....	59
Figura 59 - Diagrama de ligação de um dos IR2213 a um braço com <i>bootstrap</i>	60
Figura 60 - Diagrama da histerese e diagrama temporal da evolução da tensão de saída com o sinal de comando.....	67
Figura 61 - Circuito simplificado do inversor, carga resistiva	69
Figura 62 – Tensão na carga ligada ao inversor	70

Figura 63 - Circuito completo do inversor com carga capacitiva	70
Figura 64 - Sinal de comando do inversor (azul e violeta), corrente do circuito ressonante i_r (verde) tensão no condensador de carga (azul escuro)	71
Figura 65 - Corrente do circuito ressonante num ciclo de carga do condensador	71
Figura 66 - Corrente de carga do condensador da carga (violeta) e do circuito ressonante (verde)	72
Figura 67 - Ciclo de carga completo com descarga parcial ao fim de 16ms e respectiva carga, corrente do circuito ressonante	72
Figura 68 – Formas de onda do circuito PFC ligado a um auto-transformador 120Vac, ligado isoladamente a uma carga resistiva, Corrente da rede (verde), Amostra da corrente que percorre o indutor do circuito (violeta), Tensão no condensador C2 de entrada do circuito (figura40) (amarelo), Sinal de comando do MOSFET (azul)	73
Figura 69 - Formas de onda do circuito PFC ligado diretamente à rede 230Vac, ligado isoladamente a uma carga resistiva, Corrente da rede (verde), Amostra da corrente que percorre o indutor do circuito (violeta), Tensão retificada no condensador C2 da entrada do circuito (figura40) (amarelo), Sinal de comando do MOSFET (azul)	73
Figura 70 – Sinal de comando do MOSFET (azul), Corrente no indutor quando MOSFET está à condução (violeta), Corrente da rede (verde), Tensão no condensador C2 (amarelo).....	74
Figura 71 - Formas de onda do circuito PFC ligado diretamente à rede 230Vac a alimentar o circuito do inversor que tem uma carga capacitiva de 160 μ F, Corrente da rede (verde), Tensão retificada no condensador C2 da entrada do circuito (figura40) (amarelo)	74
Figura 72 – Deformação do sinal a amarelo que dá referência sinusoidal ao controlo do PFC, porque a carga deixou de consumir corrente por estar no seu valor máximo (azul)	75
Figura 73 - Resultados do último ensaio registado na tabela.....	76
Figura 74 – Sinais gerados pelo PIC.....	76
Figura 75 - Sinais gerados pelo PIC para controlo do inversor (verde e amarelo), frequência de 25kHz com <i>duty cycle</i> de 45%.....	77
Figura 76 -Tensão no inversor com carga resistiva.....	77
Figura 77 - Tensão de saída da fonte (amarelo) e sinais de comando dos dispositivos (violeta/azul)	78
Figura 78 - Respostas do circuito ressonante, sinais de comando dos braços do inversor (verde e amarelo), tensão nos terminais do circuito inversor (violeta), corrente ressonante (azul).....	78
Figura 79 - Corrente de carga (amarelo), Tensão na carga (azul)	79
Figura 80 - Carga do condensador de 160 μ F	80
Figura 81 - Descarga parcial do condensador, carga e manutenção	80

Lista de tabelas

Tabela 1 - Limites para as Harmônicas de Corrente	17
Tabela 2 - Características do opto-acoplador.....	50
Tabela 3 - Relação sinais de comando do inversor - dispositivos	59
Tabela 4 - Dados do transformador.....	63
Tabela 5 - Resultados experimentais do circuito PFC.....	75

Abreviaturas

AC	– Alternate current
C	– Capacidade
CCPS	– Capacitor Charging Power Supply
DC	– Direct current
EMI	– Electromagnetic interference
ETD	– Geometria do núcleo magnético do transformador
f	– Frequência
FP	– Fator Potência
L	– Indutância
PFC	– Power Factor Controller
PFM	– Pulse frequency modulation
PWM	– Pulse width modulation
R	– Resistência
SD	– Shut down
T	– Período
THD	– Total Harmonic Distortion
ZCS	– Zero current switching

1 Introdução

1.1 Motivação

Hoje em dia existem várias dezenas de topologias de fontes para fontes de alimentação.

Quando se vai desenhar, desenvolver uma fonte de alimentação, tem que ser ter em conta vários aspetos.

Em primeiro lugar qual o tipo de fonte, elevadora (*Bust*), redutora (*Buck*), elevadora-redutora (*Buck-Bust*).

Segundo quantas saídas terá a fonte que está a ser projetada.

Terceiro para que tipo de aplicação irá a fonte servir, este é um ponto muito importante, pois irá influenciar os pontos anteriores.

Quarto lugar, ambiente onde irá ser instalada, se é sujo ou limpo exterior ou interior, isto para se poder pensar em termos de isolamento bem como o arrefecimento, ponto que tem que ser bem projetado.

Quinto lugar o custo. E por último o tempo para apresentar o produto acabado.

A fonte aqui apresentada é para carga de condensadores de alta tensão (1kV), ou na sigla inglesa CCPS.

Este tipo de fontes são muito usadas para carregar condensadores em muitas aplicações como circuito multinível, matricial, circuitos de armazenamento de energia para aplicações de potência pulsada.

Com esta fonte ir-se-á implementar também um circuito de compensação do fator potência, isto para não haver desfasamento da corrente da tensão na rede e também para reduzir a taxa de distorção harmónica (THD – *Total Harmonic Distortion*).

1.2 Estrutura da dissertação

Esta dissertação está organizada em sete capítulos, para além deste, no capítulo 2 descreve-se o estado da arte onde se apresenta vários circuitos de fontes DC, apresenta o princípio da compensação do fator potência, e fala-se dos componentes chave para a fonte (transformador, dispositivos de potência).

No capítulo 3 é apresentado o circuito para a construção da CCPS onde se apresenta os aspetos mais importantes a ter em conta. No capítulo 4 é feito o

dimensionamento do circuito da CCPS. No capítulo 5 são apresentadas simulações e modelizações do circuito proposto, para melhor compreensão da CCPS. No capítulo 6 são apresentados resultados experimentais mais relevantes e que irão validar os modelos apresentados. No capítulo 7 são apresentadas as conclusões e melhorias futuras a fazer ao circuito da CCPS.

2 Fontes de Carga de Condensadores

2.1 Introdução

Neste capítulo discutem-se algumas das topologias mais comuns de fonte de alimentação.

Assim o capítulo inicia-se com uma breve descrição do que são fontes de alimentação DC apresentando-se alguns circuitos mais básicos, apresenta-se de seguida fontes com isolamento, passando para um caso de uma CCPS (*Capacitor Charging Power Supply*) continuando-se com a descrição dos circuitos de compensação do fator potência, finalizando-se com algumas notas sobre os transformadores de alta-tensão alta-frequência e dos semicondutores usados nestes circuitos.

2.2 Circuitos de fontes DC

Fontes de alimentação são dispositivos que recebem energia da rede e fornecem energia para uma carga, com determinadas características.

As fontes de alimentação para dispositivos eletrónicos são divididas normalmente em dois tipos, as fontes lineares e as comutadas. As fontes de alimentação lineares são sistemas realizados com transformadores redutores (a funcionar para frequências da rede) e com um retificador de entrada. Estas fontes são normalmente volumosas e pesadas para além de serem pouco eficientes. Podem ser também realizadas com semicondutores de potência a funcionar na região ativa. Estes são bastante utilizados mas para potências baixas (<100 W) devido às perdas.

As fontes de alimentação comutadas são fontes que utilizam dispositivos semicondutores de potência que funcionam como interruptores e transformadores a frequências na ordem dos kHz, isto permite este tipo de fontes fornecerem mais corrente (logo mais potência) mas com transformadores mais pequenos. Também utilizam retificadores de entrada.

Uma fonte comutada com uma potência de saída idêntica a uma fonte linear tem normalmente um tamanho mais reduzido e por norma dissipa menos potência.

Como se tem controlo sobre a comutação dos dispositivos, consegue-se melhorar a eficiência do circuito. Tanto numa como noutra são usadas técnicas que permitem ajudar a eficiência do circuito os chamados PFC (*Power Factor Correction*).

2.2.1 Retificador

Um dos primeiros dispositivos em qualquer tipo de fonte, que transforma a tensão alternada da rede numa tensão contínua é o retificador.

Na figura 1 apresenta-se um retificador monofásico em ponte que na sua saída origina uma tensão DC ver figura 2.

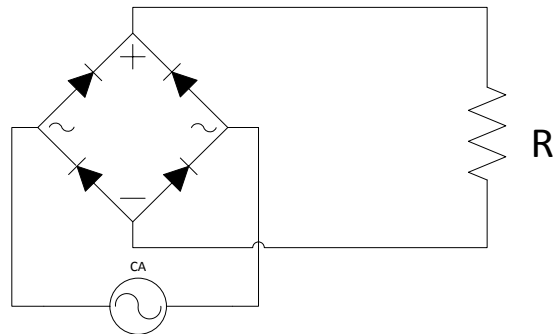


Figura 1 – Retificador

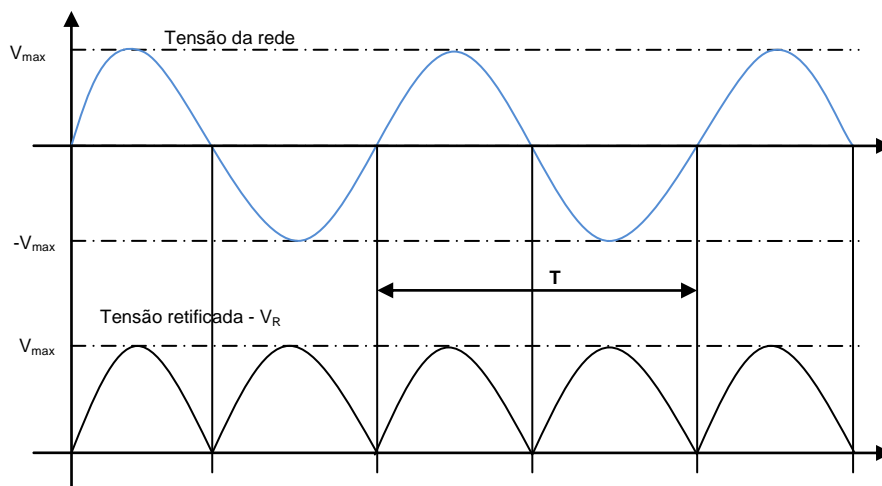


Figura 2 – Tensão da rede (em cima), tensão na carga (baixo)

Na carga, o seu valor médio da tensão é por,

$$V_{R_{MÉDIO}} = \frac{1}{T} \int_0^T v_R(t) dt = \frac{2V_{max}}{\pi} \quad (1)$$

E o valor eficaz dado por,

$$V_{R_{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_R^2(t) dt} = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}} \quad (2)$$

O esquema da figura 1 é geralmente melhorado colocando um condensador na saída para diminuir a ondulação da tensão de saída na carga R.

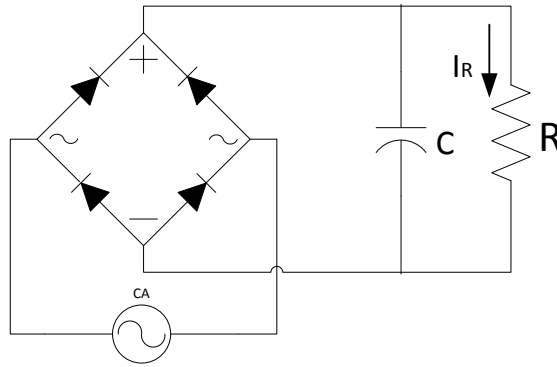


Figura 3 - Retificador com condensador à saída

A capacidade introduzida tem que ser dimensionada de maneira a que o condensador não se descarregue entre cada $\frac{T}{2}$, para tal dimensiona-se com uma constante de tempo superior.

$$V_{ripple} = \frac{I_R}{fC} \quad (3)$$

Onde V_{ripple} é a diferença entre o valor máximo e mínimo da tremulação

Onde a tensão de saída pode ter o seguinte aspeto.

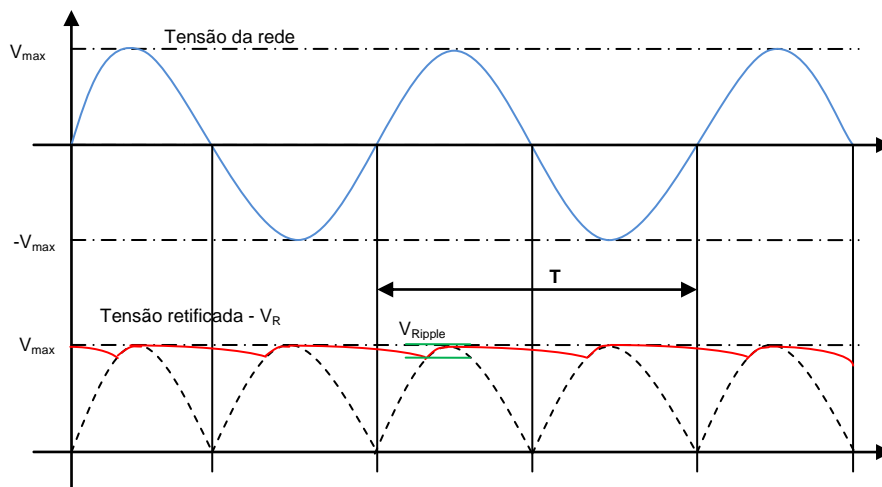


Figura 4 – Tensão de entrada da rede e tensão de saída do retificador com condensador na saída (vermelho)

Se colocar um transformador no circuito da figura 3 consegue-se obter tensões mais baixas ou mais altas dependendo da relação de transformação do mesmo.

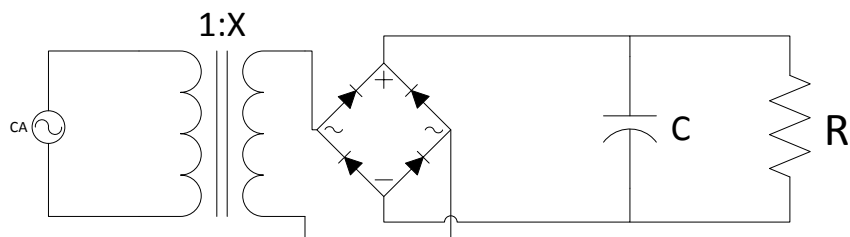


Figura 5 - Circuito retificador com transformador na entrada para elevar ou reduzir a tensão e condensador para alisar a tensão na saída

Ao se colocar a capacidade para a diminuição da ondulação a corrente de entrada passa ter uma forma não sinusoidal. Isto porque quando a tensão do condensador é superior à tensão que alimenta o circuito não haverá consumo do lado da rede elétrica. Só quando for inferior é que a corrente flui pela ponte e carregará o condensador. A corrente passa a ter o seguinte aspeto.

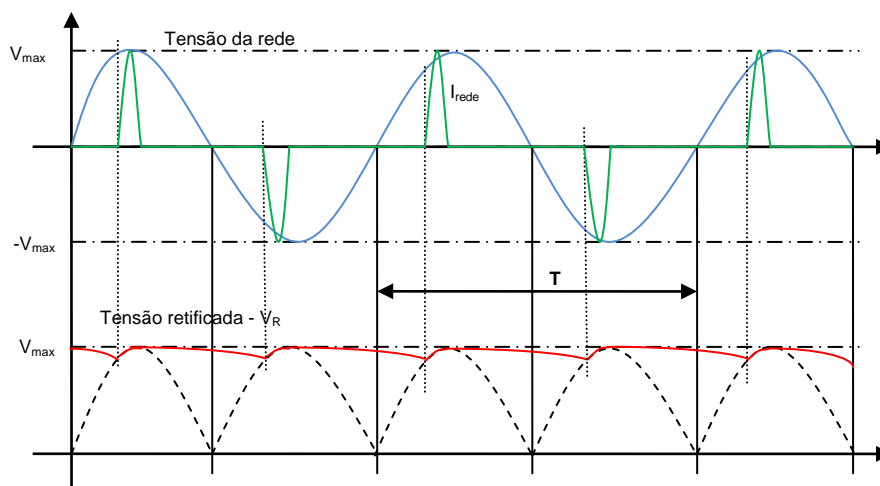


Figura 6 - Corrente de entrada da rede (verde), tensão de entrada da rede (azul) e tensão de saída do retificador (vermelho)

A partir destas montagens base e ainda com implementação em grande maioria das fontes atuais evoluiu-se para circuito mais complexos com são apresentados nos pontos seguintes.

2.2.2 Montagem redutora (*Buck*)

O conversor redutor converter uma tensão DC à saída do retificador / condensador para uma tensão com amplitude mais reduzida.

O circuito típico duma montagem redutora é apresentado na figura 7.

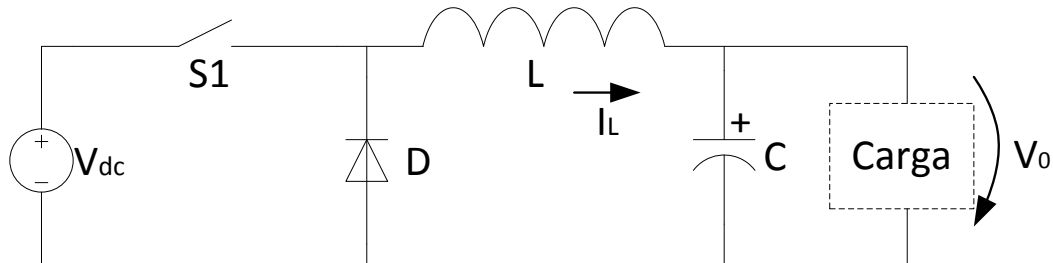


Figura 7 - Esquema simplificado montagem redutora

A característica fundamental é que a tensão de saída é sempre mais baixa que a tensão de entrada, com uma amplitude que depende do tempo de condução do interruptor S1, durante um período de funcionamento.

O funcionamento tem 2 momentos, quando S1 está fechado e outro quando está aberto.

1. S1 fechado - Neste momento a corrente flui pela bobina, carga e condensador. É armazenada energia na bobina com uma tensão aos terminais dada por.

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad (4)$$

2. S1 aberto – A corrente mantém o mesmo sentido mas agora a bobina descarrega-se para a carga e o condensador, o valor da corrente diminui.

O valor da tensão para uma carga resistiva calcula-se determinando o valor médio da tensão na bobina que é zero, dado por,

$$v_L = 0 = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_{on}} (V_{dc} - V_o) dt + \int_{t_{on}}^T (-V_o) dt \right] \quad (5)$$

fica

$$V_0 = \delta V_{dc} \quad (6)$$

e

$$\delta = \frac{t}{T} \quad (7)$$

Onde t é o tempo que S1 está fechado e T é o período.

2.2.3 Montagem elevadora (Boost)

Na figura 8 podemos ver uma montagem simplificada de um conversor elevador, onde a tensão à saída é igual ou superior à tensão de entrada, dependendo do tempo de condução do interruptor S1 durante um período de funcionamento.

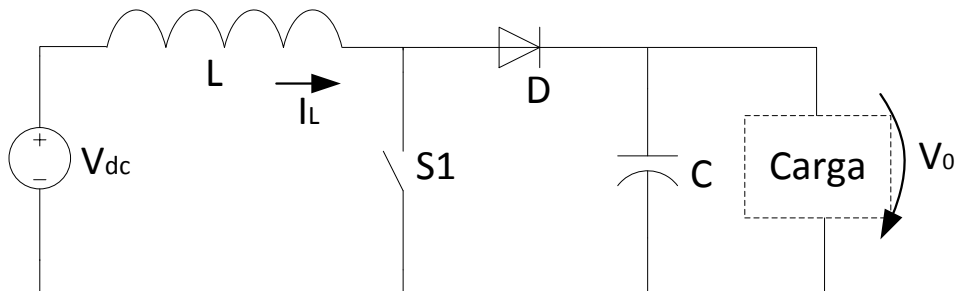


Figura 8 - Montagem simplificada de um circuito elevador (boost)

Quando o S1 é ligado é armazenada energia na bobina. A corrente irá subir até um I_{max} .

Quando o dispositivo passa para o estado de aberto, a bobina envia energia para a carga e condensador tal como a fonte.

Dito isto a carga irá ver duas fontes ligadas em série, assim a tensão na carga V_0 será sempre superior à da entrada V_{dc} , desde que se garanta que o indutor não se descarrega por completo. Neste caso a tensão de saída V_0 é igual à tensão da entrada V_{dc} .

Como foi dito no ponto anterior, valor da tensão para uma carga resistiva calcula-se determinando o valor médio da tensão na bobina que é zero, dado por,

$$v_L = 0 = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_{on}} (V_{dc}) dt + \int_{t_{on}}^T (V_{dc} - V_0) dt \right] \quad (8)$$

fica

$$V_0 = \frac{V_{dc}}{1 - \delta} \quad (9)$$

2.2.4 Montagem redutora-elevadora (Buck-Boost)

Esta é a montagem mais abrangente, pois a gama de tensões na saída varia desde valores com amplitude abaixo da tensão de entrada até valores acima dependendo do tempo de condução do interruptor S1 durante um período de funcionamento.

Isto consegue-se controlando o dispositivo S1, variando o seu fator de ciclo, no entanto a tensão à saída tem polaridade contrária

Na figura 9 tem-se o esquema da montagem redutora elevadora.

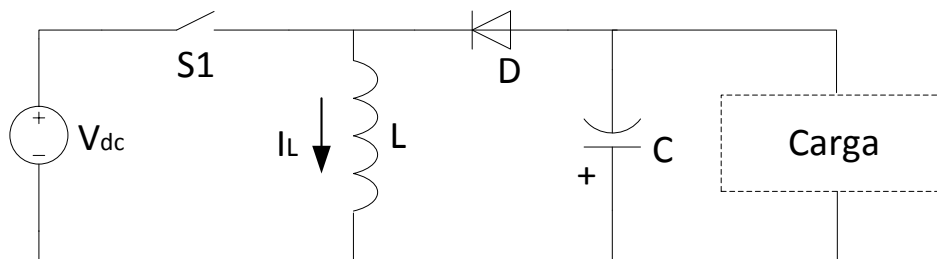


Figura 9 - Montagem Redutora-Elevadora (*Buck-Boost*)

O princípio de funcionamento é o seguinte.

Quando o dispositivo S1 está ligado a fonte envia energia para a bobina. Não há corrente nesta fase de funcionamento pelo diodo D visto este estar inversamente polarizado. A energia armazenada no condensador é descarregada para a carga.

Quando o dispositivo S1 passa para o estado de aberto a energia armazenada na bobina irá ser enviada para a carga e condensador, fechando-se o circuito pelo diodo D. A corrente irá manter o sentido que tinha.

Controlando o tempo (*duty cycle*) do dispositivo S1, sobe-se ou baixa-se a tensão na carga.

$$v_L = 0 = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_{on}} V_{dc} dt + \int_{t_{on}}^T (-V_o) dt \right] \quad (10)$$

fica

$$V_o = \frac{\delta}{1 - \delta} V_{dc} \quad (11)$$

Também podem ser usados transformadores de alta-frequência para isolar a tensão de entrada da de saída.

Os conversores mais comuns são o *Flyback* e *Foward*.

2.2.5 Flyback

O princípio de funcionamento do conversor *Flyback* é muito semelhante ao do conversor redutor-elevador. Uma das diferenças está na bobina L que deixa de existir e passa a haver um transformador. Quer isto dizer que este conversor tem isolamento. O transformador permitirá elevar ou reduzir a tensão de entrada.

Na figura 10 apresenta-se o esquema simplificado do conversor *Flyback*.

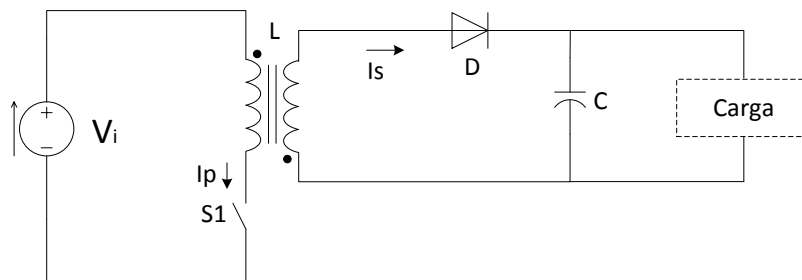


Figura 10 - Conversor *Flyback*

Este circuito vai ter dois momentos de funcionamento.

Quando $S1$ está ligado a corrente I_p irá percorrer a bobina do primário do transformador. Nesta momento a corrente I_s é nula porque a tensão no secundário do transformador está a polarizar inversamente o diodo. O condensador está a alimentar a carga. O transformador está assim a armazenar energia.

Neste momento verifica-se,

$$V_{Lp} = V_i \quad (12)$$

Onde V_{Lp} é a tensão no primário e V_i é a tensão da fonte,

$$I_p = \frac{V_i}{L} dt \quad (13)$$

I_p é a corrente do primário e L a indutância,

$$I_s = 0 \quad (14)$$

I_s é a corrente no secundário.

