

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Gas Water Heater Fan Power Driver Implementation

Victor Hugo Rocha Costa

VERSÃO FINAL

Dissertação realizada no âmbito do
Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
Major Automação

Orientador: Prof. Dr. Adriano da Silva Carvalho
Coorientador: Eng. Dr. Nuno Moreira da Silva

Setembro 2015

© Victor Costa, 2015

A Dissertação intitulada

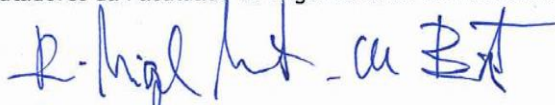
“Gas Water Heater Fan Power Driver Implementation”

foi aprovada em provas realizadas em 16-10-2015

o júri



Presidente Professor Doutor António Paulo Gomes Mendes Moreira
Professor Associado do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de
Computadores da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

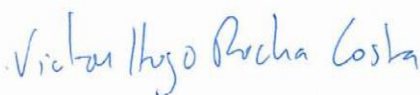


Professor Doutor Rui Miguel Monteiro de Brito
Professor Adjunto do Departamento de Engenharia Eletrotécnica do Instituto
Superior de Engenharia do Porto



Professor Doutor Adriano da Silva Carvalho
Professor Catedrático do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de
Computadores da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

O autor declara que a presente dissertação (ou relatório de projeto) é da sua exclusiva autoria e foi escrita sem qualquer apoio externo não explicitamente autorizado. Os resultados, ideias, parágrafos, ou outros extratos tomados de ou inspirados em trabalhos de outros autores, e demais referências bibliográficas usadas, são corretamente citados.



Autor - Victor Hugo Rocha Costa

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

Scope

O presente documento foi desenvolvido no âmbito da unidade curricular Dissertação, por Victor Hugo Rocha Costa, aluno do Mestrado Integrado de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores (MIEEC), do ramo de Automação e especialização em Robótica, com o objetivo de documentar o trabalho desenvolvido e realçar a sua importância, tendo como tema da dissertação: *Gas Water Heater Fan Power Driver Implementation*.

Resumo

A instalação de equipamentos de aquecimento de água a gás (esquentadores) em locais isolados pode, por vezes, mostrar-se um problema devido às fracas condições de ventilação. Este problema leva à necessidade de desenvolver novas soluções que ofereçam uma correta ventilação nos locais de instalação. Uma das soluções atualmente utilizadas passa pelo desenvolvimento de sistemas com ventilação forçada, que proporcionam uma eficaz extração dos gases resultantes da combustão interna.

Seguindo a crescente tendência do uso de ventiladores em equipamentos no âmbito do aquecimento de água a gás, esta dissertação intitulada de *Gas Water Heater Fan Power Driver Implementation* fornece uma visão global sobre todos os módulos que compõem um sistema de ventilação. O principal objetivo deste projeto é o desenvolvimento de um *power driver* para um sistema de ventilação capaz de realizar uma eficiente e eficaz extração de gases de um esquentador, contribuindo para a qualidade de ar e segurança dos agentes em contato com esses sistemas.

Para o desenvolvimento deste projeto foi realizada, em primeiro lugar, uma análise das soluções existentes do conjunto de módulos que compõem um sistema de ventilação. Após o levantamento do Estado de Arte do sistema, foram pensadas as soluções a serem implementadas, seguindo um conjunto de requisitos que devem de ser cumpridos. Após o dimensionamento e simulação do sistema, foram implementados os diferentes módulos do sistema, passando estes por um conversor AC-DC, um inversor de tensão e uma unidade de controlo.

Abstract

The installation of gas water heater in isolated locations can sometimes be a problem due to the poor conditions of ventilation. This issue leads to the need to develop new solutions that offer a proper ventilation in the installation locations. One of the solutions currently used is the development of systems with forced ventilation, which provides an effective extraction of gas resulting from the internal combustion.

Following the growing trend of using fans in gas water heater, this dissertation entitled Gas Water Heater Fan Power Driver Implementation provides an overview of all the modules that make up a ventilation system. The main objective of this project is the development of a power driver for a ventilation system capable of achieving an efficient and effective extraction of gases of a water heater, contributing to the quality of air and safety of agents in contact with these systems.

With the development of this project it was carried out, in first place, an analysis of existing solutions of the set of modules that make up a ventilation system. After the lifting of the State of Art of system, the solutions to be implemented were thought, following a set of requirements that should be met. After system's scaling and simulation, the different modules of the system were implemented, as an AC-DC converter, an inverter voltage and a control unit.

Agradecimentos

Em primeiro lugar gostaria de agradecer à minha família, e em especial aos meus pais, por todas as oportunidades que me ofereceram e por todo o apoio e confiança depositados em mim, não só durante a realização desta dissertação, mas durante todo o meu percurso académico e durante toda a minha vida. É graças a eles que consegui chegar onde cheguei e tornar-me na pessoa que sou hoje.

À minha namorada, Joana Rebelo, quero agradecer toda a motivação e apoio prestado ao longo desta etapa. Sempre compreensível e respeitadora em relação à minha falta de tempo, nunca perdeu a esperança em mim e no meu trabalho, encorajando-me e oferecendo-me a confiança necessária para ultrapassar os obstáculos mais difíceis.

Gostava ainda de agradecer a todos os meus amigos e colegas que contribuíram, ora de forma direta ora de forma indireta, para o desenvolvimento da dissertação. Desde as ajudas às distrações durante o tempo de trabalho e todo o apoio por eles prestado.

Por último, mas não menos importante, gostaria de realizar um especial agradecimento ao meu orientador, o Professor Adriano da Silva Carvalho, por toda ajuda e apoio que me ofereceu na realização deste projeto e por todos os conhecimentos que partilhou comigo. Apesar de extremamente atarefado, sempre que possível, arranjava um tempinho para me tirar dúvidas, mostrando-me o rumo que tinha de seguir.

Victor Costa

Índice

Scope	v
Resumo	vii
Abstract.....	ix
Agradecimentos	xi
Índice.....	xiii
Lista de figuras	xv
Lista de tabelas	xix
Abreviaturas e Símbolos	xxi
Capítulo 1	1
Introdução.....	1
1.1 - Objetivo	1
1.2 - Estrutura do Documento.....	1
Capítulo 2	3
Estado de Arte.....	3
2.1 - Esquentadores	3
2.2 - Ventiladores	4
2.3 - Motores	5
2.3.1. Motores DC.....	5
2.3.2. Motores de Indução (AC)	6
2.3.3. Motores Síncronos (AC)	7
2.3.4. Switched Reluctance Motor	9
2.3.5. Vantagens e Desvantagens	9
2.4 - Métodos de Controlo	10
2.4.1. Direct Torque Control	11
2.4.2. Field Oriented Control.....	15
2.4.3. V/F Control	17
2.5 - Conversores DC-AC	18
2.5.1. Inversor Monofásico	18
2.5.2. Inversor Trifásico	19
2.6 - Conversores AC-DC	20
2.6.1. Retificador de meia-onda	20
2.6.2. Retificador de onda completa.....	22
Capítulo 3	25
Processo de Engenharia.....	25
3.1 - Análise de Requisitos Técnicos	25
3.2 - Conceção do sistema	26
Capítulo 4	27
Dimensionamento e simulação do sistema	27