Quando $S1$ abre a energia armazenada na bobina do primário é enviada para o secundário, deixa de haver corrente no primário do transformador, I_p passa a ter valor nulo, mas a tensão no secundário do transformador já vai polarizar diretamente o diodo passando a corrente I_s a ter um determinado valor. Esta corrente irá carregar o condensador.

$$V_{Lp} = -V_{Ls} \quad (15)$$

$$I_p = 0 \quad (16)$$

$$I_S = I_C + I_R \quad (17)$$

2.2.6 Forward

O conversor *Forward* é também uma derivação do circuito redutor-elevador. Este conversor permite elevar ou reduzir a tensão de saída dependendo da relação de transformação do transformador.

Como o conversor *Flyback* este também possui um transformador que providencia isolamento galvânico. Este circuito em relação ao *Flyback* acaba por ser um pouco mais eficiente e isto permite ser utilizado em aplicações com uma potência ligeiramente superior.

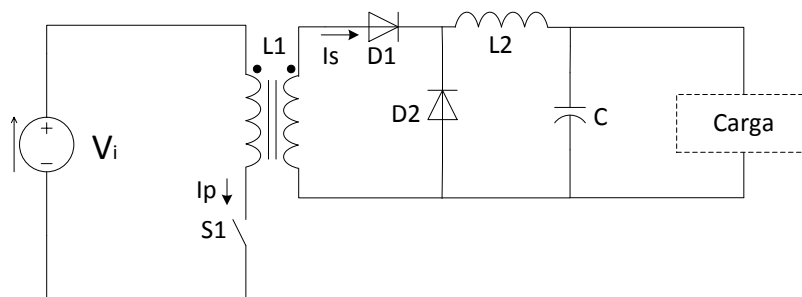


Figura 11 - Conversor *Forward*

Este circuito apresenta também dois momentos de funcionamento, muito semelhante ao conversor *Flyback*.

Quando S1 está ligado irá fluir uma corrente pelo primário e secundário do transformador. A corrente do secundário irá fluir por L2 carrega o condensador C e fornece energia a carga. O diodo D2 está ao corte neste momento.

Assim sabe-se,

$$V_{Lp} = V_i \quad (18)$$

$$I_p = \frac{V_i}{L_p} dt + nI_S \quad (19)$$

n é a relação de transformação o transformador.

$$I_S = \frac{CdV_C}{dt} + \frac{V_0}{Z_0} \quad (20)$$

Quando S1 abre deixa de haver corrente no transformador passando a bobina L2 a fornecer energia ao condensador para o carregar. D1 está ao corte, fechando-se o circuito pelo díodo D2.

$$V_{Lp} = 0 \quad (21)$$

$$I_p = 0 \quad (22)$$

$$I_s = 0 \quad (23)$$

Nestes circuitos não são apresentadas as malhas de desmagnetização dos núcleos dos transformadores.

2.3 Compensação fator de potência

Uma simples fonte de alimentação pode ser vista como a da figura 3, uma ponte retificadora e um condensador de carga para fornece tensão contínua de uma fonte alternada. Este tipo de montagem tem uma grande desvantagem em termos de qualidade da potência da rede. Isto é o circuito só vai pedir energia à rede elétrica, quando a tensão da rede for superior à do condensador de carga.

Este modo de funcionamento irá criar picos elevados de corrente na rede figura 12.

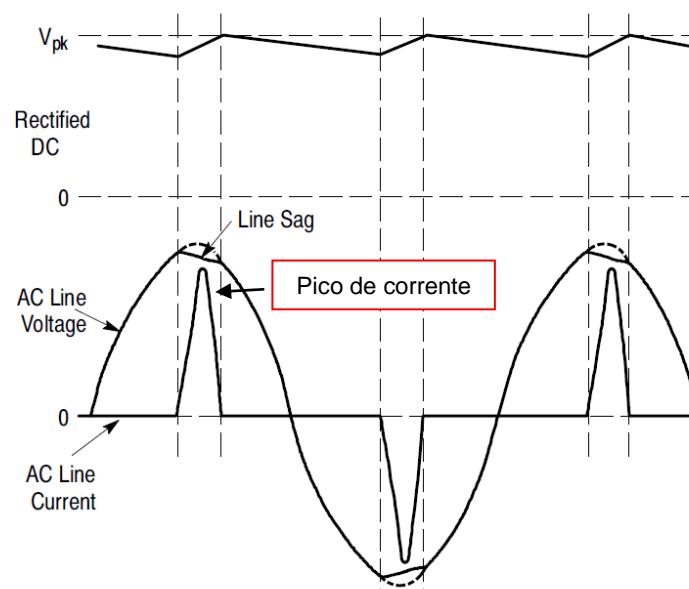


Figura 12 - Tensão do condensador de carga V_{pk} , tensão da rede, corrente da rede

Como a corrente retirada à rede elétrica só acontece quando a tensão está no seu máximo a corrente terá uma forma não sinusoidal com um elevado conteúdo harmónico.

A introdução destas harmónicas na rede irá levar a um aumento de potência que não produzirá trabalho, potência aparente **S**, que aumentará as perdas por efeito de joule pois esta potência tem uma componente de corrente que é elevada e que circula no circuito de armazenamento e a rede de energia elétrica. Estas correntes provocam perturbações aos sistemas contíguos.

Este fato provoca uma diminuição do fator potência.

O fator potência é uma relação entre a potência ativa **P** e a potência aparente **S** consumidas por um dispositivo ou equipamento e é independente das formas de onda da tensão e da corrente.

Logo quanto maior for o ângulo φ mais potência reativa **Q** existe no circuito, então mais desfasada estará a corrente da tensão, e mais potência aparente existe.

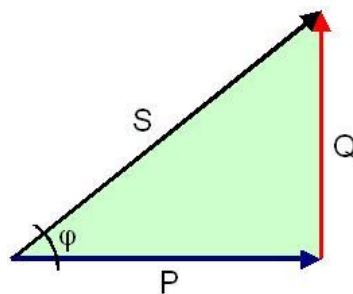


Figura 13 - Triângulo de Potência

Como o fator potência é dado por,

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{T} \int v_i(t) \cdot i(t) \cdot dt}{V_{RMS} \cdot I_{RMS}} \quad (24)$$

Em sistemas sinusoidais, a equação anterior torna-se igual ao cosseno da defasagem entre as ondas de tensão e corrente [14].

$$FP = \cos\varphi \quad (25)$$

Logo queremos que o ângulo entre a potência ativa e a aparente seja perto de 0 para que o $\cos \varphi$ seja unitário e a potência reativa seja quase nula.

Quando apenas a tensão é sinusoidal o fator potência é escrito da forma,

$$FP = \frac{I_1}{I_{RMS}} \cdot \cos\varphi \quad (26)$$

Onde I_1 é a componente fundamental e φ é a defasagem entre as componente corrente e da onda da tensão.

O valor eficaz da corrente de entrada pode ser expressa em termos das suas componentes harmónicas, que é dada por,

$$I_{RMS} = \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \quad (27)$$

Define-se a taxa de distorção harmónica (THD – Total Harmonic Distortion) como sendo a relação entre o valor eficaz das componentes harmónicas da corrente com a fundamental,

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (28)$$

Onde o fator potência pode ser reescrito como,

$$FP = \frac{\cos\varphi}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad (29)$$

Pela expressão 29 verifica-se uma relação entre o fator potência e a distorção harmónica e é evidente a mesma relação com a corrente absorvida à rede.

Dito isto, na indústria começaram a aparecer circuitos integrados (IC) que realizam a eliminação do conteúdo harmónico e compensação do fator potência.

Estes circuitos são normalmente denominados de controladores de fator potência ou na sigla inglesa PFC (*Power Factor Controllers*).

Portanto com a evolução das fontes de alimentação comutadas, veio a necessidade de se melhorar a qualidade da energia da rede levando à evolução de circuito que irão permitir um melhor desempenho das harmónicas a nível da rede, não a “contaminando” com distorção e baixando a sua qualidade.

2.3.1 Técnicas utilizadas para controlo do conteúdo harmónico

Existem três técnicas principais para do conteúdo harmónico. Uma é a utilização de filtros passivos outra filtros híbridos e por fim os filtros ativos. Esta última é a solução implementada.

2.3.1.1 Filtros passivos, para controlo do conteúdo harmónico na rede

Os filtros passivos são compostos por bancos de condensadores ou bobinas juntamente com retificadores que operam a frequência da rede, são grandes, pesados e pouco eficientes.

Os filtros compostos por bobinas, para o caso da carga ser do tipo capacitiva ou bancos de condensadores, colocados em paralelo se a carga for do tipo indutiva.

Este último caso, é prática comum no meio industrial devido a existência de muitas cargas do tipo indutivo (motores).

2.3.1.2 Filtros ativos ou híbridos para controlo do conteúdo harmónico da rede

Os filtros ativos ou híbridos recorrem a eletrónica para fazerem o controlo do conteúdo harmónico introduzido.

Estes filtros são hoje muito utilizados nos circuitos mais simples como balastros de luz até ao mais complexo variador ou fonte de alimentação.

Os filtros híbridos fazem um mixe de eletrónica de controlo com circuito RL ou RC para controlo da corrente.

Na figura 14 apresenta-se um diagrama de como estes filtros funcionam.

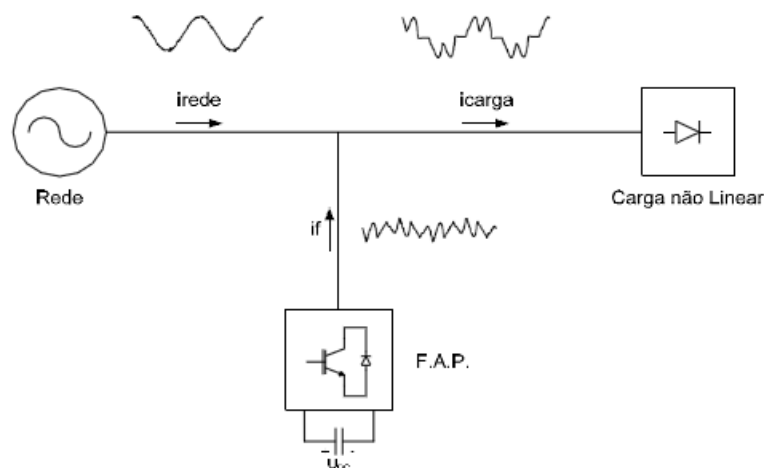


Figura 14 - Esquema simplificado do circuito de um filtro ativo para controlo do conteúdo harmónico

Os IC que hoje existem no mercado tem um baixo custo em relação há poupança de energia e de equipamento, e têm uma vasta gama de controlo sendo que é uma mais-valia a sua implementação nos sistemas de hoje.

Aa norma IEC 61000-3-2 indica o tipo de distorção máxima permitida que cada equipamento eletrônico ligado a rede de baixa tensão pode introduzir.

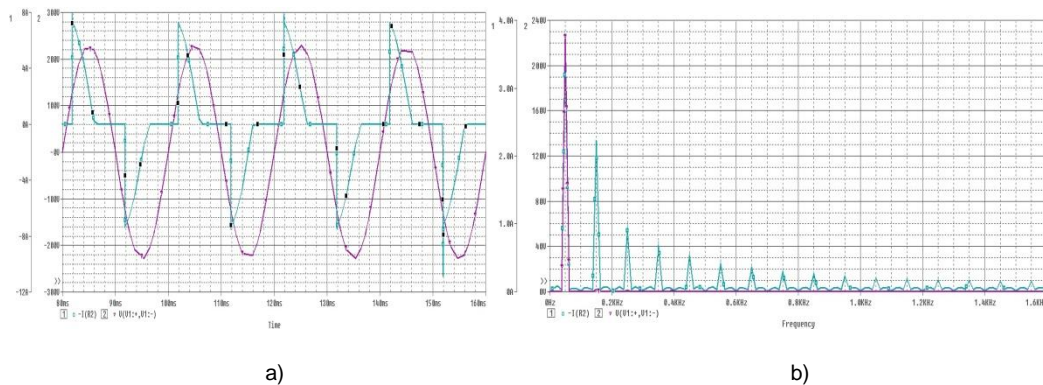


Figura 15 – Corrente e tensão da rede sem compensação para uma carga capacitiva (a) Série de Fourier (b)

Na figura 15 a) apresenta-se um exemplo da corrente de rede não sinusoidal e na figura 15 b) a decomposição em Série de Fourier. Verifica-se a existência de harmônicas para além da fundamental e com uma amplitude considerável.

Os equipamentos são classificados em quatro classes [15]

- *Classe A:* Equipamentos com alimentação trifásica equilibrada, aparelhos de uso doméstico excluindo os identificados em *D*, exceto equipamentos portáteis, reguladores de intensidade para lâmpadas incandescentes (*dimmer*) e todos os outros não incluídos nas classes seguintes.
- *Classe B:* Aparelhos portáteis.
- *Classe C:* Dispositivos de iluminação.
- *Classe D:* Equipamentos de TV, computadores pessoais e monitores de vídeo. A potência ativa de entrada deve ser igual ou inferior a 600W, medida esta feita obedecendo às condições de ensaio estabelecidas na norma (que variam de acordo com o tipo de equipamento).

A tabela 1 indica os valores máximos para as harmônicas de corrente

Tabela 1 - Limites para as Harmônicas de Corrente

Ordem da Harmônica (n)	Classe A Máxima corrente [A]	Classe B Máxima Corrente [A]	Classe C (>25W) % da fundamental	Classe D (de 75 W a 600 W) [mA/W]
Harmônicas Ímpares				
3	2,3	3,45	30.FP	3,4
5	1,14	1,71	10	1,9
7	0,77	1,155	7	1,0
9	0,40	0,60	5	0,5
11	0,33	0,495	3	0,35
13	0,21	0,315	3	0,296
15<n<39	2,25/n	3,375/n	3	3,85/n
Harmônicas Pares				
2	1,08	1,62	2	
4	0,43	0,645		
6	0,3	0,45		
8<n<40	1,83/n	2,76/n		

FP: fator de potência

2.4 Transformador de alta-frequência

2.4.1 Noções básicas sobre transformadores

O transformador é um dispositivo que transfere energia de um circuito para outro sem haver ligação física entre os mesmos circuitos. A energia é transferida de um circuito para outro através de fluxo magnético que é criado no núcleo do transformador.

Se aplicarmos uma corrente alternada a um enrolamento do transformador, esta corrente criará um fluxo alternado com a mesma frequência no núcleo. Se tivermos um segundo enrolamento, enrolado no mesmo núcleo irá aparecer uma força eletromotriz nas pontas dos fios devido ao fluxo fechar-se pelo material magnético.

Se este segundo enrolamento tiver uma carga ligada, a tensão que aparece provocará o aparecimento de uma corrente.

Sendo que a tensão é proporcional ao número de espiras de cada enrolamento é possível ter uma tensão superior ou inferior no enrolamento secundário.

$$\frac{V_1}{N_1} = \frac{V_2}{N_2} \quad (30)$$

Da expressão anterior podemos retirar o relação de transformação do transformado que é dada por,

$$n = \frac{N_1}{N_2} \quad (31)$$

Quando a relação de transformação é igual a 1, o transformador é apenas de isolamento e a isto chama-se isolamento galvânico. Principal função dos transformadores. A outra é que com um transformador consegue-se elevar ou reduzir o valor da tensão de um circuito para o outro, jogando com o número de espiras.

2.4.2 Transformador de alta-frequência

O transformador de alta-frequência é muito utilizado em fontes comutadas, muito porque ao se utilizar altas frequências o tamanho do transformador é reduzido. Dito isto ao aumentarmos a frequência iremos diminuir o tamanho do transformador, para potências superiores.

Esta conclusão é tirada da equação que é usada para o dimensionamento dos transformadores, tendo por base a lei de Faraday, onde,

$$N_1 = \frac{V_1 t}{SB} \quad (32)$$

onde N_1 e V_1 são respectivamente o número de espiras e tensão aplicada no primário durante o tempo t , S do núcleo e B a densidade de fluxo no núcleo.

Além, desta equação, para projetamos o transformador de alta-frequência tem que se saber o seguinte:

1. Curva de histerese
2. Permeabilidade do núcleo
3. Forma e tamanho do núcleo
4. Influência da temperatura na variação do fluxo no núcleo

2.4.2.1 Curva de histerese e permeabilidade do núcleo

O campo magnético é dado por [2],

$$H = \frac{I N}{l} \quad \left[\frac{A}{m} \right] \quad (33)$$

E a densidade de fluxo magnético por,

$$B = \frac{\phi}{A} \quad \left[\frac{Vs}{m^2} \right] = [T] \quad (34)$$

A permeabilidade magnética é uma grandeza característica de cada material, e refere-se à capacidade do um material permitir a condução de linhas de indução no seu interior. A permeabilidade do vácuo μ_0 é dado por um valor constante que é, $\mu_0 = 4 \pi \times 10^{-7} \frac{H}{m}$.

A permeabilidade relativa, μ_r é definida como o quociente da permeabilidade do meio μ e a permeabilidade do vácuo μ_0 que é um valor constante.

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} \quad (35)$$

A permeabilidade relativa é adimensional não tendo unidades.

A relação entre a densidade de fluxo magnético B e a força do campo magnético H , pode ser definido pelo fato de que a permeabilidade relativa, μ_r não ser constante, mas sim uma função da intensidade do campo magnético, dando assim a densidade de fluxo magnético como,

$$B = \mu H \quad (36)$$

Todo o material ferromagnético utilizado em máquinas, é caracterizado por uma alta permeabilidade relativa e também por uma relação não-linear e multivalente entre B e H .

As propriedades magnéticas são dadas pelo ciclo $B - H$ ou de histerese figura 16. Esta curva apresenta a relação entre o fluxo magnético e a intensidade do campo magnético num ciclo completo de funcionamento. [1][3].

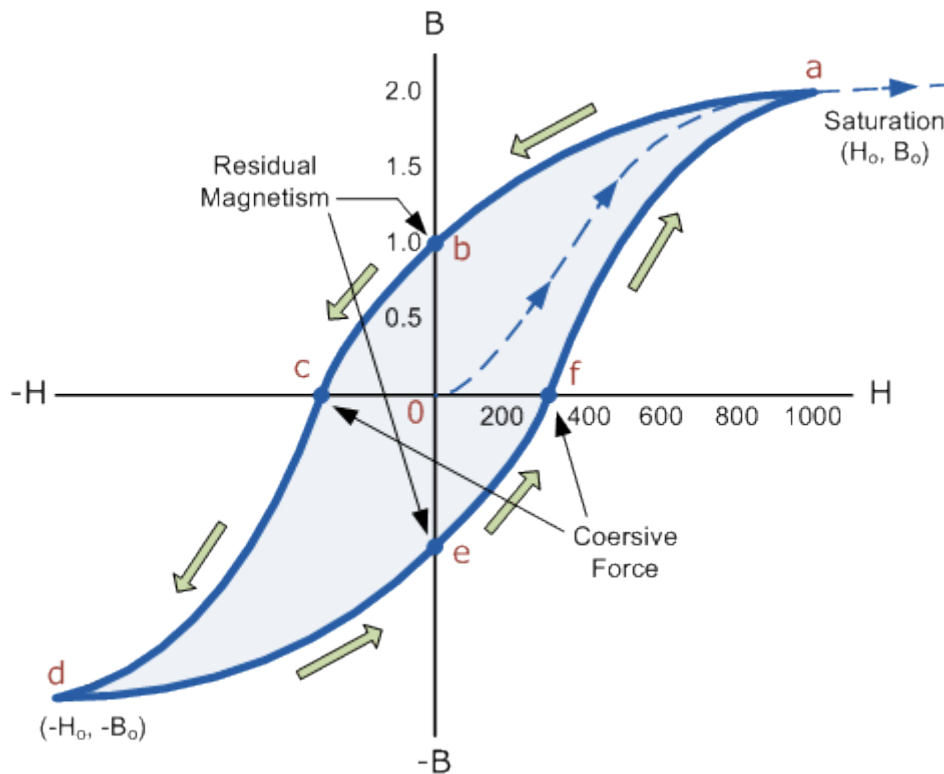


Figura 16 - Ciclo histerese

O campo magnético irá aumentar linearmente com a corrente i e a densidade de fluxo magnético aumentará até se aproximar do valor de saturação do fluxo magnético B_{max} .

Se o campo magnético for reduzido a zero, a densidade de fluxo magnético não se anula, ficando com um valor positivo, a isto se chama o magnetismo remanescente B_r , ponto b da figura 16.

Para se reduzir o valor de B até 0, ter-se-á que injetar uma corrente negativa, com sentido oposto a inicialmente injetada. O resultado da injeção desta corrente é chamada de aplicação de força coerciva e fará com que o B_r se anule, percurso de b a c da figura 16.

Sendo o ciclo simétrico para densidade de fluxo negativas.

Fazendo a ligação destes pontos todos temos o ciclo de histerese do nosso núcleo.

Um outro processo de alterar o ciclo de histerese, de forma a poder-se ter maior excursão do campo magnético é introduzir entre-ferro no núcleo do transformador.

Na figura 17 tem-se a demonstração do que acontece ao se introduzir entre ferro no núcleo do transformador relacionado com um núcleo sem entreferro.

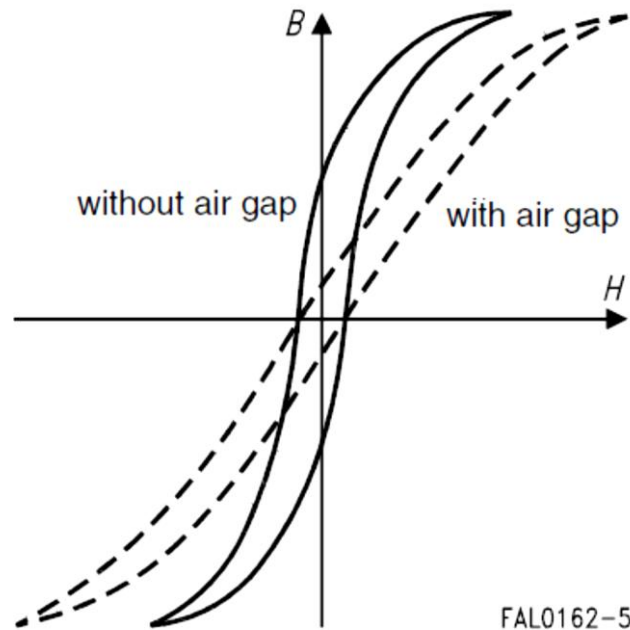


Figura 17 - Ciclo histerese com e sem entre ferro

Como se pode constatar na figura 17 ao se introduzir entre ferro no núcleo do transformador, não só se irá alterar a sua permeabilidade, como toda a zona de trabalho passou a ter uma componente mais linear. Também é fácil de verificar que para se saturar o núcleo tem que se ter um campo magnético mais elevado, isto quer dizer que se podem aplicar correntes mais elevadas que o núcleo não saturará tão rapidamente como o núcleo sem entre ferro, isto para núcleos do mesmo material e mesma forma. Ainda que a densidade de fluxo de saturação seja igual.

A permeabilidade magnética μ do núcleo vai variando, como foi descrito no início deste capítulo [2]. A permeabilidade magnética μ varia com o campo, logo define-se a permeabilidade inicial μ_i como,

$$\mu_i = \frac{1}{\mu_0} \frac{\Delta B}{\Delta H} \quad (\Delta H \rightarrow 0) \quad (37)$$

A permeabilidade inicial μ_i define a permeabilidade relativa a baixos níveis de excitação.

Para a situação de núcleos com entre-ferro teremos uma permeabilidade efetiva μ_e que será dada por,

$$\mu_e = \frac{1}{\mu_0} \frac{L}{N^2} \sum \frac{l}{A} \quad (38)$$

Onde,

1. $\sum \frac{l}{A}$ – é o fator de forma
2. L – é a indutância
3. N – número de espiras

2.4.2.2 Forma e características dos núcleos magnéticos

A forma do núcleo magnético que se está a utilizar também tem influência na permeabilidade, logo no valor da indutância que se irá obter. Para uma bobina simples enrolada num núcleo a indutância é dada por,

$$L = \mu_r \mu_0 N^2 \frac{A}{l} \quad (39)$$

Como existem várias formas de núcleos e algumas com circuitos magnéticos complexos, é necessário definir várias variáveis para se poder tratar os vários tipos de núcleos. Define-se então,

1. l_e – Comprimento do circuito magnético efetivo
2. A_e - Área efetiva do circuito magnético
3. A_{min} - Área mínima do circuito magnético
4. $V_e = A_e \times l_e$ – Volume magnético efetivo

Com estes parâmetros conseguir-se-á efetuar os cálculos para núcleos com formas mais complexas. (Parâmetros definidos pelo standard IEC60205)

Dados estes parâmetros podemos definir o fator de forma como,

$$\sum \frac{l}{A} = \frac{l_e}{A_e} \quad (40)$$

A indutância pode então ser calculada por,

$$L = \frac{\mu_e \mu_0 N^2}{\sum \frac{l}{A}} \quad (41)$$

2.4.2.3 Fator de qualidade Q

O fator de qualidade é dado pelo quociente entre a reatância e a resistência total da bobina, e é dado por,

$$Q = \frac{\omega L}{R_L} \quad (42)$$

2.4.2.4 Influência da temperatura

A permeabilidade magnética inicial μ_i como função da temperatura é dada para todos os núcleos.

Os parâmetros mais importantes para a curva de $\mu(T)$, são na sigla inglesa “SPM – Secondary Permeability Maximum” e a temperatura de Curie.

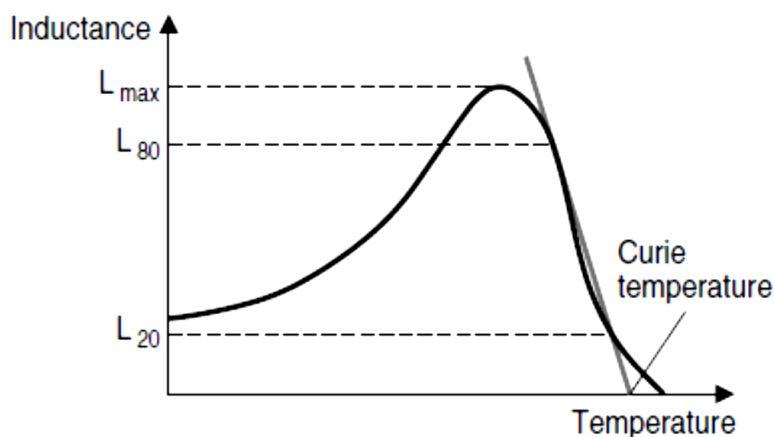


Figura 18 - Temperatura de Curie

Para temperaturas superiores à temperatura de Curie os materiais ferromagnéticos perdem as suas propriedades ferromagnéticas, i.e. a permeabilidade inicial μ_i toma o valor de $\mu_i = 1$, Isto significa que o alinhamento paralelo dos elementos magnéticos do núcleo é destruído pela subida da temperatura. Este fenómeno é reversível, quando a temperatura cai abaixo da temperatura de Curie, e as propriedades ferromagnéticas são restauradas.

Como se pode verificar pela figura 18 a temperatura de Curie é definida pela reta que passa pelos pontos onde a indutância é 80% e 20% do valor máximo e intercepta o eixo da temperatura.

O valor do fluxo de saturação B_S cai drasticamente com a subida de temperatura, e atingindo valores de T_c o valor de $B_S = 0 \text{ mT}$. Os valores de B_S (25°C) e a B_S (100°C) zona onde se trabalhará com o transformador é dado pelo fabricante de cada material.

2.4.2.5 Aspectos práticos na construção do transformador

Na construção do transformador é necessário ter alguns cuidados na bobinagem do seu núcleo quando este tem várias camadas de espiras.

Uma das coisas que se tem que colocar é o papel isolamento entre camadas, este papel irá isolar as camadas eletricamente, pois enquanto o isolamento do

fio do transformador permite isolar algumas dezenas de volts porque a espira ao lado não terá mais que isso, a diferença de potencial para uma espira numa camada superior pode ser das dezenas ou centenas de volts e o isolamento do fio não irá aguentar havendo disrupção do mesmo provocando um curto-circuito dentro do transformador.

A maneira como se coloca as espiras é importante, principalmente quando somos nós a fazê-lo não tendo o auxílio de máquinas e não tendo tanta precisão. Dito isto e como se pode ver na figura 19 uma das soluções que se implementa é a colocação das várias camadas das espiras em forma de pirâmide. Isto faz-se para prevenir que as espiras das camadas superior escorreguem pelo papel de isolamento e entrem em contacto com as espiras da camada inferior e acontecendo isto podendo provocar um curto-circuito.

Outro aspeto importante é e tendo o número de espiras definido ir colocando marcas ao longo dos enrolamentos, isto é num transformador com 200 espiras ir colocando uma fita que prenda as espiras ao fim de 50 e assim sucessivamente. Isto para se houver algum problema não ser necessário desenrolar o transformador todo e começar de novo.

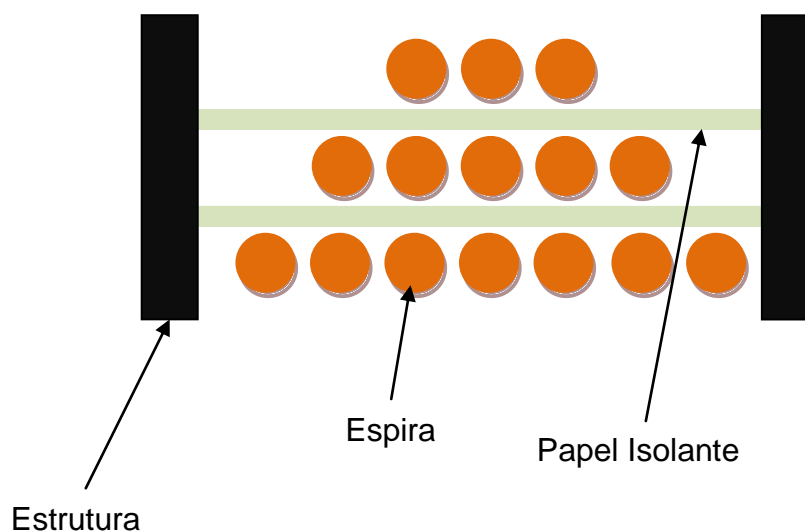


Figura 19 - Exemplo da colocação das espiras na construção do transformador

2.4.3 Conclusões

Para se construir o transformador não é só necessário verificar a relação de transformação pretendida de escolher o fio adequado a corrente que o irá percorrer. É necessário fazer todo um projeto e pensar na aplicação onde o transformador irá ser colocado. Dito isto saber a intensidade do campo magnético é crucial para não se saturar o núcleo, fazer a relação correta do

transformador, e como no caso da aplicação aqui desenvolvida a definição da indutância é muito importante pois no circuito ressonante tem que estar tudo bem afinado para não se agravar as perdas existente no conjunto de todo o sistema. Além, destes aspetos é necessário considerar a potência dissipada no núcleo e enrolamentos, na eventual necessidade de ventilação forçada.

Para além disso todos os fatores externos que podem influenciar o funcionamento do mesmo quer por aumento de temperatura provocada por outros componentes têm que ser tidos em conta, logo pensar em arrefecimento forçados é necessário.

2.5 Dispositivos de comutação no estado sólido

2.5.1 Introdução

Os dispositivos de comutação no estado sólido têm sofrido uma evolução muito grande. Desde o aparecimento do transistor nos anos 50 a evolução do mesmo não tem parado até aos nossos dias, o tipo de funcionamento tem-se desenvolvido principalmente no que diz respeito a dispositivos de potência, tendo em conta a tensão de bloqueio, corrente de condução, velocidades de comutação.

Uma vez que não são interruptores ideais e são usados em circuitos de alta frequência é necessário considerar a potência dissipada durante o seu funcionamento.

São dois tipos de perdas que os dispositivos de comutação de potência apresentam:

- Perdas na condução
- Perdas de comutação

Quando o dispositivo está à condução irá circular por ele uma corrente, que provocará uma queda de tensão interna devido a resistência interna do dispositivo R_{Don} . [4]

Como se pode ver pela figura 20 quando o dispositivo está ao corte t_{off} não circula corrente pelo dispositivo I_{off} , logo as perdas são nulas.

Quando o dispositivo está a condução t_{on} circula uma corrente pelo dispositivo I_{on} , devido a R_{Don} a corrente irá provocar uma pequena queda de tensão V_{on} aos terminais do dispositivo.

No entanto, durante a comutação condução-corte e corte-condução, como este tempo não é nulo, as grandezas assumem um valor relativamente elevado, o que faz com seja nestes períodos que a potência dissipada é mais elevada.

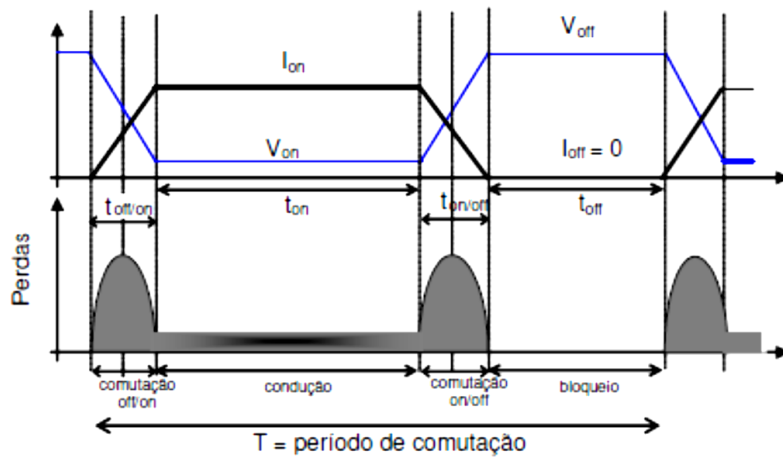


Figura 20 - Diagrama no tempo da comutação dos dispositivos

Durante a condução as perdas são dadas por,

$$P = V_{on} I_{on} \frac{t_{on}}{T} \quad (43)$$

As principais perdas destes dispositivos estão nas comutações.

Então as perdas da comutação são [17],

$$P = V_{off} I_{on} \frac{t_{off/on} + t_{on/off}}{6T} \quad (44)$$

Este problema tem solução e é muito utilizado nos circuitos de potência.

Neste capítulo explicar-se-á, quais as diferenças entre os MOSFET e os IGBT, que são os dispositivos mais utilizados para este tipo de aplicação.

2.5.2 MOSFET [4,5,6]

O MOSFET (*Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor*) é um dispositivo controlado por tensão aplicada na gate cujo símbolo e característica são descritos na figura 21.

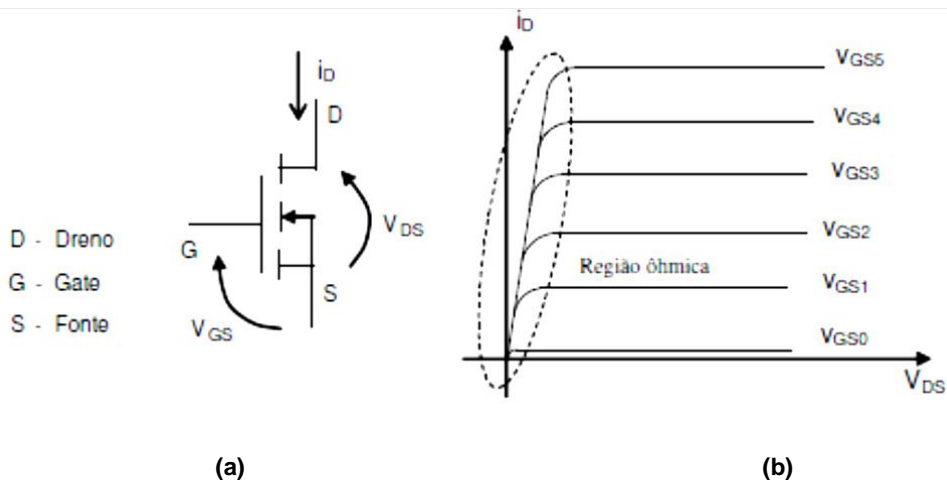


Figura 21 –Esquema de um MOSFET tipo N (a) curvas características de funcionamento (b)

Analisando o seu esquema equivalente figura 23 o MOSFET apresenta uma capacidade entre a *gate* e a *source*, que tem que ser carregada. Na figura 22 temos então o comportamento da corrente de *gate* de *dreno* e a tensão de comando.

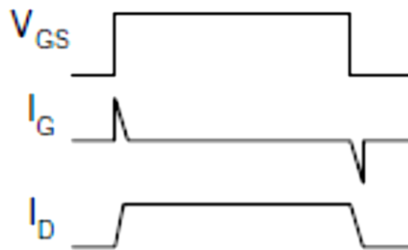


Figura 22 - Tensão de gate, corrente de gate e corrente de dreno (corrente que percorre o dispositivo)

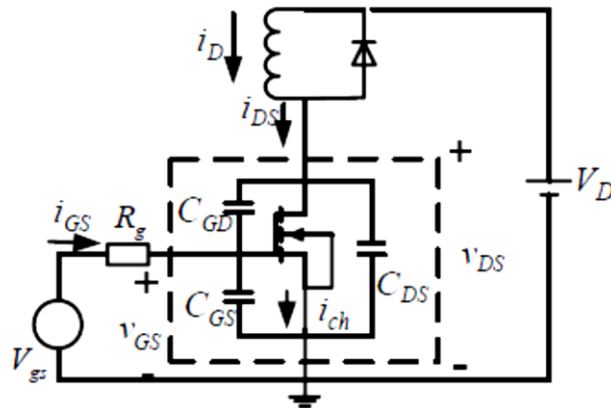


Figura 23 - Esquema equivalente do MOSFET

O comando deste dispositivo acaba por ser simples de implementar.

O MOSFET tem um coeficiente de temperatura positivo o que leva a que, quando a temperatura sobe, a resistência interna também sobe, limitando assim a corrente e podendo baixar a sua temperatura, isto pode não acontecer se os dissipadores não estiverem bem dimensionados, se isso acontecer a temperatura continua a subir e poderá levar a destruição do dispositivo pois a queda de tensão *dreno source* V_{DS} pode exceder os limites impostos pelo fabricante.

O coeficiente positivo é ideal para colocar dispositivos em paralelo, pois assim a corrente consegue-se distribuir pelos outros não provocando um aumento no dispositivo que está a entrar em sobre carga.

A potência dissipada do dispositivo é dada por,

$$P_{Total\ perdas} = V_{on} I_{on} \frac{t_{on}}{T} + V_{off} I_{on} \frac{t_{off/on} + t_{on/off}}{6T} \quad (45)$$

A primeira parcela da expressão 45 dá as perdas por condução e a segunda as perdas por comutação.

O MOSFET é um dispositivo que apresenta intrinsecamente um diodo entre a *source* e o *dreno* o que é vantajoso para as correntes de roda livre poderem circular em sentido inverso.

Os principais parâmetros de um MOSFET são:

- V_D – Tensão entre dreno e source
- I_D – Corrente de dreno
- $R_{DS\ ON}$ – Resistência entre dreno e source
- C_{OSS} – Capacidade de saída
- $t_{on} = t_{d(on)} + t_R$ – Tempo de passagem à condução

- Onde t_R – *Time Rise* tempo de subida, t_d *Time Delay* tempo de atraso
- $t_{off} = t_{d(off)} + t_F$ – Tempo de passagem ao corte
 - Onde t_F – *Time Fall* tempo de descida, t_d *Time Delay* tempo de atraso

2.5.3 IGBT

O IGBT (*Isolated Gate Bipolar Transistor*) é muito semelhante ao MOSFET o comando é feito do mesmo modo, mas apresenta uma resposta a condução semelhante a do transistor normal TJB. Isto é o IGBT como o TJB apresenta uma tensão de condução $V_{CE\ on}$ baixa o que indica uma resistência interna baixa logo tem perdas inferiores as do MOSFET.

A figura 24 apresenta o símbolo do IGBT (a) e a característica de comando do dispositivo (b).

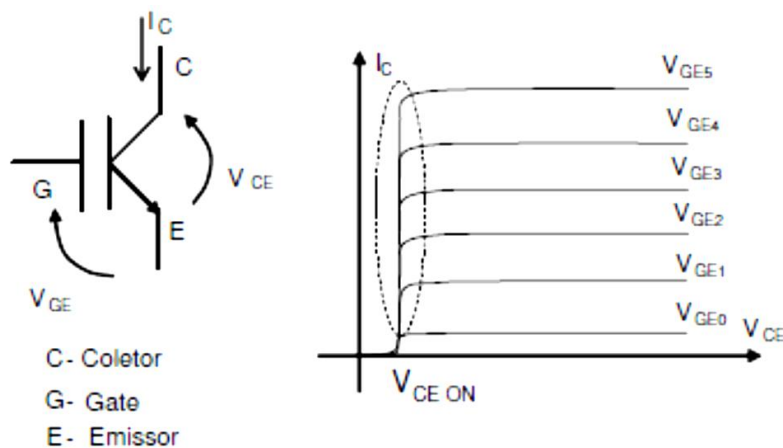


Figura 24 – (a) Símbolo do IGBT (b) Características de comando do IGBT

O IGBT ganha ao MOSFET na condução de maiores correntes por apresentar menores perdas e poder suportar maiores tensões. Mas tem a desvantagem de ser mais lento a comutar na ordem dos μs .

O fato de ter uma resistência interna mais baixa pode intensificar outro problema, o seu coeficiente de temperatura é negativo e ao contrário que acontecia com o MOSFET, a temperatura ao aumentar irá fazer com que a resistência interna baixe, o que por sua vez leva a um aumento da corrente, o que leva a um aumento da temperatura [5][6]. Isto leva a que a colocação de IGBT's seja mais complexa e necessite de dispositivos auxiliares para equalizar a corrente.

Hoje em dia já começa a aparecer IGBT's com coeficiente de temperatura positivo, foi feita uma mudança numa das camadas para tornar isto possível.

O IGBT como o MOSFET é comandado por tensão mas existe como no MOSFET sempre uma pequena corrente nas transições, a energia para o colocar a condução é baixa. Mas o IGBT apresenta uma corrente de cauda figura 25.

A corrente de cauda irá provocar maiores perdas na comutação do dispositivo ao corte.

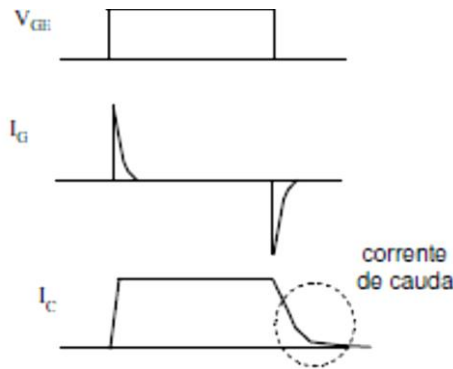


Figura 25 - Tensão de comando, corrente de gate, corrente de colecto

Esta corrente aparece devido a comutação ser mais lenta devido ao tipo de transportadores serem do tipo minoritário. [8]

[9] As perdas do IGBT são dadas como nos MOSFET pelas perdas de condução e perdas de comutação.

$$P_{Total\perdas} = V_{on}I_{on} \frac{t_{on}}{T} + V_{off}I_{on} \frac{t_{off/on} + t_{on/off}}{6T} \quad (46)$$

Muitos dos IGBT utilizados nas aplicações de potência já têm o diodo de roda livre instalado.

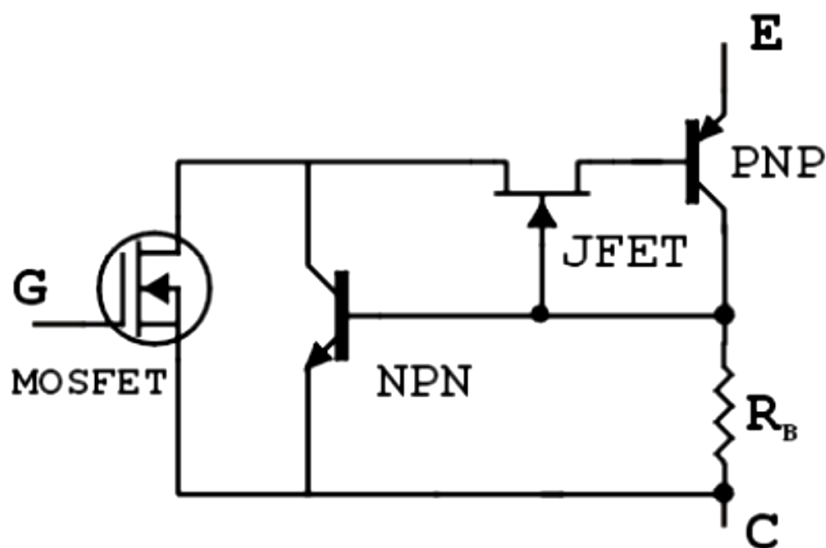


Figura 26 - Esquema equivalente do IGBT

2.5.4 Conclusão

Após o estudo dos dispositivos e da análise feita o MOSFET acaba por ser o dispositivo mais indicado para este tipo de aplicação, isto porque e principalmente devido à frequência que se utiliza. Neste trabalho a frequência utilizada é de 25 kHz o que para o IGBT está na sua gama de funcionamento, mas como o circuito ressonante está dimensionado para uma frequência de 60kHz o IGBT já começaria a apresentar perdas significativas em relação ao MOSFET. O segundo ponto que leva a utilização de MOSFET neste tipo de esquema (inversor) prende-se com a tensão de trabalho 400V, aqui o IGBT acaba por estar sobredimensionado. Por fim temos o possível custo associado a cada dispositivo, aqui a diferença não se nota muito pois hoje em dia no mercado já existe muita escolha e o preço já não é muito diferente.

O dispositivo escolhido foi o SPW20N60S5, pois era o que se encontrava disponível em laboratório e as características são as desejadas [18].

2.6 Circuitos CCPS

Enquanto uma fonte convencional, como as apresentadas no capítulo anterior, estão dimensionadas para entregar uma potência quase constante ou com uma variação muito pequena a uma carga, as fontes para carga de condensadores CCPS (*Capacitor Charging Power Supply*), são dimensionadas para funcionar com uma carga que varia desde os 0 volts até a sua tensão máxima, e este facto acarreta alguma complexidade, porque uma carga capacitiva quando descarregada comporta-se como um curto-circuito.

As CCPS são utilizadas normalmente em sistema que necessitam de energia acumulada para de seguida esta ser libertada de forma mais ou menos controlada, isto de uma forma repetitiva, como são os sistemas de potência pulsada, que depois podem ser ligados a vários tipos de dispositivos sendo aplicados em numerosas aplicações, desde a indústria, medicina, alimentação, ambiente e na área militar.

2.6.1 Introdução

Os equipamentos utilizados em aplicações de potência pulsada, utilizam normalmente energia armazenada durante um tempo relativamente longo, em bancos de condensadores, que é depois libertada rapidamente, em impulsos repetitivos com potências instantâneas elevadas, maiores que centenas de kW, mas onde a potência média é relativamente baixa, na ordem do kW. Esta técnica é utilizada pois a rede de energia não consegue providenciar impulsos com estas potências instantâneas.

Equipamentos que utilizam esta tecnologia têm que ter fontes para carregar os condensadores. Ainda que as descargas são feitas em tempos muito curtos, micro ou nano segundos, a carga não necessita de ser assim tão rápida, uma vez que as taxas de repetição são normalmente abaixo dos kHz, para não aumentar a potência média pedida à rede, tendo-se por norma dezenas ou centenas de milissegundos de tempos de carga, principalmente quando se pretende carregar bancos de condensadores com tensões das dezenas de milhares de volts.

A figura 27 apresenta a forma de onda da tensão típica num condensador de armazenamento de energia, ligado a um sistema com uma CCPS, que é totalmente descarregado depois de carregado. Existem, no entanto, aplicações em que os condensadores só são descarregados parcialmente entre impulsos. E na figura 28 um circuito típico numa aplicação de potência pulsada, com dois interruptores S1 e S2, onde S1 está ligado durante a carga do condensador pela fonte CCPS e S2 aplica a tensão à carga.

Na figura 27, podem-se identificar três zonas de funcionamento da tensão aos terminais de um banco de condensadores C ligado a uma CCPS, tal como indicado na figura 28.

Na zona 1, durante a fase de carga do condensador C o interruptor S1 da figura 28 está *on*, a carga é desligada do circuito pelo interruptor S2 que está *off*. A CCPS inicia o ciclo de carga quase em curto-circuito.

Nesta fase de funcionamento a CCPS carrega o condensador à sua potência máxima até este atingir a tensão desejada. Quando isto acontece a fonte passa a modo de manutenção, zona 2 da figura 27, e fica neste modo até o condensador ser descarregado na carga.

Na zona 3, modo de manutenção, os interruptores estão respetivamente S1 *on* e S2 *off*, a fonte CCPS fornece a energia suficiente para manter a tensão em C. Isto é necessário fazer pois os condensadores têm sempre pequenas fugas, umas pela resistência R de proteção que é colocada em paralelo outras pelas resistências parasitas que o vão descarregando.