4.1 - Fonte de Monóxido de Carbono	27
4.2 - Funcionamento do Motor e Ventilador	29
4.3 - Controlo do Sistema	34
4.4 - Conversor DC-AC	36
4.5 - Conversor AC-DC	38
Capítulo 5	41
Implementação do Sistema	41
5.1 - Controlo do Sistema	41
5.1.1. Controlo de Frequência	43
5.1.2. Geração das ondas PWM	45
5.2 - Inversor de Tensão	51
5.2.1. MOSFET Driver	54
5.3 - Retificador de Onda Completa	57
5.4 - Ventilador	61
Capítulo 6	65
Conclusão	65
6.1 - Trabalho futuro	67
Referências	69
Anexo A.....	73
Anexo B.....	77

Lista de figuras

Figura 2.1 - Esquentador com exaustão a) atmosférica; b) ventilada; c) estanque.	4
Figura 2.2 - Ventiladores Centrífugos - configurações.	5
Figura 2.3 - Modelo de um motor de indução.	6
Figura 2.4 - Diagrama Vetorial de um PMSM.	7
Figura 2.5 - Diferentes configurações do motor (6/4 Polos e 8/6 Polos).	9
Figura 2.6 - Classificação geral dos métodos de controlo.	11
Figura 2.7 - Diagrama de Vetores.	12
Figura 2.8 - Tensão de saída do Inversor representada em vetores e divisão do plano em sectores.	12
Figura 2.9 - Trajetória do fluxo do estator através de vetores.	13
Figura 2.10 - Diagrama de blocos do método DTC.	13
Figura 2.11 - Controlador de Histerese a) dois níveis b) três níveis.	14
Figura 2.12 - Diagrama de vetores em coordenadas estacionárias $\alpha - \beta$ e rotativas d-q.	15
Figura 2.13 - Diagrama de blocos do método DFOC.	16
Figura 2.14 - Diagrama de blocos do método IFOC.	16
Figura 2.15 - Curva característica do método V/F.	17
Figura 2.16 - Topologia de um Inversor monofásico.	18
Figura 2.17 - Topologia de um Inversor Trifásico.	19
Figura 2.18 - Exemple de formas de onda de tensão e corrente na saída do inversor.	20
Figura 2.19 - Circuito Retificador de meia onda.	21
Figura 2.20 - Tensão de entrada e de saída do Retificador.	21
Figura 2.21 - Tensão de entrada e de saída com filtro capacitivo - Retificador de meia onda.	22
Figura 2.22 - Circuito Retificador de onda completa.	22
Figura 2.23 - Tensão de entrada e de saída do Retificador.	23
Figura 2.24 - Tensão de entrada e de saída com filtro capacitivo - Retificador de onda completa.	23
Figura 4.1 - Modelo para a simulação da concentração de CO.	28

Figura 4.2 - Concentração de monóxido de Carbono (PPM).	28
Figura 4.3 - Conversão e inversão da concentração de CO para o sensor.	29
Figura 4.4 - Concentração de CO convertida para sensor.	29
Figura 4.5 - Diagrama de blocos do modelo do motor AC.	30
Figura 4.6 - Variação da frequência (Hz) da tensão aplicada ao motor.	31
Figura 4.7 - Variação da velocidade do motor (rpm) com a frequência.	31
Figura 4.8 - Ilustração geométrica do Sistema de Ventilação.	32
Figura 4.9 - Diagrama de blocos do modelo do ventilador.	33
Figura 4.10 - Diagrama de blocos da conversão de pressão em fluxo de ar.	33
Figura 4.11 - Controlador Proporcional-Integral.	35
Figura 4.12 - a) Entrada do controlador PI(erro) b) Concentração de CO (sensor).	35
Figura 4.13 - Saída do Controlador PI.	36
Figura 4.14 - Limites de operação dos semicondutores de potência.	36
Figura 4.15 - Inversor de tensão monofásico na ferramenta PSIM.	37
Figura 4.16 - Sinais de comando do inversor para uma frequência de controlo de 30 Hz.	37
Figura 4.17 - Saída do inversor de tensão para uma frequência de 30 Hz.	37
Figura 4.18 - Sinais de comando do inversor para uma frequência de controlo de 60 Hz.	38
Figura 4.19 - Saída do inversor de tensão para uma frequência de 60 Hz.	38
Figura 4.20 - Conversor AC-DC na ferramenta PSIM.	38
Figura 4.21 - Ponte de díodos retificadores.	39
Figura 4.22 - Sinal DC pulsante proveniente da ponte retificadora.	39
Figura 4.23 - Saída da ponte retificadora com filtro capacitivo de 500 μ F.	39
Figura 4.24 - Saída da ponte retificadora com filtro capacitivo de 3300 μ F.	40
Figura 5.1 - <i>Atmega328p</i> em <i>Standalone</i>	42
Figura 5.2 - Registo TCCR1A.	45
Figura 5.3 - Registo TCCR1B.	46
Figura 5.4 - Comparação entre contador e OCR1A e respetivas ondas PWM em modo PWM rápido.	48
Figura 5.5 - Comparação entre contador e OCR1A e respetivas ondas PWM em modo PWM com fase corrigida.	48
Figura 5.6 - Sinais de comando do inversor (5V/div, 5ms/div e 1ms/div).	51

Figura 5.7 - Sinais de comando do inversor (5V/div, 100µs/div e 50µs/div).	51
Figura 5.8 - Esquemático da ponte H.....	52
Figura 5.9 - Implementação do Inversor de tensão monofásico (Ponte H).	53
Figura 5.10 - Saída do inversor monofásico (30Hz) com índice de modulação 0.495.	54
Figura 5.11 - Saída do inversor monofásico (50Hz) com índice de modulação 0.835.	54
Figura 5.12 - Esquemático do circuito utilizando o <i>IR2110</i>	55
Figura 5.13 - Unidade de Controlo e MOSFET driver.....	56
Figura 5.14 - Sinais de comando do inversor (5V/div, 5ms/div e 5V/div, 2ms/div).	57
Figura 5.15 - Sinais de comando do inversor (5V/div, 100µs/div e 5V/div, 50µs/div).....	57
Figura 5.16 - Ponte retificadora GBPC3506.	58
Figura 5.17 - Sinal DC pulsante resultante da ponte retificadora 10V/div.	58
Figura 5.18 - Condensador de 3300 µF com tensão de funcionamento máxima de 400V. .	59
Figura 5.19 - Esquema elétrico do conversor AC-DC com resistência em série.....	60
Figura 5.20 - Resistência de potência (com dissipador) de 12Ω e 50W.	60
Figura 5.21 - Sinal do barramento DC.	60
Figura 5.22 - Ventilador monofásico de 230V e 107W.....	61
Figura 5.23 - Esquema de ligação do ventilador.	62
Figura 5.24 - Condensadores de arranque em paralelo.	62
Figura 5.25 - Registo da velocidade máxima atingida pelo ventilador.	63

Lista de tabelas

Tabela 2.1 - Comparação das Características dos motores <i>BLDC</i> e os motores de Indução.....	10
Tabela 2.2 - Tabela de Comutação.	14
Tabela 5.1 - Características do microcontrolador <i>Atmega328p</i>	41
Tabela 5.2 - Modo de comparação, fase corrigida.	46
Tabela 5.3 - Descrição dos bits para os modos de geração de formas de onda.....	46
Tabela 5.4 - Descrição dos bits para seleção do <i>clock</i>	47
Tabela 5.5 - Características do <i>IRF830</i>	52
Tabela 5.6 - Valores nominais máximos para o IR2110.....	55
Tabela 5.7 - Características da ponte Retificadora GBPC3506.	58
Tabela 5.8 - Características do ventilador R2E220-RA 38-01.	61