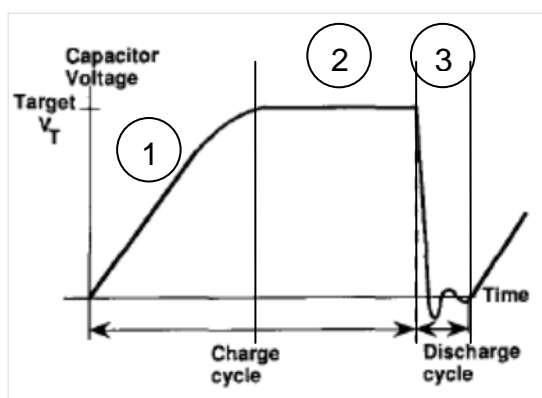


Figura 27 - Tensão no condensador

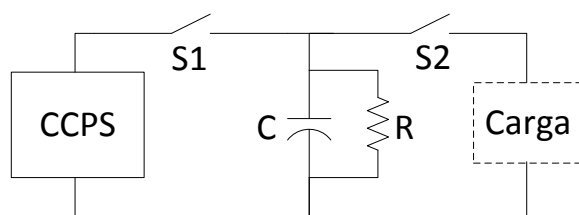


Figura 28 - Esquema de funcionamento da carga

Na zona 3, da figura 27, durante a fase de entrega da energia à carga pelo banco de condensadores, a CCPS é desabilitada, o interruptor S1 *off* para não ficar a fornecer energia durante a descarga, S2 passa a *on* e liga a carga ao banco de condensadores C. O tempo de descarga é por norma muito inferior ao tempo de carga.

Na figura 29 apresenta-se o diagrama de blocos do sistema CCPS.

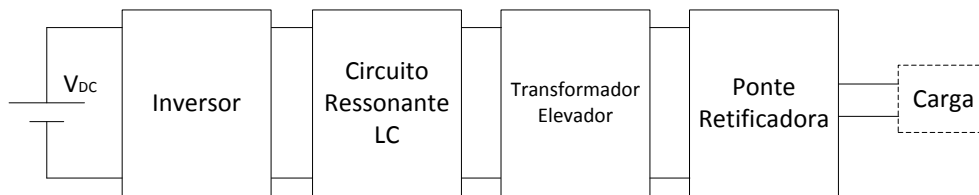


Figura 29 - Esquema simplificado de uma CCPS

O inversor transforma a tensão contínua em alternada retangular, com frequência da ordem dos kHz para alimentar o transformador.

O circuito ressonante LC, entre o inversor e o primário do transformador, tem três funções principais:

- i. Garantir que o valor médio da tensão aplicado ao primário do transformador é nulo, de forma a este não saturar, o que levaria ao curto-circuito dos seus enrolamentos;
- ii. Garantir que os interruptores do circuito inversor comutem com corrente (ou tensão, noutras tipologias) nula, para limitar as perdas nestes dispositivos e diminuir o ruído eletromagnético gerado durante a comutação;
- iii. Limitar a corrente de saída do circuito.

Neste circuito para a indutância L em série com o condensador externo C pode ser só, a indutância equivalente de fugas vista pelo primário do transformador ou adicionar-se uma outra em série para aumentar o seu valor.

O transformador serve também para providenciar isolamento e elevador da tensão, a ponte retificadora não controlado para se ter uma tensão contínua na carga.

Na figura 30 apresenta-se o circuito de potência simplificado de uma CCPS, ligado de acordo com o esquema da figura 28 e da figura 29 onde consta o circuito ressonante serie, que é composto pelos dispositivos Q_1-Q_4 , D_1-D_4 (inversor), L_1 e C_1 circuito ressonante, o transformador de alta-tensão o retificador o condensador de carga C_2 e a carga.

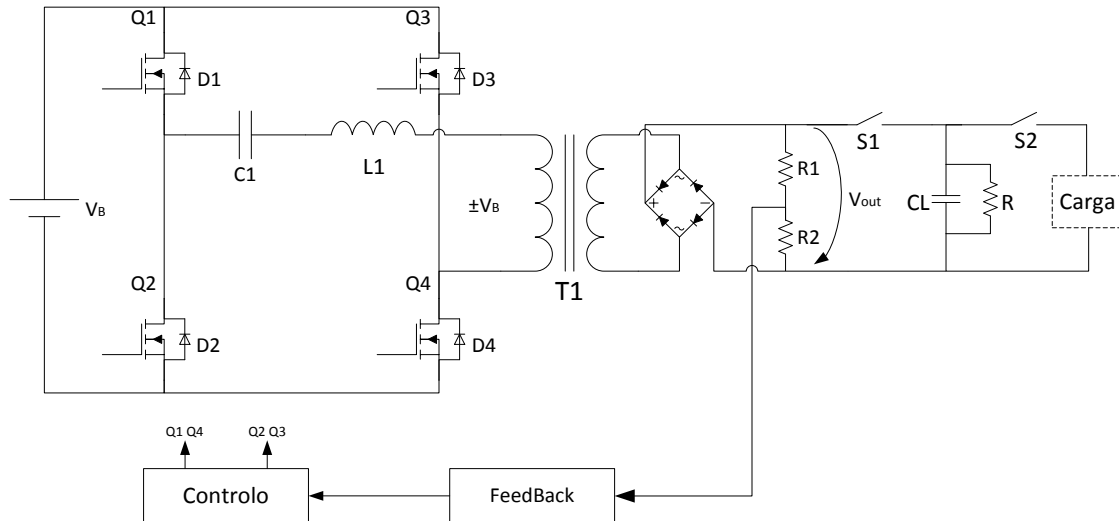


Figura 30 - circuito simplificado da CCPS com circuito ressonante serie e controlo em frequência

Existem diferentes modos de funcionamento principais do circuito:

1. Quando Q_1 e Q_4 estão ligados e Q_2 e Q_3 desligados;
2. Quando Q_2 e Q_3 estão ligados e Q_1 e Q_4 desligados;
3. Quando todos os dispositivos estão desligados.

Destas 3 situações de funcionamento tem-se 4 modos de estado do circuito.

Modo 1 - Quando Q_1 e Q_4 estão ligados a corrente do circuito ressonante é positiva. Na figura 31 apresenta-se o circuito equivalente onde C'_L é a capacidade do banco de condensadores vista do lado do primário e V_{out} é a tensão inicial existente neste banco de condensadores.

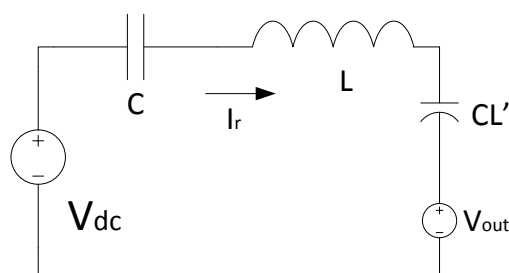


Figura 31 - modo 1

Modo 2 - Quando D_1 e D_4 estão a conduzir e a corrente do circuito ressonante é negativa. Na figura 32 apresenta-se o circuito equivalente. A tensão V_{out} é agora invertida porque devido ao circuito retificador de saída a corrente carrega sempre o condensador de saída.

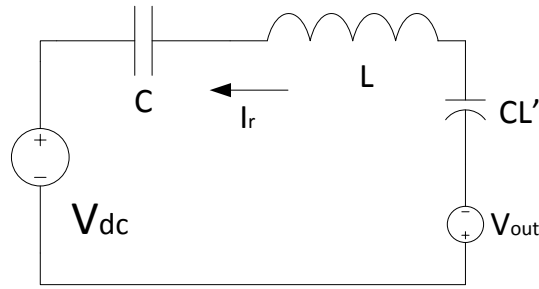


Figura 32 - modo 2

Modo 3 - Quando Q_2 e Q_3 estão ligados a corrente do circuito ressonante é negativa. Na figura 33 apresenta-se o circuito equivalente.

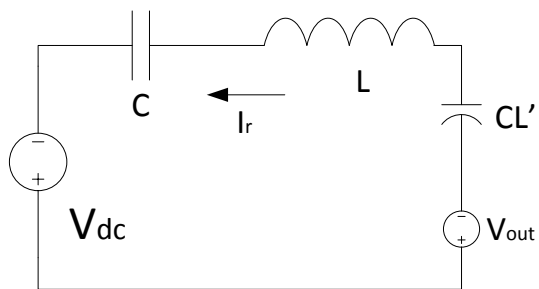


Figura 33 - modo 3

Modo 4 - Quando D_2 e D_3 estão ligados a corrente do circuito ressonante é positiva. Na figura 34 apresenta-se o circuito equivalente. Porque a corrente do circuito ressonante é positiva a tensão V_{out} passa a positiva como no modo 1.

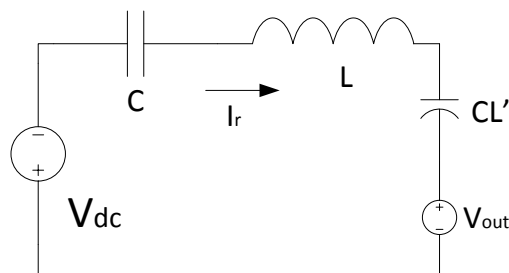


Figura 34 - modo 4

Quando os dispositivos estão desligados a energia armazenada no circuito ressonante, dissipa-se pelos díodos em roda livre dos interruptores.

Fazendo a análise do circuito do modo 1, pode-se obter a expressão que modela a corrente do circuito ressonante $i_R(t)$ e é igual para qualquer um dos

modos de funcionamento, variando apenas o sinal devido ao sentido da mesma. [16]

$$i_R(t) = \frac{V_{dc} - V_{out} - V_C - V_L}{Z_0} \sin[\omega_0(t - t_0)] \quad (47)$$

Onde a impedância característica Z_0 do circuito é dada por,

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C_{eq}}} \quad (48)$$

A capacidade equivalente C_{eq} é a serie da capacidade do circuito ressonante com a capacidade do condensador há saída da fonte refletida no primário C'_L , que é dada por,

$$C'_L = n^2 C_L \quad (49)$$

Então tem-se,

$$C_{eq} = \frac{C C'_L}{C + C'_L} \quad (50)$$

Como é normal neste tipo de fontes a capacidade do banco de condensadores é bastante superior à do circuito ressonante, logo a capacidade equivalente C_{eq} é semelhante a C . É por esta questão que estas fontes podem ser utilizadas numa grande gama de cargas pois estas não afetam muito o funcionamento do circuito ressonante.

A tensão do condensador do circuito ressonante é dada por,

$$v_C(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i dt + v_C(t_0) \quad (51)$$

A tensão na bobina do circuito ressonante é dada por,

$$v_L(t) = L \frac{di}{dt} \quad (52)$$

Para os diferentes modos de funcionamento, apenas é necessário alterar o sinal das variáveis consoante estas são positivas ou negativas.

No dimensionamentos do circuito e dos componentes a utilizar na CCPS pode-se jogar com o valor da impedância característica do circuito ressonante Z_0 . Isto é, se escolher o valor de Z_0 de tal forma que limite a corrente do circuito ressonante no início do ciclo de carga quando a tensão no condensador à saída é 0 volts, em contra partida o tempo de carga é mais elevado pois à medida que

se atinge a tensão máxima no condensador de saída, a corrente que carrega os condensadores baixa.

Ou então definir o valor de Z_0 tal que a corrente seja elevada quando a carga no condensador de saída está quase na sua tensão máxima, neste caso é necessário ter cuidado com a corrente inicial que será muito mais elevada que o caso anterior, então os dispositivos semicondutores de potência terão que ser bem escolhidos.

2.6.1 Exemplo de aplicação da CCPS usando circuito ressonante série e controlo por variação da frequência

O circuito apresentado na figura 35, faz parte do trabalho desenvolvido por Aaron C. Lippincott e Robert M. Nelms [16], que fizeram o estudo de uma CCPS com controlo da frequência do inversor para controlar tempo de carga do condensador de saída.

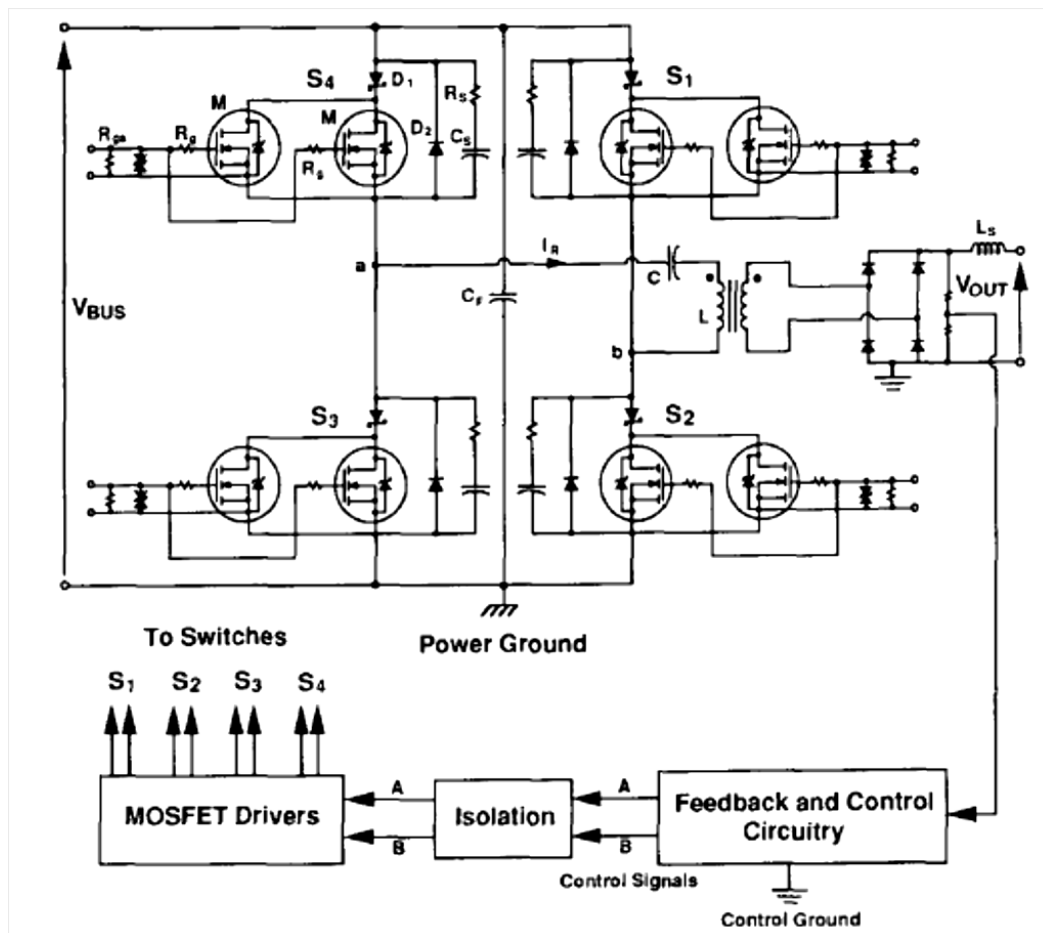


Figura 35 - Esquema da CCPS com controlo por PFM

Como no circuito base apresentado na introdução deste capítulo, o sistema é composto por um inversor, circuito ressonante, transformador de alta tensão e

alta-frequência e retificador. No esquema os autores apresentam um divisor de tensão, à saída da fonte onde irá ser ligado o condensador, que é então enviada para uma malha de retroação para controlo da tensão de saída da fonte.

Ao se utilizar esta técnica de controlo por PFM, *Pulse Frequency Modulation*, consegue-se ter um controlo sobre a corrente, controlando a frequência inicial de tal maneira que permita uma corrente mais baixa para não sobrecarregar os dispositivos, aumentando-a para valores mais perto da frequência de ressonância do circuito para que a carga seja mais rápida, voltando a baixar a frequência para não haver uma sobre tensão muito elevada.

Operando desta maneira os autores garantem que não é necessário ter tanto cuidado para escolher o valor de Z_0 pois o compromisso entre a corrente no início da carga está salvaguardada, bem como depois o tempo de carga.

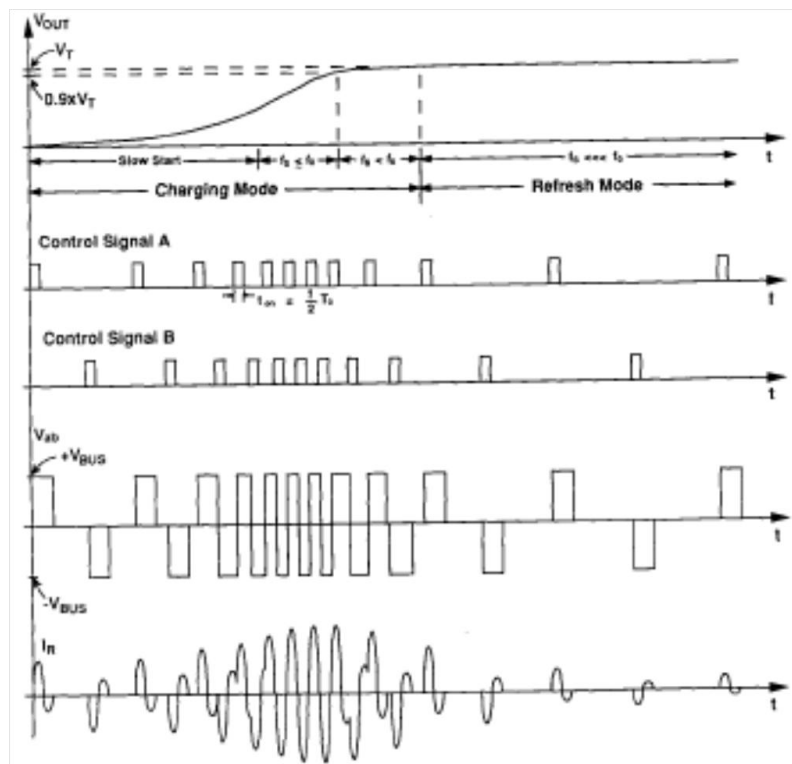


Figura 36 - Diagrama temporal (a) carga do condensador saída (b) sinais de controlo dos dispositivos (c) tensão no circuito ressonante (d) corrente do circuito ressonante

Na figura 36 está representado o diagrama temporal dos sinais de controlo, corrente no circuito ressonante e tensão de carga do condensador.

Os autores defendem, que:

1. A frequência no início é mais baixa para que a corrente não seja muito elevada;
2. À medida que a tensão no condensador aumenta a frequência vai aumentando;

3. Quando se está perto da tensão máxima a frequência volta a baixar para não se ter uma sobre tensão muito elevada.

Os autores não variam a largura de impulso, este é mantido constante. Fazem isto para garantir que as comutações dos dispositivos são feitas quando a corrente é nula, para assim baixarem as perdas de comutação.

3 Circuito proposto

O circuito proposto para a CCPS neste trabalho, tem por base o esquema apresentado na figura 37.

É composto por um retificador de entrada que está ligado à rede de energia elétrica e o compensador do fator de potência PFC. A saída do PFC está ligada ao condensador “tanque”.

Ligado ao condensador de tanque, está o inversor com o circuito ressonante série, composto por uma capacidade e uma indutância.

À saída do inversor está o transformador de alta-tensão/alta-frequência que tem ligado ao secundário o retificador e o circuito de leitura da tensão de saída.

Para controlar o circuito PFC utilizou-se o integrado MC33262, para o controle do inversor um microcontrolador PIC18F4431, para a malha de retroação dois comparadores o primeiro que verifica se a tensão de saída é a programada pelo utilizador, um segundo que controla um sinal de inibição exterior, para permitir a descarga do condensador numa carga.

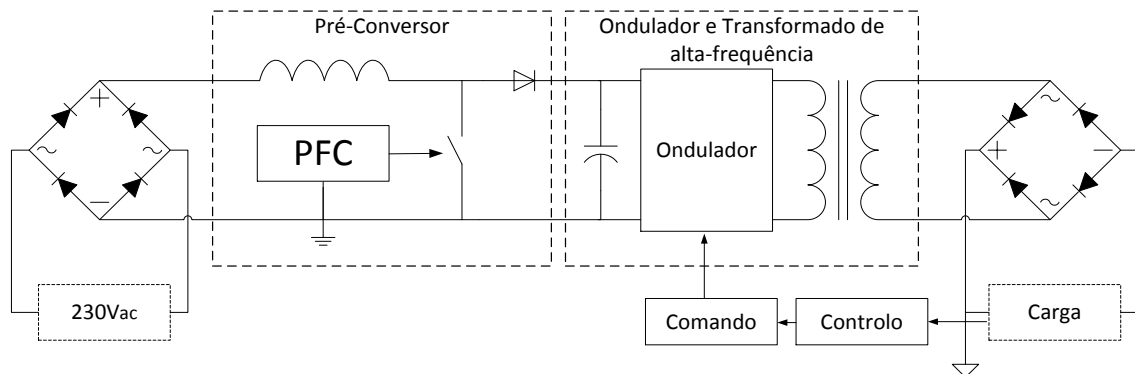


Figura 37 - Esquema simplificado do circuito proposto

3.1 Pré-conversor

3.1.1 Introdução

O pré-conversor é o circuito eletrónico utilizado para fazer o controlo da forma de onda da corrente, que é injetada na rede, fazendo com que o fator de potência do circuito seja próximo do unitário.

Ao se controlar a forma de onda da corrente de entrada com este pré-conversor ir-se-á eliminar quase por completo as harmónicas introduzidas na rede eléctrica, diminuindo a taxa de distorção harmónica (THD – *Total Harmonic Distortion*).

O circuito escolhido tem por base o integrado MC33262 [12] da ON Semiconductor, que faz o controlo da corrente de entrada.

Neste trabalho o PFC é introduzido entre o retificador e filtro de entrada e o inversor.

O PFC é composto pelo circuito IC MC33262 e mais alguns componentes externos de realçar o MOSFET de potência e o transformado para medição da corrente para controlo interno.

3.1.2 O MC33262

O MC33262 é um integrado que funciona no modo de condução descontínua/crítica em vez de modo de condução continua.

Isto é, em modo de condução continua o circuito de controlo do fator potência está dimensionado para estar sempre com corrente a circular, para acompanhar a tensão da rede e a rede vê uma carga resistiva embora a carga não seja linear. Este é o principal objetivo de ambos os circuitos.

Este tipo de condução que é normalmente utilizado em fontes de muito alta potência de saída tem algumas desvantagens:

- Como a comutação é feita com corrente e por vezes no seu valor máximo o dispositivo terá que ser dimensionado de maneira a suportar potências de comutação superiores. O díodo de roda livre que é colocado em paralelo com o dispositivo tem que conseguir suportar uma corrente de recuperação inversa maior, para além disso e para não haver falhas tem que se colocar eletrónica complementar para ajudar estes dispositivos na comutação.
- O algoritmo de controlo é mais complexo [12], para se garantir um fator potência quase unitário por toda a gama de tensão e para vários tipos de carga.

No modo descontinuo/crítico a corrente no transformador vai até zero antes do próximo ciclo de comutação do dispositivo.

Na figura 38 está representada a corrente na bobina do transformador L1 da figura 39, em relação à corrente de entrada do pré-conversor. Para se conseguir atingir o modo de funcionamento crítico é imperativo que se consiga ler a corrente. A leitura é feita através de um segundo enrolamento com poucas espiras que indicará ao circuito que a tensão no enrolamento principal atingiu um valor abaixo de 1V.

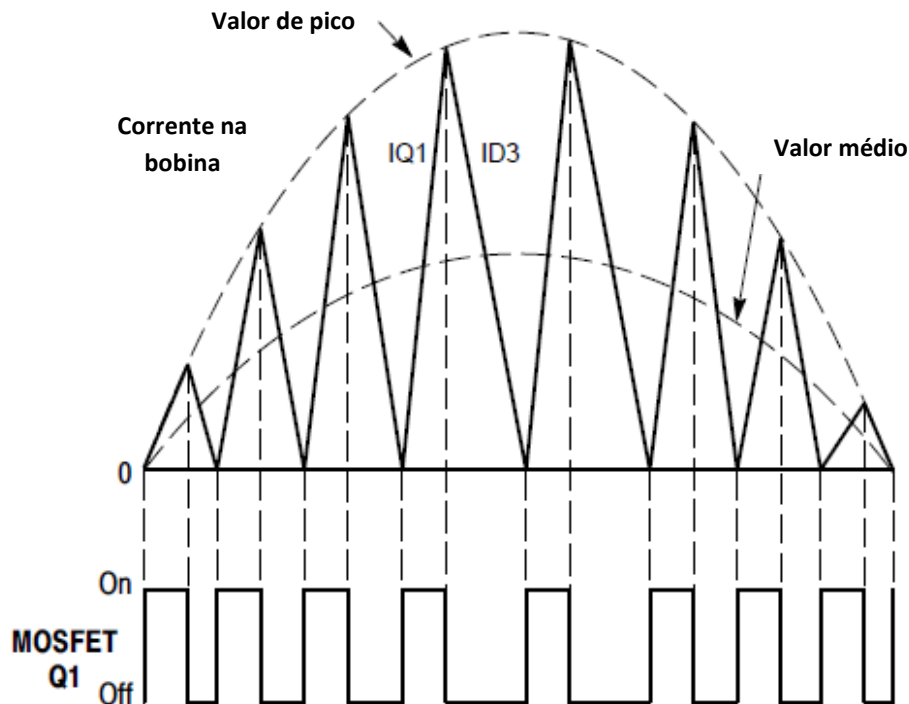


Figura 38 - Corrente no transformador, e comando do MOSFET do pré-conversor

Esta técnica de leitura da corrente é mais imune ao ruído que lê-la diretamente.

Uma característica são os picos de corrente existentes, que são muito superiores que no modo contínuo e que podem afetar o dispositivo bem como o diodo de saída. Do estudo do fabricante este verificou que a corrente *rms* no condensador de saída é apenas 1,3 vezes superior que a do modo contínuo, devido a forma triangular da corrente e ao valor *rms* associado. [13]

Com a escolha de um IGBT para este circuito (no ponto 2.5 são explicadas as diferenças entre IGBT e MOSFET) o impacto da corrente de pico é praticamente anulado. As vantagens de utilizar este tipo de condução são:

- O diodo de saída pode ser um dispositivo com uma corrente mais baixa visto a comutação entre condução e corte passar a ser feito, com corrente zero;

- O IGBT terá uma passagem a condução, com corrente zero, logo as perdas de comutação neste estado são zero, então as perdas de comutação existentes são apenas quando o dispositivo passa ao corte;
- As interferências eletromagnéticas são muito mais reduzidas devido à variação da frequência e menor potência no dispositivo;
- O algoritmo é mais simples e pode ser conseguido com o MC33262
- O transformador do conversor boost é bem mais pequeno que o do modo contínuo, isto é menos espiras logo mais barato e um núcleo mais pequeno

3.1.3 Circuito compensador fator potência

Na figura 39 está representado o esquema do circuito do compensador de fator potência ou PFC.

Como foi descrito anteriormente este circuito baseia-se no integrado MC33262. Na figura 41 temos o diagrama da arquitetura interna do dispositivo.

O funcionamento de circuito é o seguinte, no pino 1 e 3 tem-se duas entradas que estão ligadas ao multiplicador de um quadrante, no pino 1 o sinal da tensão de saída do retificador e no pino 3 a retificação da onda completa da tensão de entrada.

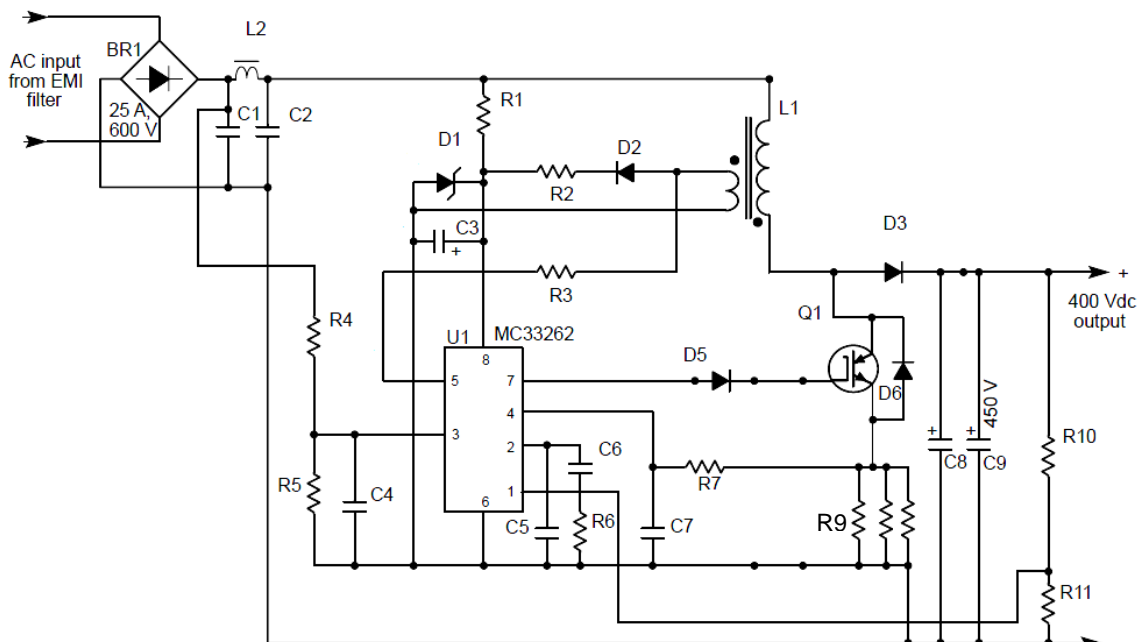


Figura 39 - Esquema do pré-conversor

O resultado do multiplicador passa a ser a referência para o comparador do sinal da corrente pino 4.

O resultado deste comparador é o sinal que comanda o dispositivo de comutação de potência, no entanto não é direto ainda passa por mais eletrônica. O passo seguinte mais crítico é a detecção da passagem por zero que fará a entrada a condução do IGBT, que é feito quando a corrente na bobina se anula, isto é quando a tensão no enrolamento secundário é zero ver figura 38.

O funcionamento do dispositivo tem a seguinte forma figura 40, quando o IGBT passa a o estado “on” a bobina vai carregar e a corrente sobe até ao valor máximo I_{bobina_pico} , quando o IGBT passa ao estado de “off” a bobina descarrega pelo diodo D3 e carrega o condensador, o ciclo extingue-se automaticamente quando a corrente atinge o valor zero. Este carregar e descarregar da bobina é controlado de maneira a corrente ter uma forma sinusoidal retificada figura 38 e em fase com a tensão de entrada logo a corrente na entrada tem um aspeto sinusoidal.

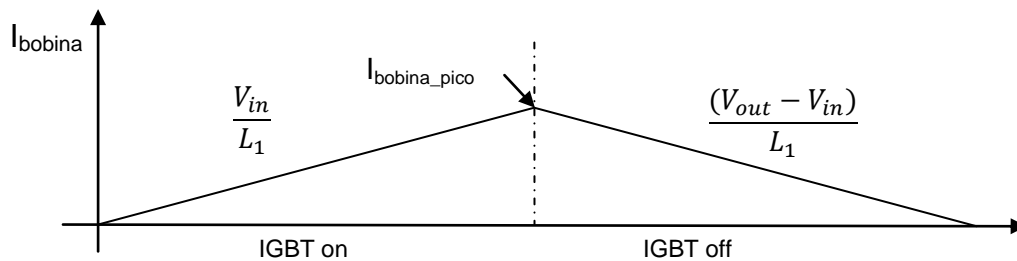


Figura 40 - Corrente na bobina do PFC no estado on e off do dispositivo IGBT

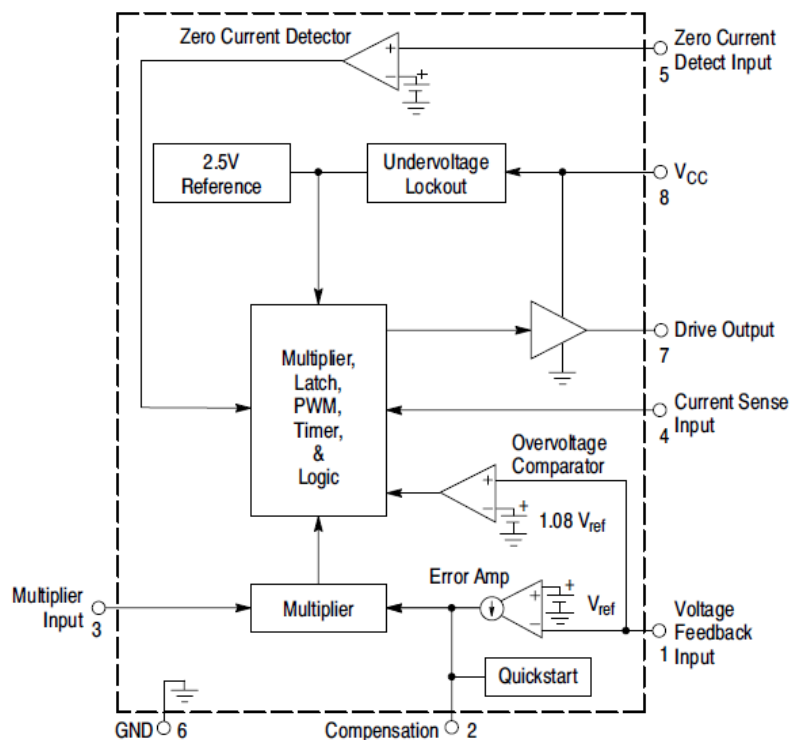


Figura 41 - Diagrama de blocos do MC33262

3.2 Isolamento

O circuito da CCPS pode-se dividir em 3 partes, duas de alta tensão (400V e 1000V) e uma parte de baixa tensão (5V). Os circuitos de alta tensão são o inversor e a saída do transformador de alta tensão. Em ambos os circuitos de alta tensão ter-se-ão sinais de comando, bem como leituras/feedback, que vão para o circuito de comando ou para o circuito do lado do primário do transformador.

O tipo de isolamento de sinais aqui utilizado baseia-se nos opto-acopladores. Estes dispositivos permitem fazer a transmissão tipicamente de sinais digitais entre circuitos sem haver uma ligação física entre os mesmos e com tensões de isolamento que chegam as dezenas dos kV.

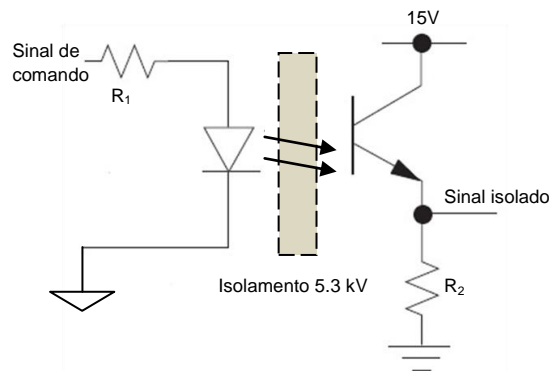


Figura 42 - Esquema do circuito de isolamento de sinais por opto-acoplador

O opto-acoplador escolhido para este trabalho é o ILQ1, de quatro opto-acopladores separados e com isolamento de 5.3 kV em cada opto-acoplador.

Este opto-acoplador é feito para sinais digitais, sendo que os analógicos podem ter eletrônica auxiliar para a transmissão do sinal de modo mais linear.

Este dispositivo está a isolar os sinais de comando (dois sinais para controlar os braços do inversor) gerados no microcontrolador do circuito e que irão controlar as *drives* que fazem disparar os MOSFET do circuito do inversor. O terceiro opto-acoplador está a isolar o sinal de feedback, que vem do circuito comparador, que verifica a tensão de saída com a tensão de referência para controlo da tensão dos condensadores ligados a fonte. Este sinal liga também as *drives* e controla o sinal SD da drive.

O quarto opto-acoplador é o sinal de inibição que vem do exterior, gerado pelo sistema que controla a descarga dos condensadores ligados à fonte. Como foi

referido anteriormente, quando existe a descarga dos condensadores a fonte tem que ser inibida. Este sinal vai controlar também o sinal SD da *drive*.

Todos estes sinais têm que ser isolados, porque estão em circuito com massas diferente.

Os sinais quando passam por estes circuitos sofrem atrasos, neste caso como os sinais de comando são gerados pela mesma fonte o atraso é idêntico para os dois. Os restantes sinais o atraso não influencia muito, isto é, o sinal de feedback está feito de maneira a que a tensão objetivo seja atingida antes de mesmo estar, o valor de referência está um pouco abaixo pois a rampa de subida é rápida, logo para uma tensão de 1000V na saída o sinal de controlo é atuado aos 990V mas com o atraso a fonte sobe até aos 1000V.

O sinal de inibe que vem do exterior figura 43 é por norma um sinal com um duty cycle superior ao sinal de descarga dos condensadores e existe entre eles uma margem (tempo morto) que pode ser configurada. Mas em 100 μ s de tempo morto mesmo que se coloque um atraso de 1 μ s não será problema.

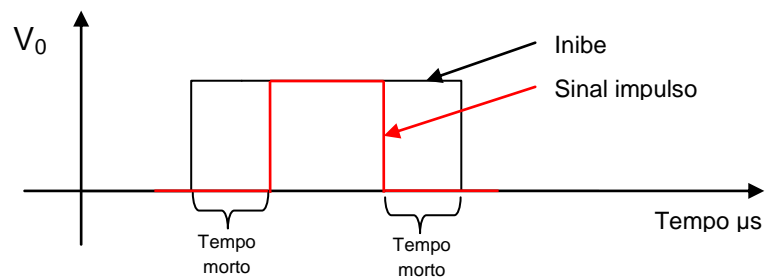


Figura 43 - Sinal de inibe e sinal de impulso para descarga dos condensadores

Na figura 44 apresenta-se o diagrama temporal da entrada e saída do opto-acoplador, e na tabela 2 é explicado o que cada um é e quais os valores do dispositivo.

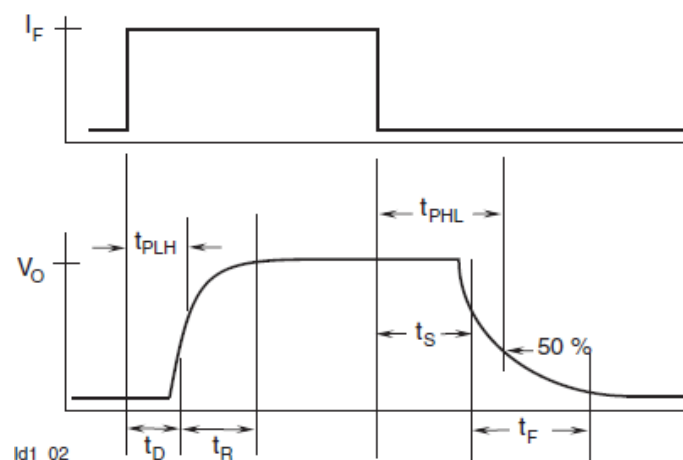


Figura 44 - Diagrama temporal do opto-acoplador entrada/saída

Tabela 2 - Características do opto-acoplador

Sigla	Descrição	Valores típicos
Current [I_f]	Corrente direta díodo	20 mA
Delay [t_D]	Atraso	0,8 μ s
Rise time [t_R]	Tempo de subida	1,9 μ s
Storage [t_S]	Tempo de retenção	0,2 μ s
Fall time [t_f]	Tempo de descida	1,4 μ s
Propagation H to L [t_{PHL}]	Tempo de propagação descida	0,7 μ s
Propagation L to H [t_{PLH}]	Tempo de propagação subida	1,4 μ s

3.3 Comando e feedback

3.3.1 Introdução

Os circuitos de comando e de feedback são dois circuitos distintos e isolados entre si pelo opto-acoplador.

O circuito de comando baseia-se no microcontrolador PIC18F4431, é onde os sinais de controlo do inversor são gerados, também neste circuito existe a possibilidade de ajustar o *duty cycle* dos sinais de comando. Esta possibilidade foi implementada para se poder ter um ajuste fino dos sinais que irão para o inversor com a frequência do circuito ressonante.

No circuito de feedback é onde é feito o controlo da tensão de saída da CCPS com o valor pré definido pelo utilizador.

3.3.2 Circuito comando

O PIC é um dispositivo muito versátil e disponibiliza várias versões de dispositivos para vários tipos de aplicações. A escolha do PIC para esta aplicação prendeu-se com a possibilidade de ter até quatro módulos de sinais PWM independentes.

Pela folha de características do PIC18F4431 ele apresenta como características principais [10]:

- Modulo Power PWM de 14 bits
 - até 4 saídas do tipo PWM com saídas complementares, permitindo um controlo autónomo destes blocos de funções não afetando o resto do processamento do programa, sendo que tem portas dedicadas a falhas que fazem a sua paragem autonomamente ficando o resto do sistema a processar.
 - Alinhamento ao centro ou canto

- Controlo tempo morto
- Atualização em simultâneo do *duty cycle* e frequência
- Conversor Analógico/digital de 10 bits
 - 9 entradas
- Estrutura de integração de oscilador flexível
 - 4 modos de cristais até 40 Mhz
 - Oscilador interno até 8Mhz
- Periféricos
 - Suporta RS-485 e RS-232

40-Pin PDIP

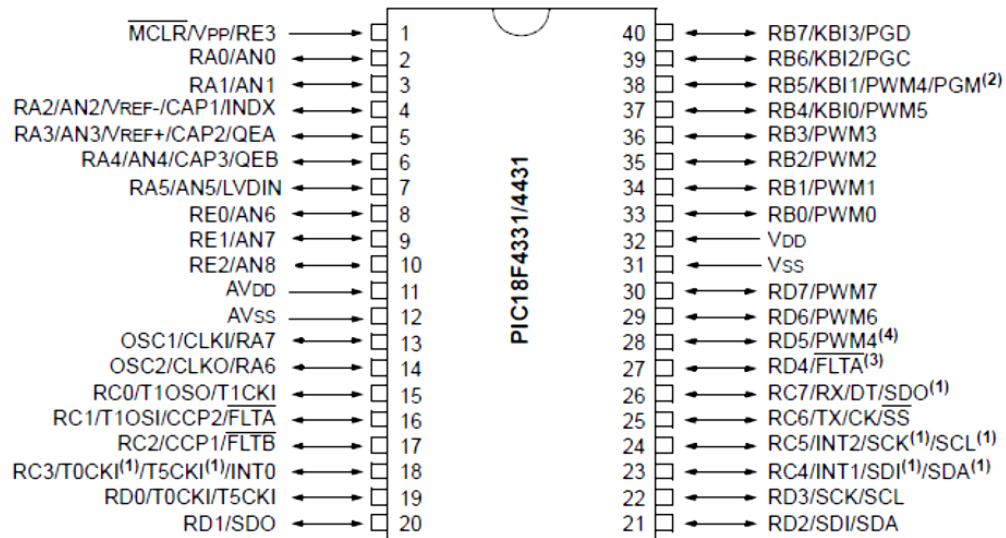


Figura 45 - Entradas e saída do PIC18F4431

As características apresentadas foram as principais para a escolha do dispositivo. O módulo PWM foi o fator determinante.

O módulo PWM do PIC funciona em sincronismo com o relógio do dispositivo, logo todos os sinais são gerados ao mesmo tempo.

Na figura 46 apresenta-se o que o PIC faz.

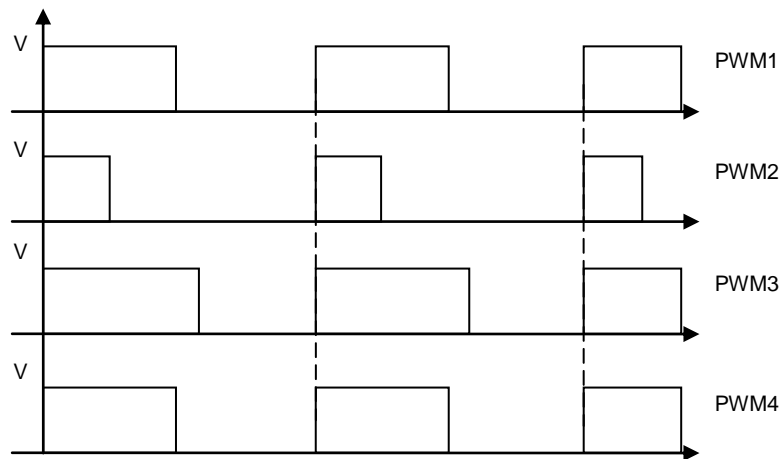


Figura 46 – Diferentes sinais PWM gerados pelo PIC

Como se pode constatar se não se manipular o código por definição dos módulos de PWM todos os sinais gerados estarão sincronizados uns com os outros devido ao *clock* do dispositivo.

O objetivo é, tentar utilizar o mínimo de sinais, e para controlar os 2 braços do inversor têm que ser 2 sinais e estes sinais terão que estar desfasados 180° um do outro, e com alinhamento ao centro.

O alinhamento ao centro serve para que quando se aumenta ou diminui o *duty cycle* o desfasamento é sempre 180° . Não se pode utilizar o sinal complementar porque os sinais não iriam ser simétricos e como o *duty cycle* pode ser inferior a 50% um dos tempos de condução seria diferente. Na figura 47 exemplifica-se o caso de o sinal estar alinhado ao centro.

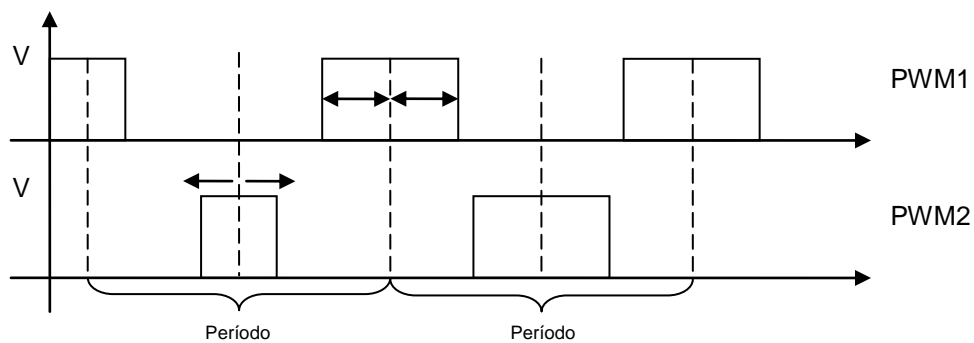


Figura 47 - Exemplo do aumento do *duty cycle* com frequência fixa, sinal alinhado ao centro

O objetivo de ter estes sinais assim é para que à saída do inversor se tenha um sinal do tipo, figura 48 curva a vermelho.

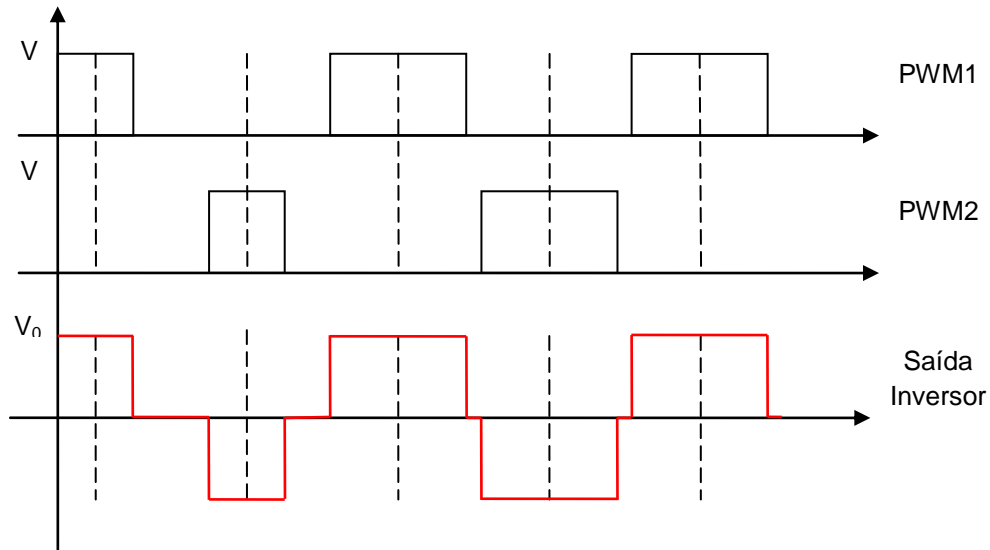


Figura 48 - Sinais de comando do inversor, tensão à saída do inversor

O programa do PIC foi feito de maneira a que nunca se atinja os 50% do *duty cycle*, ficando sempre abaixo. Isto para que exista um tempo ($3\mu\text{s}$), em que a tensão à saída do inversor é zero para que o circuito ressonante tenha tempo de descarregar o circuito magnético.

3.3.3 Circuito de feedback

O circuito de feedback é composto por um divisor de tensão que está à saída da fonte ficando em paralelo com o banco de condensadores.

A tensão lida tem uma redução de 1:100, isto é quando se tem 1000V na saída, vou ter uma tensão de 10V no circuito comparador.

O circuito é então composto por um circuito comparador com histerese que irá comparar a tensão que é lida da alta tensão com a tensão de referência introduzida.

As equações que descrevem o seu funcionamento são,

Se $V_0 = V_{CC}$ para passar $V_0 = -V_{CC}$ tem-se,

$$V_+ - V_- < 0 \Leftrightarrow \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_l + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC} - V_{ref} < 0 \quad (53)$$

$$V_l \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) < V_{ref} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC} \quad (54)$$

$$V_l < \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_{ref} - \frac{R_1}{R_2} V_{CC} \quad (55)$$

Se $V_0 = -V_{CC}$ para passar $V_0 = V_{CC}$ tem-se,

$$V_+ - V_- > 0 \Leftrightarrow \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_l + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_0 - V_{ref} > 0 \quad (56)$$

Como $V_0 = -V_{CC}$ é $V_0 = 0$ fica

$$V_l > \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_{ref} \quad (57)$$

Estes são os pontos de basculamento da histerese.

Onde $\frac{R_1 + R_2}{R_2} V_{ref} = A$ e $\frac{R_1}{R_2} V_{CC} = B$.