Abreviaturas e Símbolos

Lista de abreviaturas

AC	<i>Alternated Current</i>
BJT	<i>Bipolar Junction Transistor</i>
BLDC	<i>Brushless Direct Current</i>
CO	<i>Carbon Monoxide</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DDS	<i>Digital Direct Synthesis</i>
DFOC	<i>Direct Field Oriented Control</i>
DSC	<i>Direct Self Control</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
DTC	<i>Direct Torque Control</i>
DSP	<i>Digital Signal Processors</i>
ECM	<i>Electronically Commuted Motor</i>
EMF	<i>Electromotive Force</i>
FEUP	Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto
FOC	<i>Field Oriented Control</i>
GTO	<i>Gate Turn-On</i>
HVAC	<i>Heating, Ventilation and Air Conditioning</i>
IFOC	<i>Indirect Field Oriented Control</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MIEEC	Mestrado Integrado de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PI	<i>Propotional Integrational</i>
PSC	<i>Permanent Slip Capacitor</i>
PMSM	<i>Permanent-Magnet Synchronous Motor</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RPM	<i>Revolutions per minute</i>
SCR	<i>Silicon Controlled Rectifier</i>

Lista de símbolos

B	Coeficiente de fricção
C_{max}	Concentração máxima de monóxido de carbono
C_o	Concentração inicial de monóxido de carbono
C_t	Concentração de monóxido de carbono

d_M	Variável de saída do comparador de histerese do binário
d_{tip}	Diâmetro do ventilador
d_ψ	Variável de saída do comparador de histerese do fluxo
δ	Ângulo entre o fluxo do rotor e a corrente do estator
δ_ψ	Ângulo entre o fluxo do rotor e o fluxo do estator
e_M	Erro do binário
e_ψ	Erro do fluxo
f	Frequência
Γ_l	Binário de Carga
i_{sd}, i_{sq}	Correntes do estator em coordenadas dq
J	Inércia
K_i	Ganho integral
K_p	Ganho proporcional
L_{sd}, L_{sq}	Indutância do estator em coordenadas dq
λ	Ângulo de defasamento entre campos magnéticos girantes
M_e	Binário eletromagnético
$\hat{M}_e$	Estimação do binário eletromagnético
n	Velocidade do rotor
n_s	Velocidade síncrona de rotação do campo girante
ρ	Densidade do ar
P	Número de pares de polos
s	Deslizamento
S_t	Taxa de emissão de monóxido de carbono
σ	Ângulo do binário
τ_n	Constante de tempo
$\dot{v}$	Fluxo de ar do ventilador
v_{avg}	Velocidade média do fluxo de ar no ventilador
V_D	Queda de tensão de um diodo
$V_{peak(in)}$	Tensão de entrada do retificador
$V_{peak(out)}$	Tensão de saída do retificador
V_{ripple}	Amplitude de ondulação na saída do retificador
V_{sd}, V_{sq}	Tensões do estator em coordenadas dq
v_{tip}	Velocidade do ventilador
ψ_s	Fluxo do estator
ψ_{sd}, ψ_{sq}	Fluxos no estator em coordenadas dq
$\hat{\psi}_s$	Estimação do fluxo do estator
ω_m	Velocidade angular mecânica
ω_r	Velocidade angular do rotor

Ω_{rs}	Velocidade angular do fluxo do rotor
Ω_{sl}	Deslizamento da velocidade angular

Capítulo 1

Introdução

1.1 - Objetivo

A ventilação garante uma renovação do ar ambiente, retirando-lhe os elementos poluidores. Esta pode ser feita, essencialmente, de duas formas: ventilação natural ou ventilação forçada.

A ventilação forçada consiste na utilização de equipamentos próprios que proporcionam o movimento de ar entre dois pontos distintos.

Os ventiladores são empregues nas mais diversas aplicações, tais como, exaustores, sistemas de ar condicionado, extratores, refrigeração e esquentadores. Nos locais onde estas aplicações são instaladas é fundamental assegurar uma ventilação suficiente, como é o caso dos esquentadores, onde é necessário uma ventilação suficiente para permitir a completa extração dos gases poluentes. Uma extração insuficiente dos gases pode levar a uma intoxicação por monóxido de carbono, podendo em alguns casos provocar a morte. Os ventiladores tornam-se assim num elemento fundamental de qualidade e segurança.

O objetivo desta dissertação consiste no desenvolvimento de um *powerdriver* e de uma estratégia de controlo para um sistema de ventilação com uma potência aproximadamente de 107 W, capaz de extrair todos os gases poluentes e dessa forma manter a qualidade do ar, consumindo um baixo nível de energia e apresentando um elevado nível de eficiência.

O sistema de ventilação tem como objetivo a exaustão forçada de gases resultantes da combustão interna do esquentador, providenciando uma maior segurança e qualidade do ar no local onde o equipamento se encontra instalado.

A estratégia de controlo levada a cabo tem de ter em conta vários requisitos que melhoram a eficiência do sistema. De forma a haver um menor consumo de energia, a velocidade do ventilador tem de ser consistente com as concentrações de gases no esquentador.

1.2 - Estrutura do Documento

Para além do capítulo 1, onde é realizada uma introdução aos objetivos da dissertação, o presente documento é composto por mais cinco capítulos.

2 Introdução

No capítulo 2 é realizado um levantamento do estado de arte associado ao sistema pretendido para desenvolvimento na dissertação, onde são abordados os esquentadores, ventiladores, motores, métodos para controlo de motores, conversores DC-AC e AC-DC.

No capítulo 3 é apresentado o processo de engenharia relacionado com a dissertação, onde é realizada uma análise funcional e de requisitos, e é efetuada uma descrição da conceção do sistema.

No capítulo 4 é efetuada a simulação dos vários componentes do sistema proposto.

No capítulo 5 é apresentado o sistema desenvolvido, bem como os testes efetuados e os resultados obtidos.

Por último, no capítulo 6 é realizada uma reflexão sobre o trabalho desenvolvido e são apresentadas algumas ideias passíveis de serem utilizadas num futuro trabalho com o tema desta dissertação.

Capítulo 2

Estado de Arte

O aquecimento de água é um processo termodinâmico que utiliza uma fonte de energia tal como o gás natural ou propano/butano, para aumentar a temperatura da água acima da sua atual temperatura.

O esquentador é um equipamento, fundamentalmente doméstico, utilizado para o aquecimento de água. Diferente de outras aplicações empregadas no aquecimento de água, alguns esquentadores não possuem um tanque para o armazenamento de água, denominando-se por esquentadores *tankless*, pelo que não tendo um armazenamento de água é providenciado um aquecimento de água instantâneo através de uma combustão.

Neste capítulo é apresentado o estado de arte de cada componente constituinte do sistema de ventilação, sendo estudados os vários tipos de ventiladores, motores, topologias de conversores AC-DC e conversores DC-AC, bem como os métodos de controlo que podem ser utilizados.

2.1 - Esquentadores

Os esquentadores podem ser distinguidos pelo tipo de conduta de exaustão, entre outros parâmetros. Os três tipos de esquentadores mais comuns [1] são os atmosféricos, ventilados e os estanques representados na Figura 2.1. A escolha de um tipo de esquentador tem em conta as condições do local onde vai ser instalado, pelo que:

- Se o local de instalação não possuir uma boa admissão de ar ou não reunir as condições para se realizar uma boa saída dos gases de combustão, então é utilizado um esquentador com exaustão estanque;
- Se o local de instalação tiver uma boa e permanente ventilação e permitir a instalação de uma conduta de exaustão dos gases, é utilizado um esquentador com exaustão atmosférica;
- Se o local de instalação não reunir boas condições para a exaustão dos gases de combustão, é utilizado um esquentador com exaustão ventilada.

Nos esquentadores de estanque, existe uma conduta ligada diretamente ao exterior, que é responsável quer pela captação de ar para a admissão e combustão quer pela evacuação dos gases queimados. Nos esquentadores atmosféricos e ventilados, o ar utilizado na combustão é captado na divisão onde estão instalados. A evacuação dos gases de combustão é realizada de forma natural nos esquentadores atmosféricos através de uma conduta apropriada e nos esquentadores ventilados, a extração dos gases é forçada, sendo necessário um sistema de ventilação para tal feito.

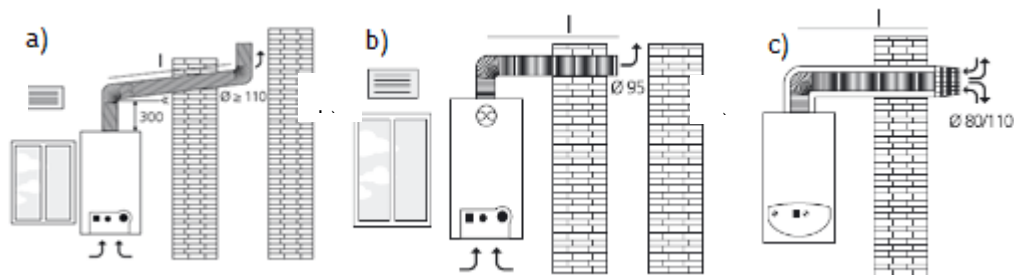


Figura 2.1 - Esquentador com exaustão a) atmosférica; b) ventilada; c) estanque.

Nos esquentadores de estanque, existe uma conduta ligada diretamente ao exterior, que é responsável quer pela captação de ar para a admissão e combustão quer pela evacuação dos gases queimados. Nos esquentadores atmosféricos e ventilados, o ar utilizado na combustão é captado na divisão onde estão instalados. A evacuação dos gases de combustão é realizada de forma natural nos esquentadores atmosféricos através de uma conduta apropriada e nos esquentadores ventilados, a extração dos gases é forçada, sendo necessário um sistema de ventilação para tal feito.

Os esquentadores ventilados são atualmente considerados os mais eficientes no domínio do aquecimento de água, tornando-se assim o tipo de esquentadores mais procurados no mercado, apesar de serem mais dispendiosos em relação aos outros. Tal custo é justificado devido à sua classificação em termos de segurança e conforto que estes oferecem em relação aos demais.

2.2 - Ventiladores

Os Ventiladores são máquinas motoras de fluxo que transferem energia a gases, através da ação de um rotor. Os Sistemas de Ventilação têm a função de conduzir gases entre dois ambientes, reservatórios, equipamentos, dispositivos, etc. Evidentemente, a natureza de cada trabalho e as funções das máquinas fazem com que alguns processos e fenômenos sejam específicos da movimentação dos gases.

Os Sistemas de Ventilação aplicados no condicionamento de ar (refrigeração, aquecimento, exaustão, filtragem, renovação, etc.) em ambientes residenciais, comerciais e industriais constituem uma grande parcela das unidades em uso nos dias de hoje.

Os Ventiladores podem ser classificados como:

- **Centrífugos**

Um ventilador centrífugo é constituído por um rotor, uma carcaça de conversão de pressão e um motor. O ar entra pelo centro do rotor em movimento, e é direcionado para as pás onde é impulsionado para a periferia do rotor através das suas aberturas de descarga. Estes ventiladores podem ter várias configurações [2],[3],[4] como:

- I. **Centrífugo, pás radiais** - Um ventilador robusto, para movimentar procedentes com grande carga de poeira, poeiras pegajosas e corrosivas. A eficiência deste ventilador é baixa e o seu funcionamento barulhento;
- II. **Centrífugo, pás para a frente** - É mais eficiente, tem uma maior capacidade de exaustão a baixas velocidades, e não é adequado para trabalhos de alta pressão nem para altas cargas de poeira, apresentando vários problemas de corrosão;
- III. **Centrífugo, pás para trás** - Possui duas importantes vantagens, apresenta maior eficiência e autolimitação de potência. Isso significa que, se o ventilador estiver na máxima potência, o motor não será sobrecarregado.
- IV. É um ventilador de alta eficiência e silencioso, ao trabalhar num ponto de operação adequado.

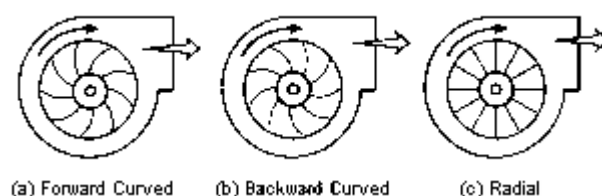


Figura 2.2 - Ventiladores Centrífugos - configurações.

- **Axial**

O ventilador de hélice é constituído por hélices ligadas a uma armação de controlo, com o motor apoiado por suportes normalmente presos à estrutura dessa armação. O ventilador é projetado para movimentar o ar entre dois espaços nos quais as diferenças de pressão estáticas são relativamente baixas. O tipo de armação, a posição e forma das hélices têm uma influência importante no desempenho do fluxo de ar e na eficiência do próprio ventilador. Estes ventiladores tendem a ter uma elevada velocidade, podendo por vezes serem ruidosos.

Ambas as configurações, centrífuga e axial, podem ser utilizadas para a ventilação, sendo que no mercado atual existe uma maior incidência sobre as ventoinhas centrífugas.

2.3 - Motores

A indústria de aquecimento de água, ventilação e Ar Condicionado, usa atualmente uma grande variedade de motores nos seus diversos equipamentos. O tipo de motor especificado em cada aplicação é dependente de vários critérios, incluindo os objetivos do trabalho a realizar, posicionamento, custo e o potencial que oferece ao respetivo trabalho. Historicamente [5], os dois tipos de motores predominantes na indústria de ventilação são os motores de indução e os motores DC sem escovas (*Brushless Direct Current*) com velocidade variável.

Neste subcapítulo será elaborada uma explicação relativa ao funcionamento dos motores mais utilizados nos sistemas de ventilação, atribuindo algumas vantagens e desvantagens relacionadas a cada tipo de motor.

2.3.1. Motores DC

Os motores DC eram empregues em aplicações que necessitassem de um controlo de velocidade. Com a invenção dos retificadores de tensão baseados em semicondutores (*MOSFET*,

IGBT, e outros) foi possível aplicá-los em situações em que é necessário velocidades constantes e controladas, como em aplicações que exijam uma resposta rápida a acelerações e desacelerações.

O primeiro motor DC a aparecer foi o com escovas. Neste os ímanes estão colocados no estator com o objetivo de criar um campo magnético fixo, sendo o campo magnético do rotor que tende a alinhar com o anterior. No rotor encontram-se as bobinas, onde é injetada a corrente, que por sua vez, devido ao comutador que se encontra em contato com as escovas, é invertida a direção das correntes nas bobinas, o que faz com que o campo magnético do rotor tente realinhar-se com o do estator provocando, conseqüentemente, o movimento do rotor. Devido ao seu funcionamento é necessário uma manutenção periódica das escovas, devido ao seu desgaste. Além disso, este tipo de processo mecânico de inversão de corrente apresenta uma montagem complicada.