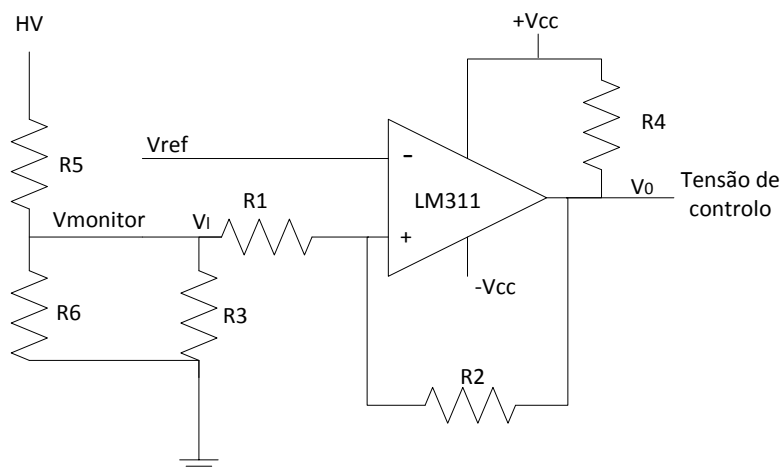


Figura 49 - Circuito comparador tensão saída vs referência

A histerese é introduzida para que o comparador tenha uma atuação mais suave. Isto é se não existir a histerese a saída do comparador está sempre a atuar, porque a carga tem fugas e a tensão baixa. O estar sempre a atuar faz aumentar o ruído eletromagnético no circuito.

A eletrónica usada para a comparação no lado da baixa tensão é mais complexa e dispendiosa, pois é necessário isolar um sinal analógico. Foram feitos testes utilizando um opto-acoplador analógico IL300, mas os resultados não foram satisfatórios, devido a problemas na estabilização da tensão à saída do opto-acoplador. Como se pretendia ter um sinal que fosse 1 ou 0, o comparador foi colocado do lado da alta tensão e o sinal da saída passou a ser enviado para o opto-acoplador em uso ILQ1.

3.3.4 Controlo do porto SD da *drive* IR2213

Este circuito apenas controla a tensão no porto SD – *ShutDown* da *drive*.

A *drive* utilizada IR2213 [11], permitem um controlo individual de cada uma das suas saídas. A *drive* é descrita no ponto 3.4

Este dispositivo tem uma porta que permite desligar as saídas sobrepondo-se aos sinais de comando, SD. Ao se controlar a tensão nesta porta V_{sd} consegue-se fazer com que a saída do inversor ligue ou desligue.

Esta é a tensão que o circuito de feedback e o inibe exterior controlam. Como foi descrito no ponto 3.3.3 o sinal que vem do comparador que está na massa da alta tensão passa pelo opto-acoplador não vai diretamente o pino SD do IR2213. Na figura 50 tem-se o circuito que controla a tensão no pino SD da *drive*.

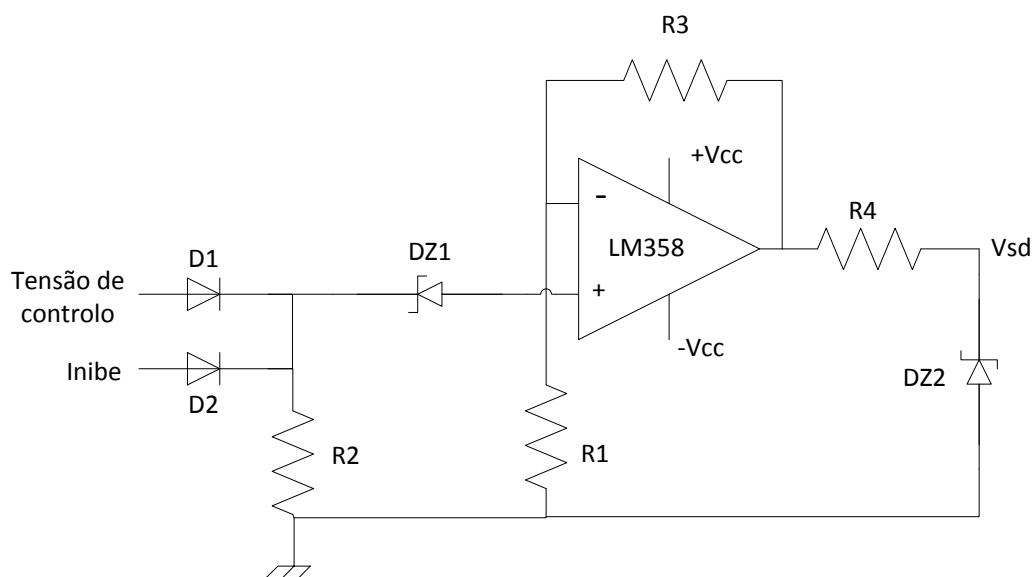


Figura 50 - Esquema circuito controlo do sinal SD do IR2213

Como se tem mais que um sinal para fazer a paragem do IR2213, implementou-se um circuito logico composto pelos díodos D1 e D2 que fazem uma porta lógica OU. Quando um dos sinais o inibe ou a tensão de controlo estiver a 1 (uma tensão superior a 5V limitado pelo DZ1 para garantir que o ruído é filtrado) o circuito seguidor de tensão que tem um ganho tal que irá saturar colocará na sua saída uma tensão de 15V (tensão de alimentação de toda a eletrónica do circuito de potência).

O circuito de controlo bem como o de feedback estão integrados numa placa separada para não haver tanta interferência do circuito inversor, segundo a configuração da figura 51 de forma também a reduzir o tamanho deste circuito.

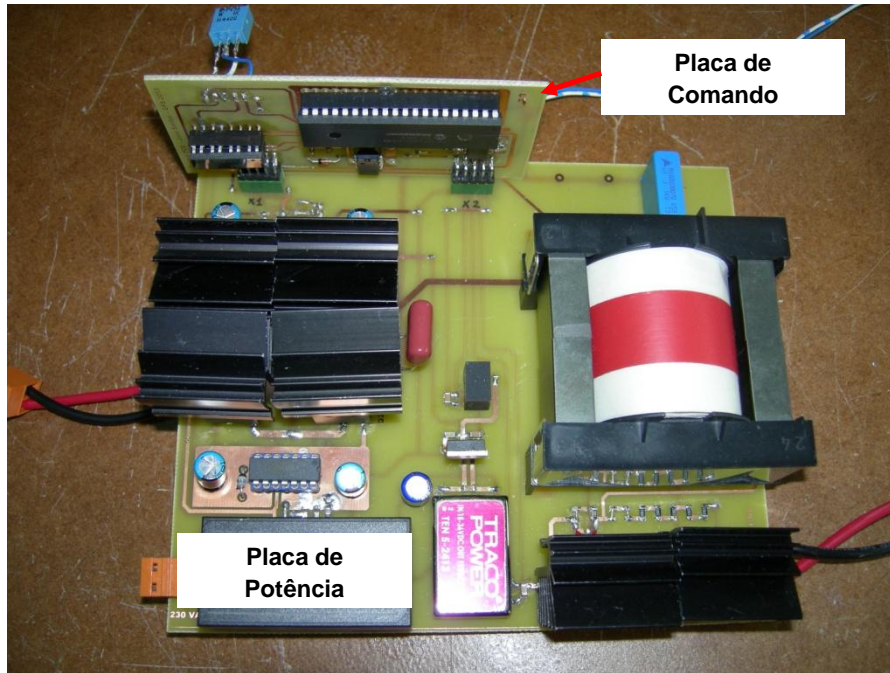


Figura 51 - Placa comando e placa de potência

3.4 Circuito inversor

O circuito inversor não é mais que um conversor DC-AC, isto é converte a tensão contínua do barramento V_B para uma tensão alternada com um valor $\pm V_B$.

Na figura 52 está representado o circuito simplificado do inversor, a fonte de tensão V_B representa a tensão que vem do circuito de compensação do fator de potência. O circuito composto pelo C1 e por L1 é o circuito ressonante da fonte.

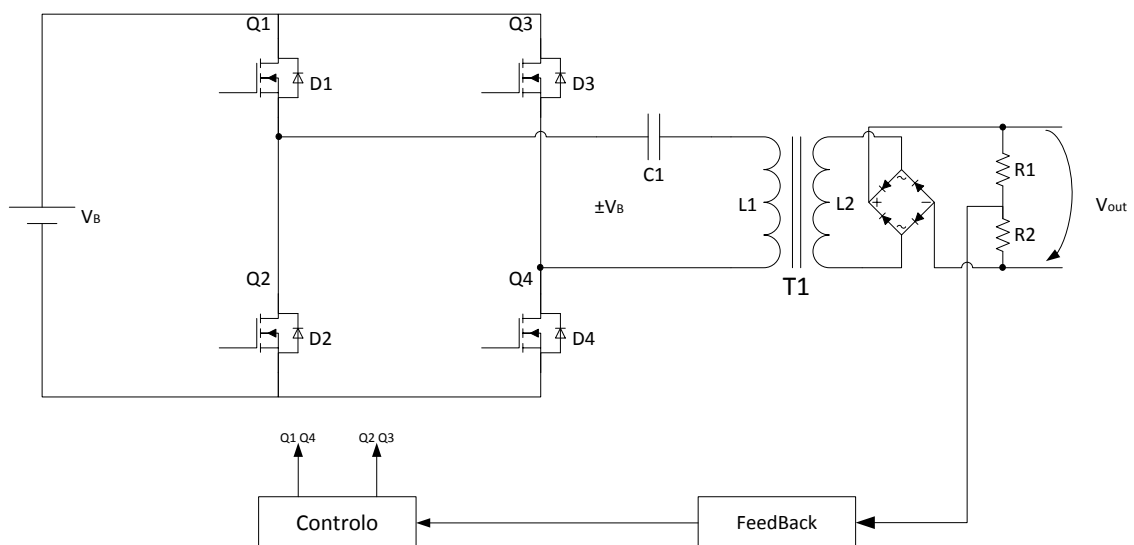


Figura 52 - Esquema simplificado do circuito do inversor

Na saída do transformador existe o retificador de onda completa e ligado de seguida está o divisor de tensão que dará uma amostra da tensão que está aplicada aos condensadores com uma relação de 1:100.

O funcionamento do circuito divide-se por 4 fases.

Fase 1. Q1 e Q4 estão a conduzir, a corrente circula pelo circuito ressonante e é positiva a verde, na saída a tensão é novamente retificada e tem o valor de $3xV_B$. A frequência do sinal PWM para ambos os sinais é 25kHz

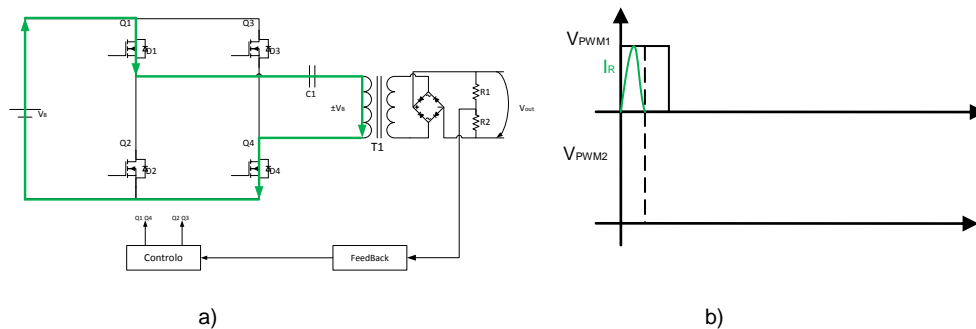


Figura 53 - a) Circuito da corrente no modo 1 de funcionamento, b) sinal de comando da ponte e corrente circuito ressonante

A frequência de ressonância que é dada por,

$$f_r > 2f_c \quad (58)$$

Onde f_c é a frequência de comutação dos interruptores e f_r a frequência de ressonância.

Ao se colocar os dispositivos a funcionar nestas condições, como disse atrás, atinge-se o ponto de funcionamento onde as comutações nos dispositivos são feitas com corrente igual a zero (ZCS - Zero Current Swithing), como se pode ver pela expressão 45.

Fase 2. Quando D1 e D4 estão a conduzir, a corrente do circuito ressonante inverte o sentido figura 54 b). As perdas deste acabam por ser mínimas pois a corrente é muito baixa e a passagem de um estado para outro faz-se como nos MOSFET quando a corrente é zero.

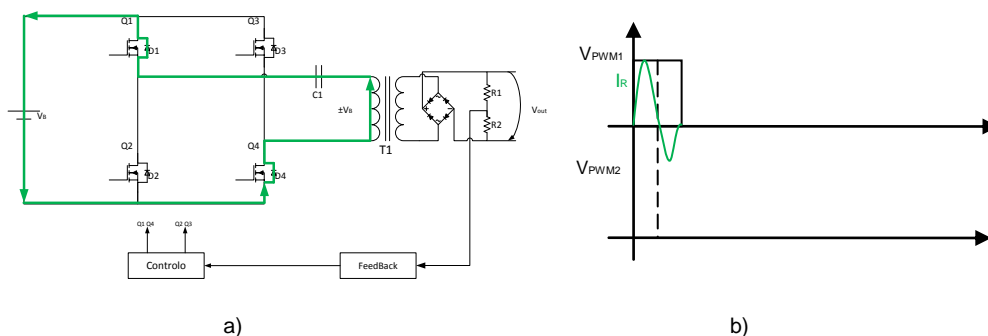


Figura 54 - a) Circuito da corrente na fase 2 de funcionamento, b) sinal de comando da ponte, corrente no circuito ressonante

Fase 3. Quando Q2 e Q3 estão à condução a tensão é agora $-V_B$, e a corrente no circuito ressonante é negativa.

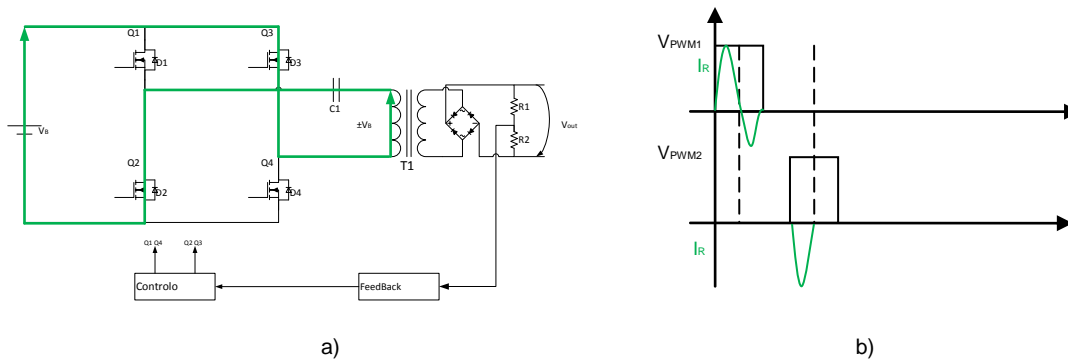


Figura 55 - a) Circuito da corrente na fase 3 de funcionamento, b) sinal de comando da ponte, corrente no circuito ressonante

Fase 4. Quando D2 e D3 estão à condução, a corrente do circuito ressonante passa agora a ter valor positivo

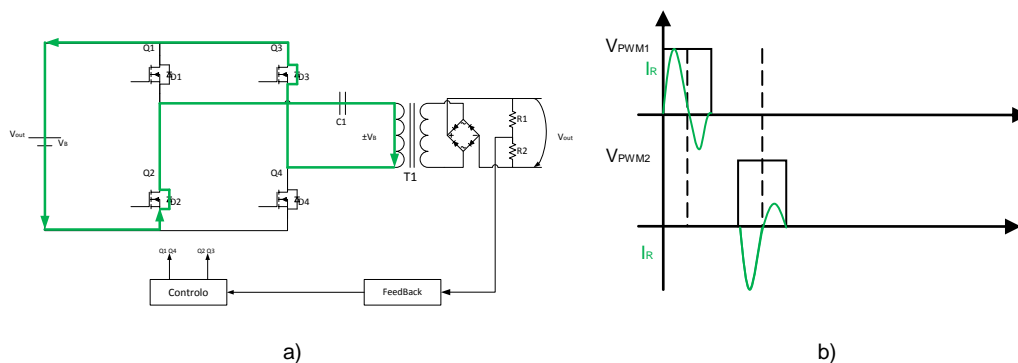


Figura 56 - a) Circuito da corrente na fase 4 de funcionamento, b) sinal de comando da ponte, corrente no circuito ressonante e tensão de saída

Para colocar o inversor a funcionar há que produzir sinais que façam disparar os dispositivos de potência. Normalmente são usados circuitos integrados chamados de *drives*. As *drives* são dispositivos que concentram toda a eletrónica de controlo dos dispositivos de potência e a grande vantagem é que vem tudo num único chip.

Os sinais gerados pelo microcontrolador utilizado vão então para as *drives* e as *drives* é que formatam o sinal com as características desejadas de tensão, tempo e corrente para disparar os dispositivos. Como o inversor tem dois braços são necessárias duas *drives*, cada uma controlará um braço.

Os sinais gerados pelo microcontrolador estão isolados por um opto-acoplador como descrito anteriormente.

A *drive* utilizada neste projeto é a IR2213 da *International Rectifier*. Esta *drive* está preparada para funcionar com dispositivos de alta tensão apresentando uma tensão de isolamento de 1200V, permite funcionar em modo *bootstrap*.

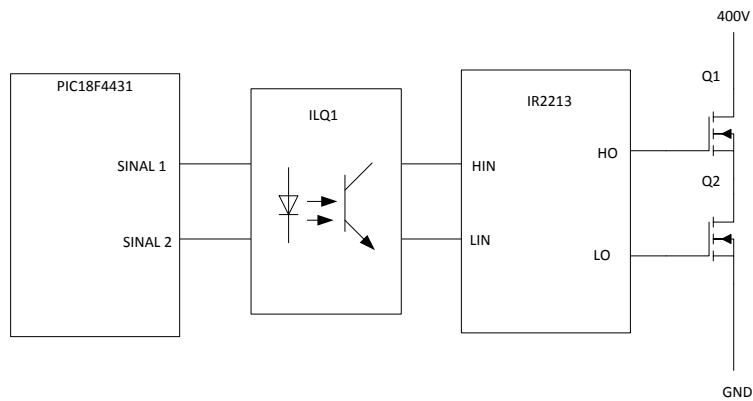


Figura 57 - Esquema simplificado da ligação dos sinais de comando de um braço do inversor

Na figura 57 apresenta-se o esquema simplificado do circuito dos sinais de comando de um dos braços do inversor. O circuito geral é composto por 2 braços, logo os sinais não podem estar ligados da mesma forma, isto é o “SINAL 1” não pode ligar aos dois dispositivos de cima, se não o inversor não funcionará.

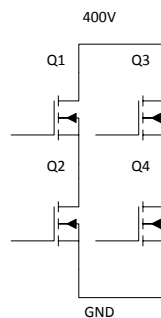


Figura 58 - Identificação dos dispositivos

Na tabela 3 tem-se a relação de como os sinais são ligados.

Tabela 3 - Relação sinais de comando do inversor - dispositivos

Dispositivos	Sinal comando
Q1 e Q4	Sinal 1
Q2 e Q3	Sinal 2

O IR2213 apresenta mais uma entrada para além das alimentações, o porto SD – *ShutDown*.

Esta porta de entrada desliga as saídas da *drive* assim que a tensão suba a VCC. No ponto 3.3.4 apresenta-se o circuito figura 50 que controla esta porta.

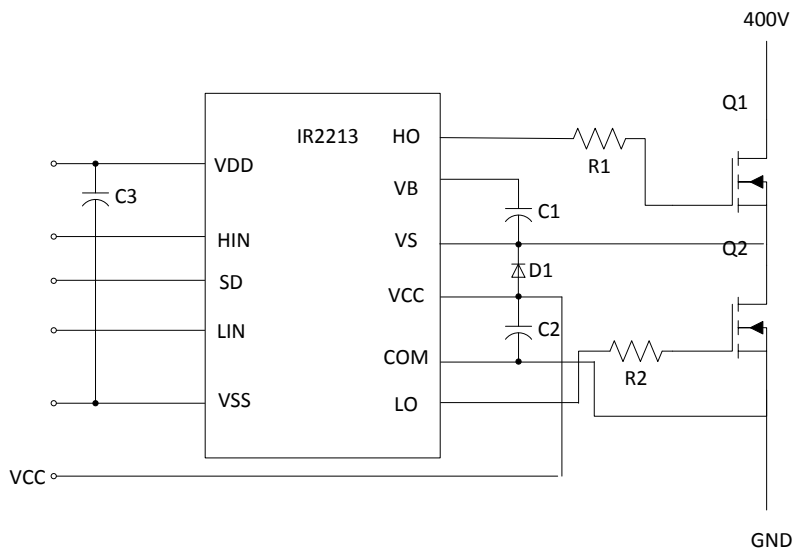


Figura 59 - Diagrama de ligação de um dos IR2213 a um braço com *bootstrap*

Na figura 59 tem-se o esquema de ligação de uma *drive* a um dos braços do inversor. O condensador C1 é o condensador de *bootstrap*, o díodo D1 é utilizado para carregar o C1 com a tensão VCC que é normalmente 15V. Com o condensador C1 assim ligado mesmo que a tensão no ponto intermédio do braço suba a *drive* terá na gate do Q1 a tensão necessária para colocar o Q1 a condução, desde que a tensão o regime de funcionamento faça com que a tensão não baixe de um determinado valor.

Os condensadores C2 e C3 servem para estabilizar a tensão de alimentação.

As resistências R1 e R2 são utilizadas para controlar os tempos de passagem à condução e ao corte dos dispositivos.

4 Dimensionamento

O circuito apresentado foi pensado para apresentar uma tensão de saída de 1000V.

4.1 Dimensionamento do circuito compensação fator potência

Para o circuito PFC considerou-se uma tensão de entrada da rede retificada por um retificador de onda completa. Pretende-se à saída uma tensão de 400V.

A expressão 64 relaciona a potência e a tensão de saída do PFC

$$P_o = V_o I_o \quad (59)$$

A partir de 59 obtém-se a corrente máxima na saída do PFC, considerando uma potência de saída de 1 kW,

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{1000}{400} = 2,5 \text{ A} \quad (60)$$

De acordo com o funcionamento do circuito no momento em que a tensão de entrada V_{in} é aplicada à bobina a corrente irá aumentar linearmente até atingir o seu valor máximo, o tempo que o dispositivo está a conduzir é definido pelo fabricante do integrado de controlo, $t = 20\mu s$

$$I_{L(pico)} = \frac{2\sqrt{2}P_o}{\eta V_{aclm}} = \frac{2\sqrt{2} \times 1000}{0,92 \times 207} = 14,85 \text{ A} \quad (61)$$

Este cálculo é feito assumindo o valor mínimo da tensão de entrada V_{aclm} permitido pelas normas NP50160 que é de 207V, a eficiência é então $\eta = 0,92$ (dados do fabricante).

No tempo deste tempo definido (t_{on}) a corrente atingiu o seu valor de pico e o dispositivo entra ao corte,

$$I_{L(pico)} = \frac{V_{in}}{L} t_{on} \quad (62)$$

Da relação anterior pode-se definir que o tempo de condução do dispositivo é

$$t_{on} = \frac{I_{L(pico)}L}{V_{in}} \quad (63)$$

O cálculo da indutância do primário do circuito é feito a partir de,

$$L_p = \frac{t \left(\frac{V_o}{\sqrt{2}} - V_{aclm} \right) \eta V_{aclm}^2}{\sqrt{2} V_o P_o} = \frac{20 \times 10^{-6} \times \left(\frac{400}{\sqrt{2}} - 207 \right) \times 0,92 \times 207^2}{\sqrt{2} \times 400 \times 1000} = 105,71 \mu H \quad (64)$$

A leitura da corrente é feita através da resistência R_9 do circuito da figura 39, o cálculo da resistência é dada por

$$R_9 = \frac{V_{CS}}{I_{Lpico}} = \frac{0.5}{14,85} = 33,67m\Omega \quad (65)$$

O valor de V_{CS} (*tensão current sense*) é definido em 0,5V pelo fabricante.

A partir da expressão que dá a tensão do multiplicador, calcula-se o valor de R_5 e R_3

$$V_M = \frac{V_{ac}\sqrt{2}}{\frac{R_5}{R_3} + 1} \Leftrightarrow \frac{R_5}{R_3} = \frac{V_{ac}\sqrt{2}}{V_M} - 1 = \frac{230 \times \sqrt{2}}{3} - 1 = 107,42 \quad (66)$$

Então e atribuindo um valor a $R_5 = 2M\Omega$ teremos,

$$R_3 = \frac{2 \times 10^6}{107,42} = 18,62k\Omega \quad (67)$$

4.2 Dimensionamento do inversor

Os cálculos aplicados ao inversor são principalmente para o circuito ressonante. A bobina do circuito ressonante é realizada com as indutâncias de fuga do transformador utilizado para elevar a tensão.

Um dos pontos que ficou logo definido foi a frequência do circuito 25kHz com um *duty cycle* de 45% e um sinal ajustado ao centro.