Como alternativa, apareceram os motores DC sem escovas [6] (*Brushless*). Nestes encontram-se os ímanes no rotor e a corrente de alimentação é induzida no estator. Isto é possível devido ao uso de componentes eletrônicos que permitem a conversão da corrente contínua de alimentação em corrente alternada, dotando assim o rotor de movimento, visto que este tenta alinhar o seu campo magnético com o do estator. Assim reduz-se o custo, devido à eliminação das escovas e do processo de conversão mecânica da corrente.

Apesar das diferenças neste tipo de motores devido à sua construção, os motores DC também podem ser classificados quanto à sua forma de gerar o fluxo de campo, isto tem em consideração as ligações das bobinas do motor, podendo ter ligação em série, *shunt*/paralela ou composta pelas duas anteriores. Cada tipo de ligação possibilita que o motor seja preparado para situações em que a velocidade é o aspecto fundamental [7] ou em casos em que o binário seja o mais importante.

2.3.2. Motores de Indução (AC)

Os motores de indução [8] são motores de corrente alternada, conhecidos por serem robustos e simples, o que os torna mais baratos em relação aos motores síncronos, podendo estes ser monofásicos ou trifásicos.

São constituídos pelo rotor e pelo estator, sendo ambos bobinados permitindo assim a criação dos campos magnéticos girantes. O campo magnético girante é criado através da injeção de corrente alternada no estator, que por consequente vai criar um fluxo magnético no núcleo do estator.

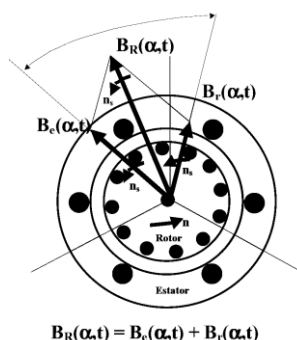


Figura 2.3 - Modelo de um motor de indução.

Por sua vez, o campo magnético induzido no rotor, deve-se à passagem do fluxo magnético do estator pelo entreferro que vai induzir um campo magnético na bobina do rotor. O

movimento do rotor deve-se à tentativa do seu campo magnético se alinhar com o campo magnético do estator. Devido ao rotor e ao estator terem campos magnéticos girantes, um tende a alinhar-se com o outro, dotando assim, o rotor de movimento.

Com isso, o binário produzido pelo motor vai derivar do desfasamento entre estes dois campos magnéticos girantes, sendo este conhecido por ângulo de desfasamento λ , que resulta da força eletromotriz induzida aos enrolamentos do motor pelo campo magnético.

Como o campo girante do estator tem uma velocidade diferente do campo girante do rotor, vem daqui a sua denominação de motor assíncrono. Estas velocidades são determinadas pelo número de pares de polos do estator e pela frequência da fonte de alimentação.

2.3.3. Motores Síncronos (AC)

Nos motores síncronos com rotor bobinado, é injetada corrente constante no rotor, o que produz um campo magnético invariante no tempo. O estator é dotado de bobinas alimentadas por sistema trifásico de corrente alternada, que tal como os motores de indução, produz um campo magnético girante. Como tanto o campo magnético girante do estator e do rotor tendem a alinhar, é originado o movimento, mas devido ao seu desfasamento existe o ângulo de binário, representado por δ na Figura 2.4. Apesar disto, as velocidades dos campos girantes são equivalentes, não sofrendo escorregamento como os motores assíncronos.

Quando é aplicada carga ao rotor, o ângulo de carga deve aumentar, visto que a velocidade do campo magnético girante deste não pode baixar, caso contrário ocorreria a dessincronização do motor e que por sua vez poderia danificar o mesmo.

Uma vantagem destes motores é conseguirem ter pesos inferiores aos assíncronos fornecendo a mesma potência energética [9], no entanto este apresenta desvantagens, como a dificuldade no arranque devido às velocidades diferentes do campo magnético girante do estator e do rotor, podendo, contudo, esta desvantagem ser resolvida com a utilização de um motor auxiliar, conversores de potência, a redução da frequência ou uso de enrolamentos amortecedores.

Além dos motores síncronos de rotor bobinado, existem também motores síncronos de ímanes, que apresentam a vantagem de aumentar o rendimento destes e diminuindo o tamanho do rotor (para a mesma potência). O único inconveniente é que estes têm um acréscimo de preço devido à dificuldade que existe em arranjar os ímanes.

Na Figura 2.4 estão presentes as componentes vetoriais de corrente e fluxo de um motor deste tipo.

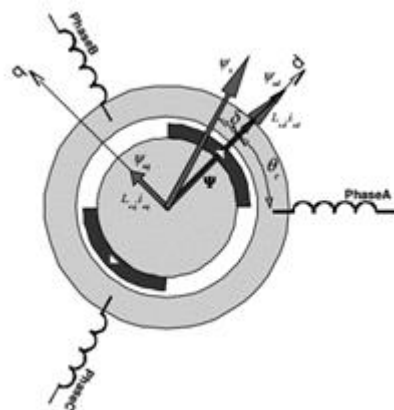


Figura 2.4 - Diagrama Vetorial de um PMSM.

As equações que descrevem o comportamento das componentes vetoriais de tensão aos terminais de um motor deste tipo encontram-se representadas em seguida:

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + L_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_r L_{sq} i_{sq} \quad (2.1)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + L_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_r (L_{sd} i_{sd} + \Psi) \quad (2.2)$$

$$\psi_{sd} = L_{sd} i_{sd} + \Psi \quad (2.3)$$

$$\psi_{sq} = L_{sq} i_{sq} \quad (2.4)$$

$$M_e = \frac{3}{2} P (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) \quad (2.5)$$

Onde Ψ representa o fluxo do imane permanente; P corresponde ao número de pares de polos; M_e diz respeito ao binário eletromagnético; ω_r refere-se á velocidade angular do rotor; L_{sd} e L_{sq} representam as indutâncias do estator em coordenadas dq; i_{sd} e i_{sq} referem-se ás correntes no estator em coordenadas dq; V_{sd} e V_{sq} correspondem as tensões no estator em coordenadas dq; Finalmente, ψ_{sd} e ψ_{sq} são referentes aos fluxos no estator em coordenadas dq.

Podemos também exprimir o binário em função do fluxo no estator através da expressão:

$$M_e = \frac{3}{2} P \frac{\psi_s \Psi}{L_s} \sin(\delta) \quad (2.6)$$

A equação mecânica do motor é dada por:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = M_e - \Gamma_l - B\omega_m \quad (2.7)$$

$$\omega_r = \omega_m P$$

Onde J corresponde á inércia; Γ_l refere-se ao o binário de carga; M_e é o binário eletromagnético; B é referente ao coeficiente de fricção; por último, ω_m é relativo á velocidade angular mecânica.

O motor comporta-se como um filtro passa-baixo porque os harmónicos de corrente de alta frequência associados á frequência de comutação não se manifestam na variação de velocidade do motor. Isto porque o polo da variação de velocidade é lento (polo dominante) devido á inércia do motor.

A comutação *ton* e *toff* dos transístores a altas frequências vai passar pelo motor e ser atenuado algumas décadas porque o motor tem o polo dominante. O intervalo que demora tanto o *ton* como o *toff* é prejudicial porque é um estado intermédio responsável pelo envio de potência no harmónico do mesmo, que eventualmente se manifesta em radiação.