Como se pretende uma tensão de saída de 1000V e a tensão de entrada do inversor é de 400V a relação de transformação é de 2,5. Mas este valor ficaria muito justo, e devido a perdas nos circuito seria quase impossível de se atingir o valor pretendido na saída. Optou-se então por definir um limite de 1200V, que dá uma relação de 3.

4.2.1 Dimensionamento do transformador

Para os transformadores de alta frequência utilizam-se núcleos de material ferro magnéticos que normalmente apresentam baixas perdas por corrente de Foucault a altas frequências e têm alta resistividade.

O tipo de núcleo escolhido para o transformador foi o ETD59, porque tem as dimensões necessárias para o número de espiras a colocar com um tipo de material 3C90.

Tabela 4 - Dados do transformador

A_L [mm ²] – Área mínima	360
A_W [mm ²] – Área para enrolamento	366
L_W [mm ²] – Comprimento mínimo do enrolamento	41,2

Então o número de espiras do primário é dado por (considerando a equação 68 e 69),

$$N_1 = \frac{V_1 \delta}{A_{min} B_{max} f_{req}} \quad (68)$$

Como $\delta = \frac{t_{on}}{T}$ e $T = \frac{1}{f_{req}}$

Fica,

$$N_1 = \frac{V_1 t_{on}}{A_{min} B_{max}} = \frac{400 \times 16 \times 10^{-6}}{360 \times 10^{-6} \times 0,2} \approx 89 \text{ espiras} \quad (69)$$

Para o cálculo do número de espiras do secundário com a relação de transformação tem-se,

$$\frac{N_2}{N_1} = n \Leftrightarrow N_2 = N_1 n = 89 \times 3 = 267 \text{ espiras} \quad (70)$$

Admite-se $B_{max} = 0,2T$, considerando os dados do fabricante e um fator de segurança.

O valor medido para o transformador depois de construído apresentou os seguintes valores, enrolamento do primário L_p 44.10mH, secundário L_s 420.8mH, as indutâncias de fuga do primário (com o secundário em curto-circuito) L_{pf} 74,92 μ H e do secundário (com o primário em curto-circuito) L_{sf} 723.5 μ H.

4.3 Circuito ressonante

Sendo que a frequência do circuito ressonante é dada por,

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (71)$$

e que

$$f_r > 2f_c \quad (72)$$

Então pode-se escrever e como a indutância utilizada no circuito ressonante é a do transformador e que corresponde a indutância de fugas, fica,

$$C = \frac{1}{(2\pi)^2 f_r^2 L_{pf}} = 135nF \quad (73)$$

Como o valor mais próximo existente em laboratório era de 100nF utilizou-se esse, temos então que a nova frequência de ressonância é

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{74.92 \times 10^{-6} \times 100 \times 10^{-9}}} = 58kHz \quad (74)$$

Continua-se a manter a relação de $2f_c$.

Para se verificar se a capacidade da carga C_c influencia o circuito ressonante, faz-se os cálculos com essa capacidade vista do primário, dado por,

$$C'_c = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 C_c \quad (75)$$

Como esta carga vista no primário está em série com a capacidade do circuito ressonante C_r , tem-se que a carga equivalente fica,

$$C_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{C_r} + \frac{1}{C'_c}} \quad (76)$$

Como C'_c é muito maior que C_r o seu valor é desprezável não influenciando quase nada no circuito ressonante, logo pode-se ligar quase todo o tipo de capacidades na carga que o circuito mantém a ressonância definida.

Esta montagem está protegida contra curto-circuitos na carga porque o valor da impedância do circuito ressonante não varia.

A corrente máxima de ressonância i_r é dada por,

$$i_r = \frac{V}{Z_r} \quad (77)$$

Onde Z_r é a impedância do circuito ressonante que é calculo por,

$$Z_r = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{74,94 \times 10^{-6}}{100 \times 10^{-9}}} = 27,4\Omega \quad (78)$$

Então a corrente é,

$$i_r = \frac{400}{27.4} = 14,6A \quad (79)$$

Nos resultados experimentais a corrente por vezes é ligeiramente superior, isto verifica-se porque no início da carga do condensador este comporta-se como um curto-circuito e porque a capacidade depende da frequência e como o condensador está descarregado o valor da frequência de ressonância varia. Verifica-se com a evolução temporal que a medida que o condensador carrega a corrente ressonante passa a ter o comportamento desejado.

A partir da corrente do circuito ressonante podem-se calcular as perdas nos MOSFET do inversor.

Como o circuito foi dimensionado para comutações com corrente igual a zero, as perdas por comutação são dadas por,

$$P_C = V_{CC} I_C \frac{t_r + t_f}{T} = 400 \times 0 \times \frac{(20 + 30) \times 10^{-9}}{40 \times 10^{-6}} = 0W \quad (80)$$

As perdas por condução são,

$$P_{Condução} = V_{ce} I_C \frac{t_{on}}{T} = 0,19 \times 14,6^2 \times \frac{16 \times 10^{-6}}{40 \times 10^{-6}} = 17,1W \quad (81)$$

Então as perdas totais no dispositivo são

$$P_{Totais} = P_C + P_{Condução} = 0 + 17,1 = 17,1W \quad (82)$$

Para calcular o dissipador adequado temos,

$$R_{ha} = \frac{T_{jmax} - T_{amb}}{P_{Totais}} - R_{jc} - R_{ch} \quad (83)$$

Onde, R_{ha} é a resistência térmica do dissipador-ar, R_{jc} junção-involucro, R_{ch} involucro-dissipador. Como R_{ch} não foi disponibilizado pelo fabricante, assumindo $0,1^\circ C/W$ para material térmico, tem-se

$$R_{ha} = \frac{150 - 40}{17,1} - 0,36 - 0,1 = 5,97 \text{ } ^\circ C/W \quad (84)$$

O dissipador apresenta uma resistência térmica de $6,26^\circ C/W$, o que não será suficiente para dissipar a potência gerada. Optou-se por instalar um sistema

com convecção forçada para dissipar de maneira mais eficiente a potência gerada nos dispositivos semicondutores de potência.

Com este dissipador passa-se a ter uma temperatura de junção de 170°C, que pelo *datasheet* do fabricante o dispositivo não suporta. Na prática não se verificou esta situação pois o sistema não está em funcionamento contínuo. Solução poderá passar pela escolha de outro dispositivo ou dissipador.

4.3.1 Circuito de feedback e comparador

A leitura da tensão de saída da fonte é feita por um divisor de tensão resistivo. Pretende-se que 1000V equivalha a 10V logo a relação é de 1:100.

$$V_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_n} V_1 \quad (85)$$

Se R_n for 1MΩ e R_1 10kΩ a relação de 100 mantém-se.

Então a corrente máxima i_L nesse ramo é

$$i_L = \frac{V_1}{R_n + R_1} = 0,99mA \quad (85)$$

Com uma potência dissipada de

$$P_{R_n} = i_L^2 \times R_n = 980mW \quad (87)$$

Como se pretende utilizar componentes o mais compactos possível e resistências de potência têm sempre um tamanho muito superior, optou-se por utilizar mais do que uma resistência para a malha de leitura, neste caso 5.

Então fica

$$R_n = 5 \times 200 k\Omega = 1M\Omega \quad (88)$$

Mas agora a potência dissipada em cada resistência é de,

$$P_{R_n} = i_L^2 \times R_n' = (0,99 \times 10^{-3})^2 \times 200 \times 10^3 = 196mW \quad (89)$$

Assim pode-se utilizar resistências de ¼ de watt que são as mais comuns no mercado.

O sinal aqui obtido vai para o circuito de controlo da tensão de saída. Como descrito em 3.3.3 o circuito é executado com um comparador.

Da análise do circuito obteve-se as seguintes equações que dão os pontos de basculamento da histerese.

Se $V_0 = V_{CC}$ para passar $V_0 = -V_{CC}$ tem-se,

$$V_i < \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_{ref} - \frac{R_1}{R_2} V_{CC} \quad (90)$$

Se $V_0 = -V_{CC}$ para passar $V_0 = V_{CC}$ tem-se,

$$V_i > \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_{ref} \quad (91)$$

Estes são os pontos de basculamento da histerese.

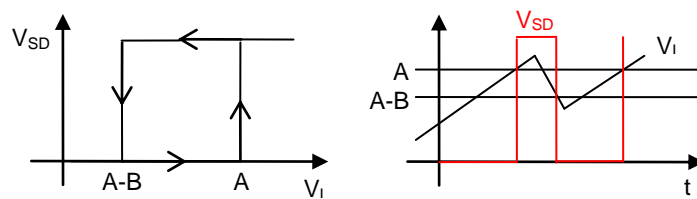


Figura 60 - Diagrama da histerese e diagrama temporal da evolução da tensão de saída com o sinal de comando

Onde $\frac{R_1 + R_2}{R_2} V_{ref} = A$ e $\frac{R_1}{R_2} V_{CC} = B$. Atribuindo valores a $R_1 = 10k$ e $R_2 = 1M$ obtém-se as tensões de mudança de estado.

Se $V_{ref} = 6V$ o que indica uma tensão nos condensadores de 600V o valor do ponto A é $A=6,06V$ e $A-B=5,91V$.

É nesta janela que o circuito comparador atuará para controlar a tensão de saída.

5 Simulações

Para facilitar a compreensão do circuito, foram criados modelos dos circuitos propostos para se compreender o seu funcionamento e simular situações de avarias e ver como reage a alterações de configuração do mesmo. Para tal foi utilizado o *Orcad Capture 16.0.0* e *PSpice Plugin 16.0.0*.

5.1 Circuito do inversor

A simulação por partes dos circuitos da fonte de carga de condensadores, permitirá ter uma visão mais pormenorizada do comportamento de cada circuito.

5.1.1 Circuito simplificado do inversor

O circuito inversor da figura 61 é um modelo simplificado do da fonte sendo que a carga a ele ligado é mais complexa, mas este modelo permitirá verificar o funcionamento base de um inversor.

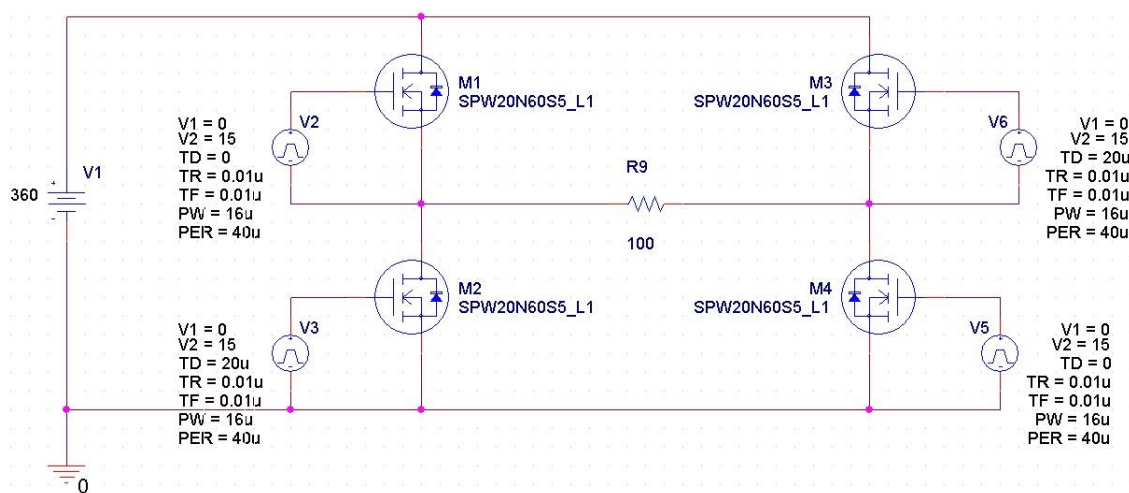


Figura 61 - Circuito simplificado do inversor, carga resistiva

O circuito é composto pelos dispositivos de comutação M1 a M4 (MOSFET) os sinais de controlo V2 a V5 como carga uma resistência R9 de 100 ohm.

Os sinais aqui produzidos têm uma frequência de 25kHz com um *duty cycle* de 45%.

A resposta deste circuito é apresentada na figura 62. A tensão máxima na carga é o valor da fonte DC V1.

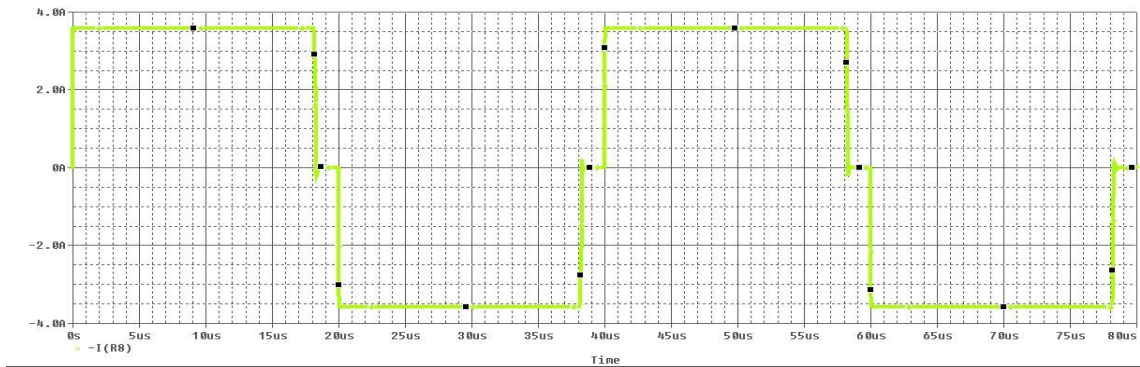


Figura 62 – Tensão na carga ligada ao inversor

O valor medio da tensão deste circuito deve ser de 0V, o que na prática é difícil de garantir.

A corrente deste circuito é dada por,

$$I_{R9} = \frac{V_{R9}}{R_9} \quad (92)$$

5.1.2 Circuito do inversor com carga capacitiva

Na figura 63 apresenta-se o circuito que representa o circuito a implementar. No circuito simulado e como se verifica pela figura 63 não se utilizou o transformador uma vez que torna a simulação mais complexa e a sua função é de isolamento e de elevar a tensão. Em princípio os elementos parasitas mais importantes do transformador estão representados na malha ressoante.

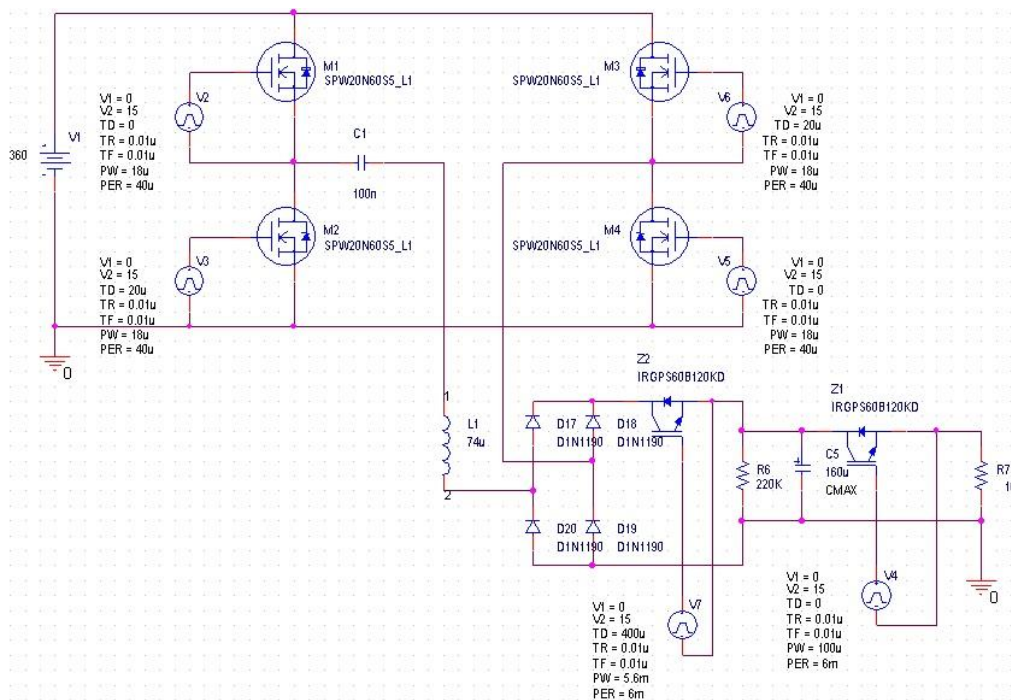


Figura 63 - Circuito completo do inversor com carga capacitiva

Os dados da simulação são os seguintes:

- Carga - $160\mu\text{F}$
- Capacidade do circuito ressonante C_r 100nF
- Indutância do circuito ressonante L_r $74\mu\text{H}$
- Frequência de comutação f_c 25kHz

Nas figuras seguintes apresentam-se a resposta do circuito ressonante.

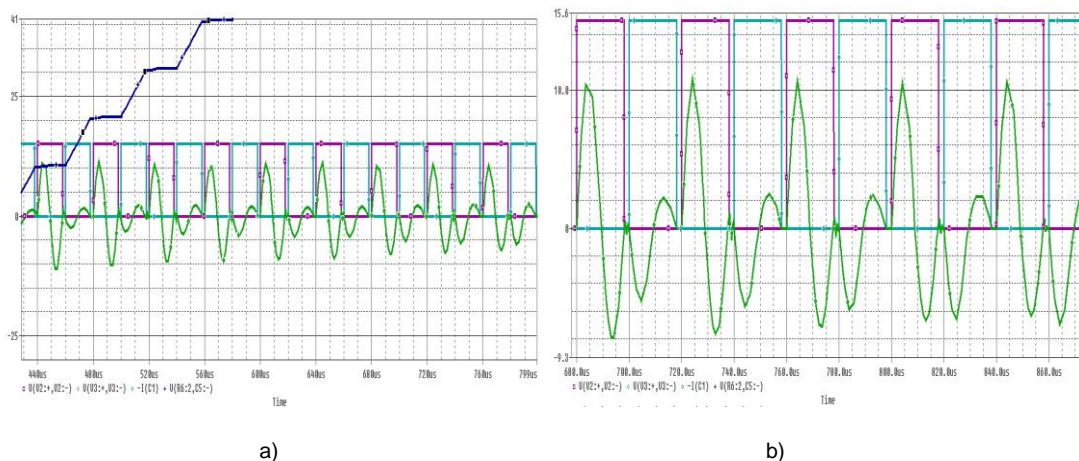


Figura 64 - Sinal de comando do inversor (azul e violeta), corrente do circuito ressonante i_r (verde) tensão no condensador de carga (azul escuro)

Na figura 64 a) tem-se o início do ciclo de carga, em b) um ponto intermédio.

Como foi calculado no dimensionamento a corrente terá um valor máximo cerca de 15A. Este valor irá variar um pouco porque e como foi explicado anteriormente no início da carga o condensador é um c.c. e a impedância do circuito ressonante varia. Esta situação verifica-se apenas por alguns instantes. Em outras simulações com outras indutâncias no circuito ressonante esta situação é mais visível.

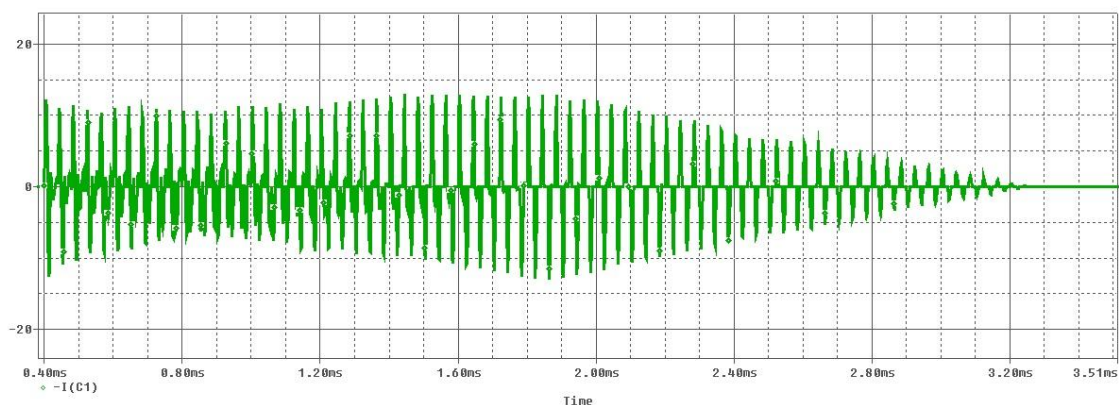


Figura 65 - Corrente do circuito ressonante num ciclo de carga do condensador

Na figura 65 verifica-se que no fim da carga do condensador o valor da corrente baixa significativamente, isto acontece porque à medida que o condensador fica carregado a sua impedância aumenta.

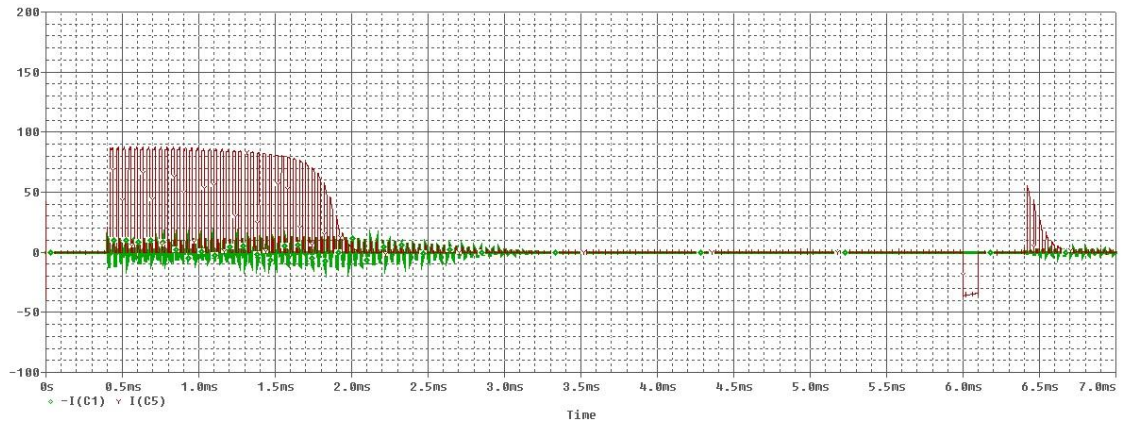


Figura 66 - Corrente de carga do condensador da carga (violeta) e do circuito ressonante (verde)

A corrente do circuito ressonante é coincidente com a corrente que carrega o condensador, figura 66. Se este não carrega mais não há corrente no circuito ressonante.

Na figura 67 simulou-se a carga completa do condensador, com uma descarga parcial ao fim de 16ms, e de seguida a carga do condensador até ao valor máximo. A corrente necessária para carregar o condensador depois da descarga parcial é muito inferior à inicial, mas igual a fase final da 1ª carga.

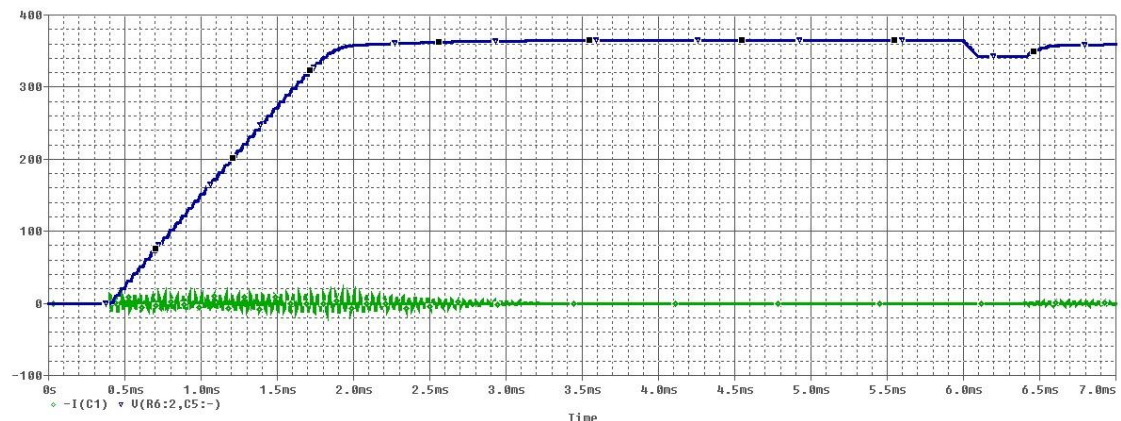


Figura 67 - Ciclo de carga completo com descarga parcial ao fim de 16ms e respectiva carga, corrente do circuito ressonante

O circuito PFC não foi simulado porque o fabricante não fornece todos os dados para esse fim.

6 Resultados experimentais

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais mais importantes dos circuitos apresentados e simulados.

6.1 Circuito de compensação do fator potência

Os ensaios aqui apresentados foram realizados com o circuito ligado a um autotransformador para regular a tensão de entrada de maneira a que esta fosse subindo de maneira progressiva. A relação de transformação da sonda de corrente é de 100mV / 1A, a experiencia foi realizada com o circuito PFC ligado a uma carga resistiva. Assim conseguiu-se ter um funcionamento contínuo do conversor para se poder analisar o seu funcionamento.

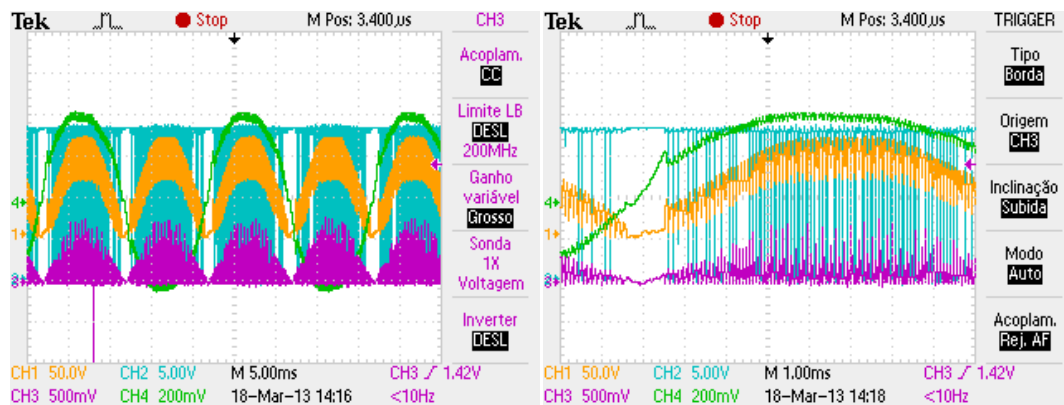


Figura 68 – Formas de onda do circuito PFC ligado a um auto-transformador 120Vac, ligado isoladamente a uma carga resistiva, Corrente da rede (verde), Amostra da corrente que percorre o indutor do circuito (violeta), Tensão no condensador C2 de entrada do circuito (figura40) (amarelo), Sinal de comando do MOSFET (azul)

A figura 69 é o resultado do circuito PFC ligado diretamente à rede elétrica com uma carga resistiva ligado a ele.

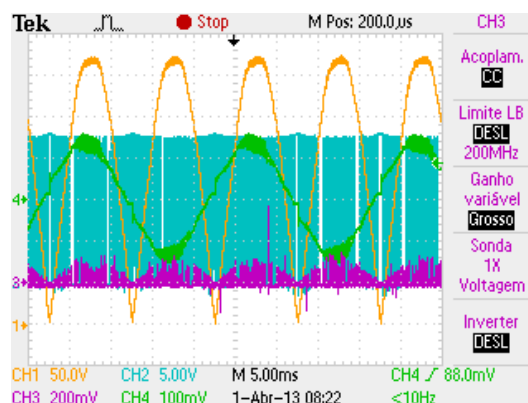


Figura 69 - Formas de onda do circuito PFC ligado diretamente à rede 230Vac, ligado isoladamente a uma carga resistiva, Corrente da rede (verde), Amostra da corrente que percorre o indutor do circuito (violeta), Tensão retificada no condensador C2 da entrada do circuito (figura40) (amarelo), Sinal de comando do MOSFET (azul)

Como foi descrito na parte teórica, a corrente que percorre a bobina acompanha a frequência da rede, pelo sinal de tensão que é retificada. Os picos de corrente formam assim um sinal que se assemelha a uma meia senoide, esta condição levará a que a corrente de entrada (rede) tenha forma sinusoidal.

O resultado experimental deste circuito segue o que é apresentado na parte teórica.

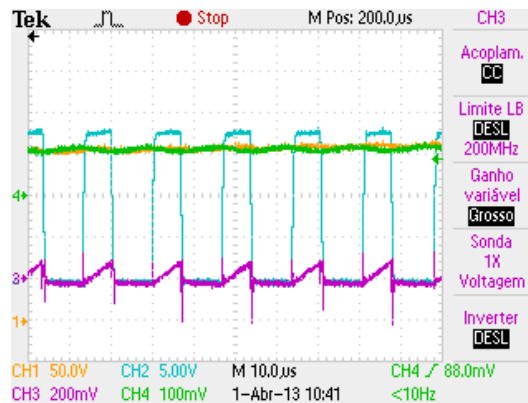


Figura 70 – Sinal de comando do MOSFET (azul), Corrente no indutor quando MOSFET está à condução (violeta), Corrente da rede (verde), Tensão no condensador C2 (amarelo)

Na figura 70 não se compreende a forma da corrente (verde) nem da tensão (amarelo) por causa da resolução em que se está. Serve esta figura para se ver a forma de onda da corrente na bobina e como foi discutido na teoria, a corrente tem uma evolução linear até o dispositivo entrar ao corte.

De seguida apresenta-se o resultado do circuito PFC ligado diretamente à rede elétrica 230Vac e a alimentar o inversor que está ligado a uma carga capacitiva de 160µF.

Estes resultados foram obtidos com os circuitos todos ligados.

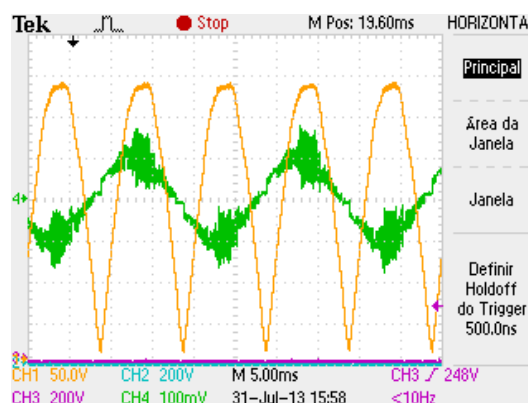


Figura 71 - Formas de onda do circuito PFC ligado diretamente à rede 230Vac a alimentar o circuito do inversor que tem uma carga capacitiva de 160µF, Corrente da rede (verde), Tensão retificada no condensador C2 da entrada do circuito (figura40) (amarelo)

Verifica-se que a corrente não está completamente sinusoidal. Isto acontece porque o circuito do inversor já estava em modo de manutenção, isto é, só estava a manter a tensão nos condensadores devido a fugas parasitas ou a pequenas descargas. O que este modo de funcionamento provoca é que não existe quase corrente a ser fornecida à carga, então o sinal que é retificado (amarelo) começa a se deformar figura 72, o que leva a que o sinal de referência para a corrente esteja deformado então a corrente vai ficar deformada.

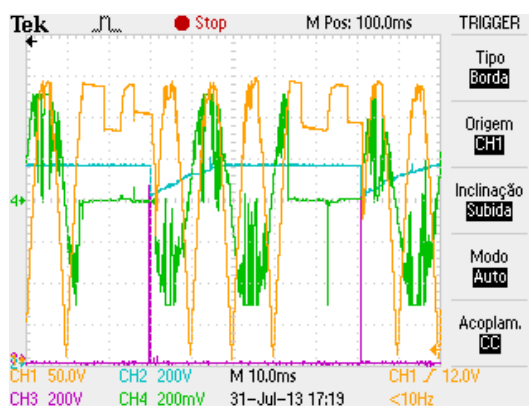


Figura 72 – Deformação do sinal a amarelo que dá referência sinusoidal ao controlo do PFC, porque a carga deixou de consumir corrente por estar no seu valor máximo (azul)

Verifica-se que quando há descarga parcial (devido ao valor da carga ligada ao condensador não ser suficiente para uma descarga completa) do condensador a tensão que serve de referência passa a acompanhar um sinal de referência sinusoidal o que leva a que a corrente passe a ser sinusoidal novamente.

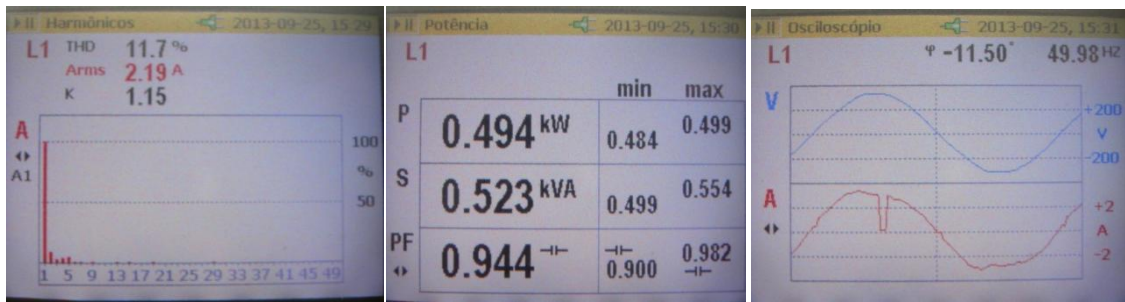
Tabela 5 - Resultados experimentais do circuito PFC

Potência de saída	Tensão de entrada	Tensão de saída	FP	THD (corrente)
150 W	230 V	375 V	0,92	14,3%
1000 W	230 V	375 V	0,982	18,4%
Carga capacitiva	230 V	375 V	0,944	11,7%

*Estes resultados foram tirados com um Fluke 1735 Power Logger Analyst

Os resultados apresentados na tabela 5 são referentes a uma carga resistiva para os 2 primeiros casos e para uma carga variável ligado a uma CCPS de 1kW que alimenta um sistema de potência pulsada com uma carga capacitiva de 160µF 1000V.

Pode-se verificar pela figura 73 a) que a corrente da fundamental tem 2,19A para uma potência de aproximadamente 500W figura 73 b), de acordo com a norma a 1ª harmónica não poderá exceder os 2,3A, o que se verifica.

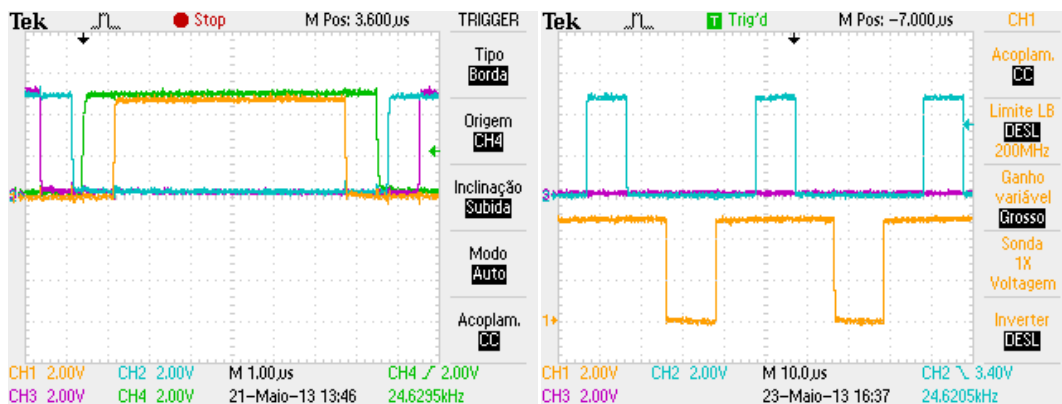


a) b) c)
Figura 73 - Resultados do último ensaio registado na tabela

6.1.1 Circuito de comando

Como foi descrito o circuito de comando é o responsável pela geração dos sinais, o comando é feito com o auxílio de um microcontrolador PIC18F4431.

Como foi explicado os sinais estão todos sincronizados com o *clock* do PIC. Na figura 74 a) temos um exemplo de 2 sinais e os respetivos complementares criados pelo PIC. O desalinhamento aparente deve-se aos tempos mortos introduzidos que têm diferentes valores. (em 74 a) amarelo e verde sinal de impulso a azul e violeta os respetivos complementares, em 74 b) a azul sinal de controlo de um dos braços a amarelo o sinal complementar de controlo do 2 braço)



a) b)
Figura 74 – Sinais gerados pelo PIC

O passo seguinte foi configurar 2 sinais alinhados pelo centro figura 74 b) com um *duty cycle* máximo de 45%. Assim garantimos que nunca existirá sobreposição dos sinais. De seguida é utilizar o complementar de um dos sinais para se obter 2 sinais alinhados pelo centro com *duty cycle* máximo de 45%.

Na figura 75 apresenta-se o resultado obtido.

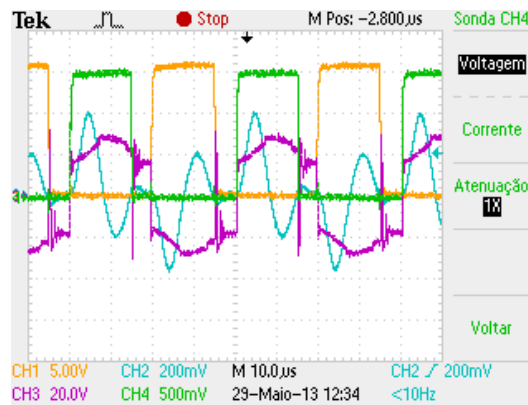
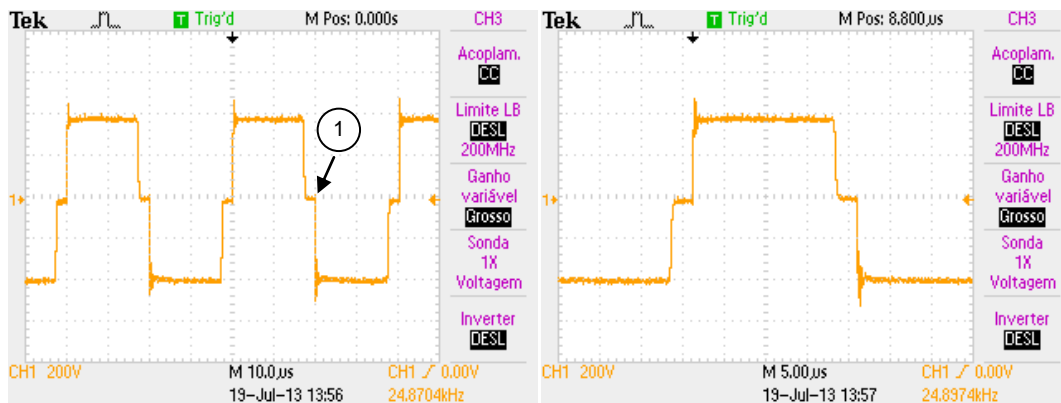


Figura 75 - Sinais gerados pelo PIC para controlo do inversor (verde e amarelo), frequência de 25kHz com *duty cycle* de 45%

6.2 Circuito inversor

A partir dos sinais gerados pelo circuito de comando ponto 6.2 obtêm-se uma tensão há saída do inversor como se demonstra na figura 76. Como foi simulado obtêm-se um tempo morto em cada condução da ponte (ref. 1 figura 76 a)).



a) b)
Figura 76 -Tensão no inversor com carga resistiva

O circuito de comando e controlo tem também a parte do feedback da tensão de saída. Este circuito não foi simulado mas o seu funcionamento foi registado. Na figura 77 apresenta-se o estado de condução dos dispositivos. Dividindo a figura em duas zonas, quando está a carregar zona 1 o sinal de saída do comparador mantém-se em zero. Quando a leitura da tensão de saída é igual ou superior à tensão de referência, a saída do comparador passa a 1 o que faz desligar as *drives* e assim parar a carga dos condensadores zona 2.

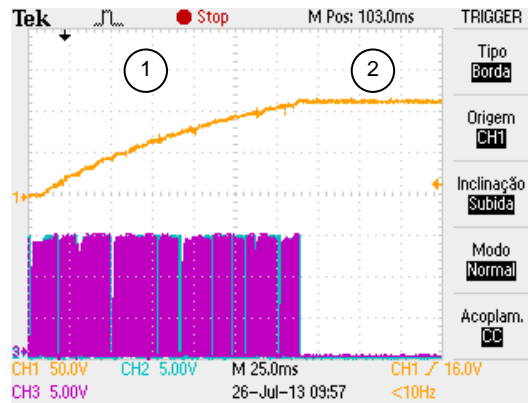


Figura 77 - Tensão de saída da fonte (amarelo) e sinais de comando dos dispositivos (violeta/azul)

6.2.1 Circuito ressonante

Como foi explicado o objetivo de utilizar um circuito ressonante serve para transferir a energia de uma maneira mais eficiente de uma fonte para uma carga.

Na figura 78 tem-se a respostas do circuito

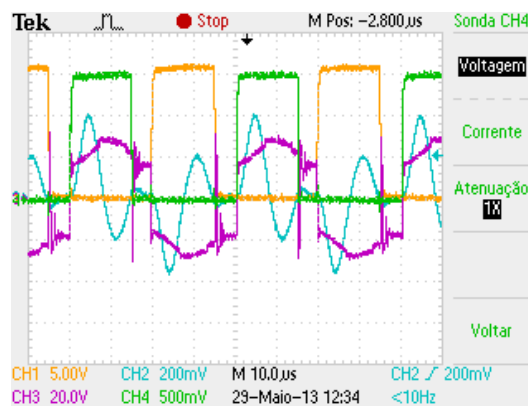


Figura 78 - Respostas do circuito ressonante, sinais de comando dos braços do inversor (verde e amarelo), tensão nos terminais do circuito inversor (violeta), corrente ressonante (azul)

Como foi explicado, quando a frequência de ressonância é superior a duas vezes a frequência de comutação, tem-se um circuito ressonante. Como se pode ver pela figura e como foi obtido nas simulações a corrente do circuito é sinusoidal e coincidente com a comutação dos dispositivos, isto permitira uma comutação com corrente zero o que irá baixar substancialmente as perdas.

Nos cálculos e simulações efetuadas verificou-se que a corrente máxima no circuito ressonante é aproximadamente de 15A.

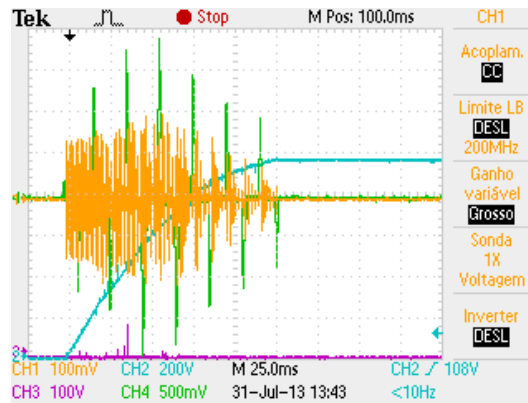


Figura 79 - Corrente de carga (amarelo), Tensão na carga (azul)

Relação da sonda de corrente, 10mV/1A.

Verifica-se que a corrente é aproximadamente 15A como nas simulações. Quando se aproxima do final da carga e como na simulação a corrente decresce.

Pode-se validar assim o modelo matemático elaborado bem como o modelo de simulação criado.

6.3 Tensão de saída da fonte

A figura 80 apresenta um ciclo de carga completo de 0V a 1000V de um condensador com 160µF. Comparando esta curva com o que se obteve na simulação verifica-se um tempo de carga muito superior. Mesmo assim verifica-se uma semelhança nas duas curvas de carga.

A expressão 93 indica a potência de carga em J/s,

$$P_{carga} = \frac{C_L V_{objetivo}^2}{2t_{carga}} = \frac{160 \times 10^{-6} \times 1000^2}{2 \times 150 \times 10^{-3}} = 533,33 J/s \quad (93)$$

A potência média da fonte é dado por,

$$P_{média} = \frac{1}{2} C_L V_{objetivo}^2 f_{carga} = \frac{1}{2} \times 160 \times 10^{-6} \times 1000^2 \times 7 = 560 W \quad (94)$$

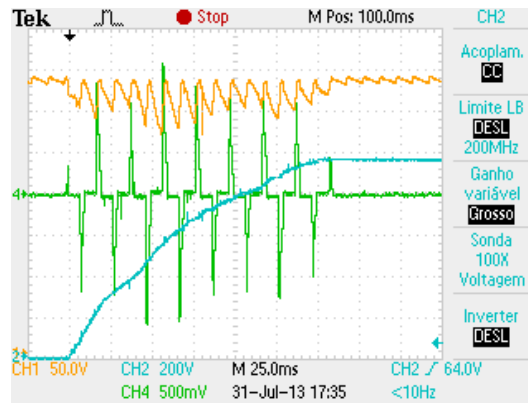


Figura 80 - Carga do condensador de 160µF

Como já foi descrito anteriormente durante a manutenção a corrente da rede não irá ser sinusoidal, sendo uma característica destes circuitos que funcionam melhor para maiores valores de potência, como se pode ver na figura 81.

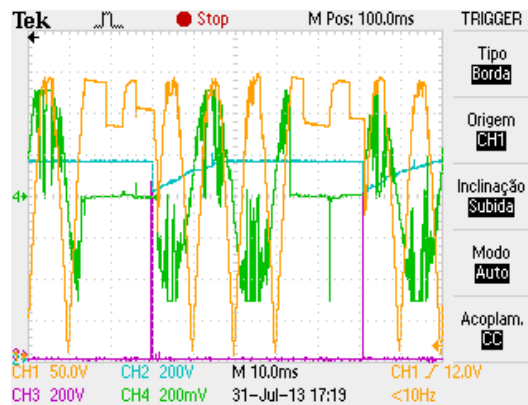


Figura 81 - Descarga parcial do condensador, carga e manutenção

7 Conclusões

Neste trabalho abordou-se a temática das fontes de carga de condensadores com compensação do fator potência.

Foi construída uma fonte de carga de condensadores com sucesso que permite a carga de vários tipos de capacidade com uma tensão máxima de 1000V.

Os cálculos efetuados e simulações realizadas foram validados pelos resultados experimentais, o que permitira simular situações específicas ou defeitos para prever o comportamento do circuito e poder fazer alterações sem ter que danificar material.

Dos resultados experimentais verifica-se que o tempo de carga dos condensadores é 150 ms o que mostra uma potência de 560W.

Um dos objetivos deste trabalho era a fonte ser implementada com compensação do fator potência, o que foi atingido, como se pode constatar pelos resultados experimentais a corrente da rede passou a ter uma forma sinusoidal, garantido assim o aumento da eficiência da fonte.

De forma a reduzir as perdas nos dispositivos semicondutores de potência e reduzir o ruído eletromagnético gerado nas comutações, aproveitando os elementos parasitas do transformador de alta frequência, foi usado um esquema de comutação de ZCS.

Verificou-se que controlando a frequência do circuito ressonante, e com a implementação dos sinais no PIC, que se podem alterar facilmente para programar outras frequências, a versatilidade do circuito está garantida.

No futuro prevê-se a implementação de todos os sinais de controlo no microcontrolador, ficando este a carga de controlar também a temperatura na fonte.

Pretende-se implementar a fonte com controlo por *modbus* para poder ser instalada a nível industrial, e poder ser configurada e controlada remotamente.

8 Bibliografia

- [1] Bhag S. Guru, Hüseyin R Hiziroglu “*Electric Machinery and Transformers*”, Third Edition 2001LI
- [2] “*Ferrites and accessories General – Definitions*”, Epcos, September 2006
- [3] A.E. Fitzgerald, Charles Kingsley, J.R. Alexander Kusko “*Máquinas Elétricas*”, McGraw Hill, 1975
- [4] Marcio Brumatti – Centro Federal de Educação Tecnológica do Espírito Santo - “*Eletrônica de Potência*” Automação industrial, 2005
- [5] Matt Williams, TE Circuit Protection, www.te.com “*Hot Topic: Prevent Thermal Runaway Damage in Power Electronic Systems*”
<http://www.ecnmag.com/articles/2011/08/hot-topic-prevent-thermal-runaway-damage-power-electronic-systems> ,08/04/2011
- [6] http://en.wikipedia.org/wiki/Thermal_runaway
- [7] Porfírio Cabeleiro Cortizo, “*Fontes de alimentação c.c.-c.a*” Grupo de Eletrônica de Potência da UFMG
<http://www.docstoc.com/docs/116250443/comando-igbtppt>
- [8] Abdus Sattar, IXYS Corporation “*Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) Basics*” IXAN0063
- [9] Dr. Dusan Graovac, Marco Pürschel “*IGBT Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters*”, Application Note, V 1.1, January 2009
- [10] Microchip, “*PIC18F2331/2431/4331/4431 Data-Sheet*”
- [11] International Rectifier “*IR2213 High and Low Side Driver*”
<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/ir2213.pdf>
- [12] On Semiconductor, “*MC33262 Power Factor Controllers*”,
http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/MC34262-D.PDF
- [13] Frank Cathell On Semiconductor, “*AND8179/D Using critical conduction mode for high power factor correction*”, Rev. 0, October

- [14] J. A. Pomilio “*Electronica de Potência – Cap. 3*”, DSCE-FEEC-UNICAMP, 2009, pp.3-4 a 3-7

- [15] European Power SUPPLY Manufacturers Association “*Harmonic Current Emissions Guidelines to the standard EN 61000-3-2*” Revision Date: 2010-11-08

- [16] Aaron C. Lippincott, Robert M. Nelms “*A Capacitor Charge Power Supply Using a Serires-Resonant Topology, Constante On-Time/Variable Frequency Control, and Zero-Current Switching*”, IEEE transactions on industrial electronics, vol.38 no. 6, December 1991

- [17] Luís S. S. Redondo “*Apontamentos sobre Semicondutores de Potência para Engenharia Electrotécnica*” Março 2008

- [18] Infineon “*Cool MOS™ Power Transistor*”, Data-Sheet