2.3.4. Switched Reluctance Motor

O *Switched Reluctance Motor* é uma estrutura duplamente saliente [10] na qual bobinas concêntricas são montadas em torno dos polos do estator, o rotor não tem nem enrolamentos nem ímanes permanentes sobre ele. Como possui uma dupla estrutura saliente apresenta um diferente número de polos no estator e no rotor (Figura 2.5).

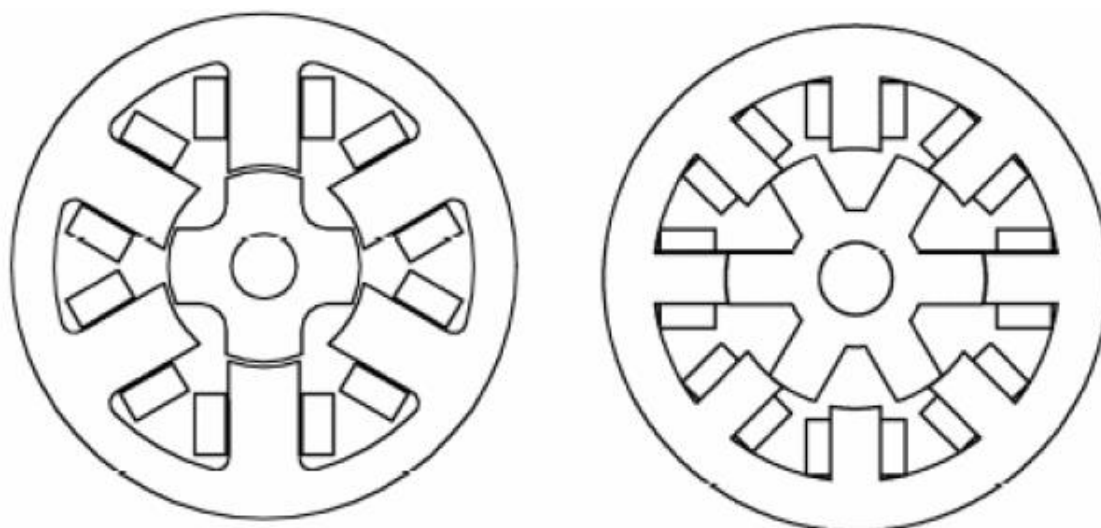


Figura 2.5 - Diferentes configurações do motor (6/4 Polos e 8/6 Polos).

Uma vez que o fluxo atravessa o caminho de relutância mínima, o rotor do motor alinha-se com os polos do estator que são excitados [11]. O rotor é alinhado sempre que há uma excitação dos polos opostos. Enquanto dois polos do rotor se alinham com dois polos do estator, os outros dois polos do rotor estão desalinhados com os restantes polos do estator. Segue-se a excitação de outro conjunto de polos para que os polos do rotor não-alinhados se alinhem. Assim, consequentemente, excitando os polos do estator sequencialmente, o movimento do rotor e a produção de binário ocorre.

Estes motores apresentam um alto desempenho e um baixo custo de fabrico [12]. A falta de enrolamentos e de ímanes permanentes no rotor proporciona um baixo desgaste do material. O rotor é simples, pequeno, de fácil produção e tem um baixo momento de inércia, oferecendo uma grande taxa de aceleração. Uma vez que não possui escovas como outros motores de corrente alternada, a taxa de manutenção é reduzida. Uma vez que, o rotor não tem enrolamentos nem ímanes permanentes, torna-se mecanicamente robusto e apropriado para aplicações que requerem altas velocidades. Os enrolamentos encontram-se no estator, tornando-se assim mais fácil o processo de arrefecimento. Estes motores possuem algumas desvantagens como: alta ondulação no binário; produção de ruído; e é necessária a informação sobre a posição para acionar o motor.

2.3.5. Vantagens e Desvantagens

Neste subcapítulo serão apenas considerados dois tipos de motores, uma vez que são os mais utilizados nos sistemas de ventilação domésticos, sendo eles os *Brushless DC* e os motores de Indução [5]. Para haver uma melhor comparação das características vantajosas e desvantajosas destes dois tipos de motores é necessária uma melhor compreensão do problema.

Ora, estando em causa o desenvolvimento de um sistema de ventilação de um aquecedor de água a gás (esquentador), este tem de possuir algumas características importantes. O sistema de ventilação tem de ser extremamente eficiente, de modo a expelir corretamente os gases provenientes da combustão, criando uma maior segurança. Sendo uma aplicação doméstica, o nível de ruído produzido pelos motores e ventoinhas tem de ser reduzido, para providenciar um maior nível de conforto e comodidade aos utilizadores. É necessário ter em consideração o custo associado a cada motor e o custo de utilização. Outra característica importante é a frequência de manutenção que cada tipo de motor exige.

Tabela 2.1 - Comparação das Características dos motores *BLDC* e os motores de Indução.

	Motor Indução	BLDC
Tensão	AC	AC,DC (Controlo)
Velocidade (RPM)	1350-3400	1000-5000
Potência	Baixa - Média	Alta
Eficiência	60% - 90%	70% - 95%
Tempo de Vida	Muito alto	Muito Alto
Manutenção	Baixa	Muito Baixa
Ruído	Silencioso	Muito Silencioso
Regulação da Velocidade	Boa	Excelente
Binário Inicial	Baixo - Médio	Muito Alto

Analisando a Tabela 2.1 de comparação [13], pode-se concluir que ambos os motores têm características muito semelhantes, no entanto, os BLDC são mais silenciosos e não necessitam de grande manutenção devido á falta de escovas, o que diminui o seu desgaste e prolonga o tempo de vida.

Relativamente ao custo de compra, os BLDC mostram-se mais dispendiosos o que por vezes revela-se numa maior desvantagem. Por outro lado são mais económicos em termos de energia consumida comparando-se com os motores de indução, tornando o seu custo total indiscutivelmente mais vantajoso.

2.4 - Métodos de Controlo

O principal objetivo de um método de controlo de um motor é o de proporcionar os melhores parâmetros possíveis ao *drive* do mesmo. Para além disso, um requisito muito importante que envolve um método de controlo é a sua simplicidade (algoritmo simples, operação com um controlador de pequenas dimensões que conduz a um baixo preço no produto final).

A classificação geral dos métodos de controlo de frequência variável [14],[15] está representada na Figura 2.6, sendo que estes se dividem principalmente em dois grupos: escalar e vetorial.

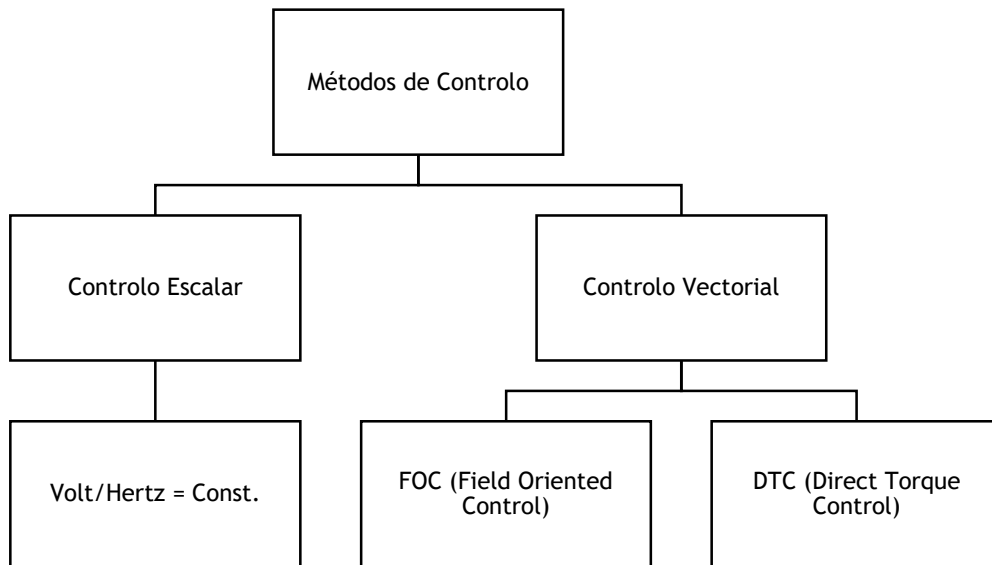


Figura 2.6 - Classificação geral dos métodos de controlo.

O controlo escalar é o método de controlo mais simples de implementar. O mais popular na indústria é o $v/f = \text{constante}$. O grupo de controlo vetorial permite controlar a tensão de amplitude e frequência, como no controlo escalar, mas também a posição da tensão, corrente e o fluxo. Estes fatores aumentam significativamente o comportamento dinâmico do *drive*.

2.4.1. Direct Torque Control

No método de controlo DTC [16] o binário é controlado pela corrente do estator I_{sq} de acordo com a seguinte equação:

$$M_e = p_b \frac{m_s L_M}{2 L_r} \psi_r I_{sq} \quad (2.8)$$

Esta equação pode ser escrita como:

$$M_e = p_b \frac{m_s L_M}{2 L_r} \psi_r I_s \sin \delta \quad (2.9)$$

Onde:

δ - é o ângulo entre o fluxo do rotor e a corrente do estator.

A equação em 2.11 pode ser transformada em:

$$M_e = p_b \frac{m_s L_M}{2 L_r L_s - L_M^2} \psi_r \psi_s I_s \sin \delta_\psi \quad (2.10)$$

Onde:

δ_ψ - é o ângulo entre o fluxo do rotor e o fluxo do estator.

É perceptível que o binário depende da magnitude do fluxo do estator e do rotor bem como do ângulo δ_ψ . O diagrama de vetores da Figura 2.7 apresenta os dois ângulos δ e δ_ψ . O ângulo δ é importante nos algoritmos de controlo FOC enquanto que o δ_ψ é importante no controlo DTC.

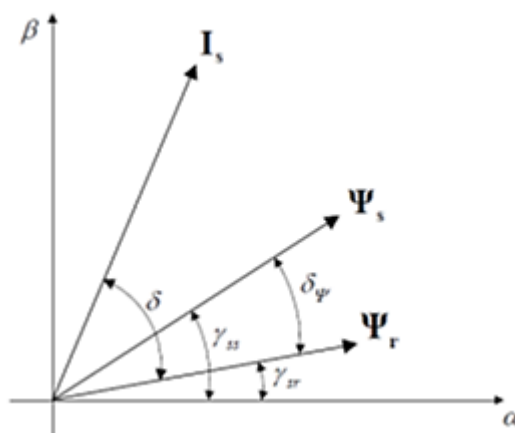


Figura 2.7 - Diagrama de Vetores.

O fluxo do estator pode ser expresso por:

$$\psi_s = \int_0^t U_v dt \quad (2.11)$$

Onde:

$$U_v = \begin{cases} \frac{2}{3} U_{dc} e^{\frac{j(v-1)\pi}{3}} & v = 1 \dots 6 \\ 0 & v = 0, 7 \end{cases} \quad (2.12)$$

A equação 2.14 descreve os oito estados dos vetores que correspondem aos estados do inversor. Estes vetores são apresentados na Figura 2.8. Existem seis estados ativos $U_1, U_2, U_3, U_4, U_5, U_6$ e dois vectores nulos U_0, U_7 .

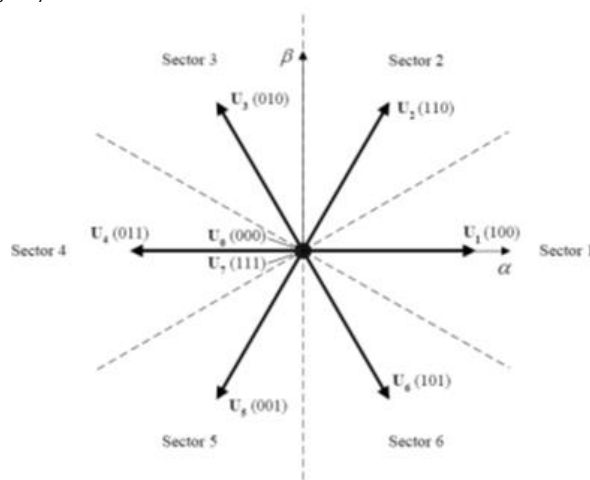


Figura 2.8 - Tensão de saída do Inversor representada em vetores e divisão do plano em sectores.

Utilizando um dos vetores ativos o fluxo do estator move-se na direção do vetor de tensão. Na Figura 2.9 pode-se observar uma trajetória ampliada do fluxo.

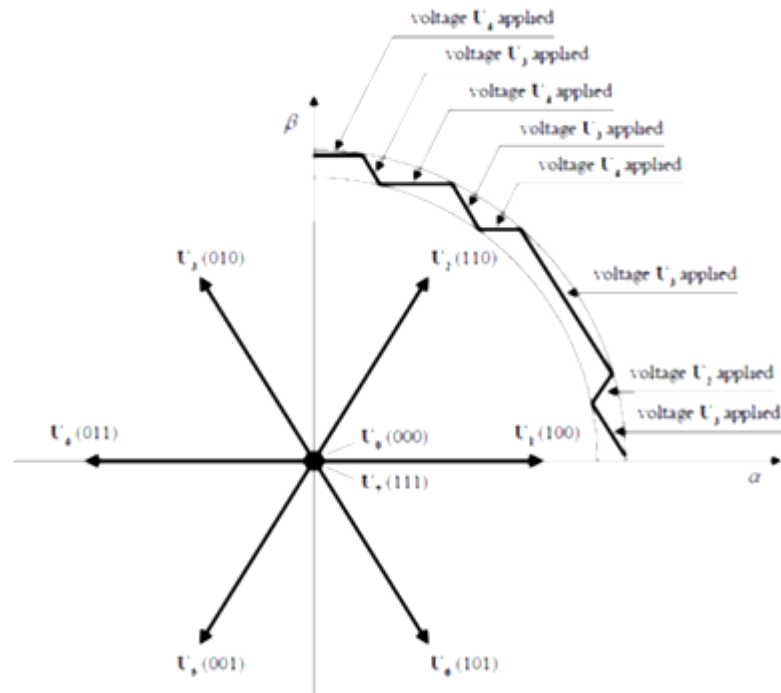


Figura 2.9 - Trajetória do fluxo do estator através de vetores.

No controlo de motores de indução, o fluxo do rotor move-se lentamente, mas o fluxo do estator pode ser alterado imediatamente. Nos métodos de controlo DTC, o ângulo do fluxo entre o estator e o rotor pode ser utilizado como uma variável para controlar o binário [17]. Para além disso, o fluxo do estator pode ser ajustado pela tensão no estator. Assim, o ângulo δ_ψ , bem como o binário podem ser alterados através da escolha do vetor de tensão.

O diagrama de blocos da Figura 2.10 representa o método de controlo DTC clássico [15].

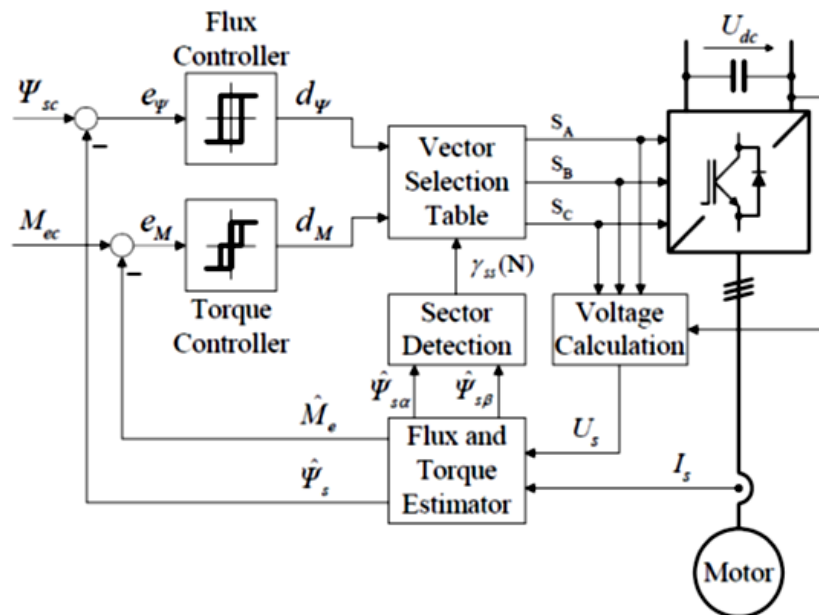


Figura 2.10 - Diagrama de blocos do método DTC.

A amplitude do fluxo do estator ψ_{sc} e o binário eletromagnético M_{ec} são os sinais de referência que são comparados com os valores estimados de $\hat{\psi}_s$ e $\hat{M}_e$ respectivamente. O erro do fluxo e_ψ e o erro do binário e_M são as entradas aplicadas nos controladores de histerese. As variáveis de saída d_ψ , d_M e a posição do fluxo nos vários sectores $\gamma_{ss}(N)$ seleccionam a partir da tabela de vetores o vetor de tensão mais apropriado. Após a seleção do vetor de comando são gerados os pulsos S_A, S_B e S_C para controlar os interruptores do inversor.

Para o fluxo são definidos dois níveis no controlador de histerese, para o binário três níveis, como é mostrado na seguinte figura.

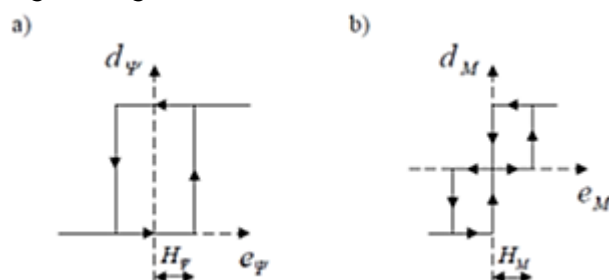


Figura 2.11 - Controlador de Histerese a) dois níveis b) três níveis.

Os sinais de saída d_ψ e d_M são definidos como:

$$d_\psi = 1 \text{ se } e_\psi > H_\psi \quad (2.13a)$$

$$d_\psi = 0 \text{ se } e_\psi < -H_\psi \quad (2.13b)$$

$$d_M = 1 \text{ se } e_M > H_M \quad (2.13c)$$

$$d_M = 0 \text{ se } e_M = 0 \quad (2.13d)$$

$$d_M = -1 \text{ se } e_M < -H_M \quad (2.13e)$$

Com as considerações apresentadas acima é possível construir a seguinte tabela de comutação.

Tabela 2.2 - Tabela de Comutação.

d_ψ	d_M	Sector 1	Sector 2	Sector 3	Sector 4	Sector 5	Sector 6
1	1	U_2	U_3	U_4	U_5	U_6	U_1
	0	U_7	U_0	U_7	U_0	U_7	U_0
	-1	U_6	U_1	U_2	U_3	U_4	U_5
0	1	U_3	U_4	U_5	U_6	U_1	U_2
	0	U_0	U_7	U_0	U_7	U_0	U_7
	-1	U_5	U_6	U_1	U_2	U_3	U_4

O DTC apresentado é um método de controlo analógico. A implementação dos controladores de histerese é fácil e o controlo do sistema funciona corretamente. Quando os controladores de histerese são implementados num processador de sinal digital, as operações são um pouco diferentes das mostradas no esquema analógico.

O método de controle DTC pode ser caracterizado por uma estrutura simples, sem transformações de coordenadas, possuindo uma boa performance dinâmica do fluxo e do binário. Este método apresenta algumas desvantagens como uma frequência de comutação variável; problemas durante o arranque e em operações a baixas velocidades; grande ondulação do binário; e distorção do fluxo e da corrente causada pela mudança de posição entre sectores do vetor do fluxo do estator.

2.4.2. Field Oriented Control

Neste método de controle o fluxo e o binário são controlados independentemente. O algoritmo de controle pode ser implementado usando reguladores, como por exemplo, controladores PI [18].

No caso dos motores de indução, o controle independente do fluxo e do binário é possível quando o sistema de coordenadas roda com o vetor do fluxo do rotor[15]. O sistema de coordenadas d-q roda com uma velocidade angular igual à velocidade angular do vetor do fluxo. O sistema de coordenadas d-q está representado na Figura 2.12.

Os vetores da tensão, corrente e fluxo podem ser projetados no sistema de coordenadas d-q através da transformada de *Park*.

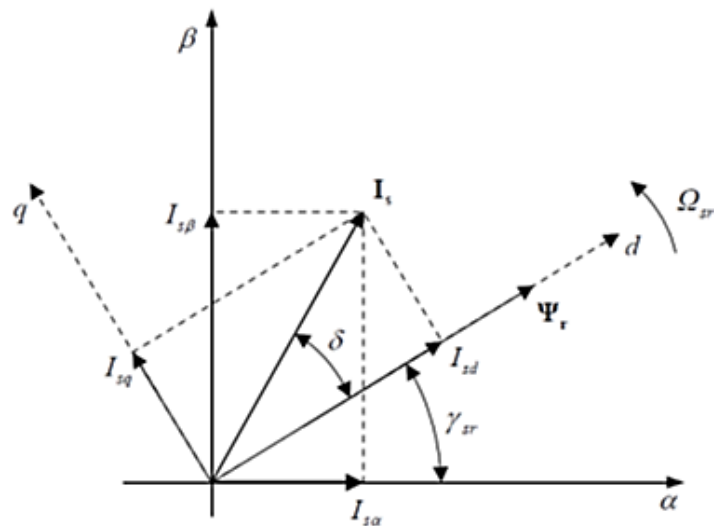


Figura 2.12 - Diagrama de vetores em coordenadas estacionárias $\alpha - \beta$ e rotativas d-q.

A principal característica do método FOC é a transformação das coordenadas. A corrente é medida num sistema de coordenadas estacionário $\alpha - \beta$, sendo as componentes da corrente $I_{s\alpha}$ e $I_{s\beta}$ transformadas no sistema de rotação d-q. Similarmente, as componentes da tensão de referência $U_{s\alpha c}$ e $U_{s\beta c}$ também tem de ser projetadas no sistema de coordenadas d-q. Estas transformações requerem o ângulo do fluxo do rotor γ_{sr} .

Dependendo da forma de como se calcula este ângulo, podem ser considerados dois tipos de FOC. Estes são *Direct Field Oriented Control* (DFOC) e *Indirect Field Oriented Control* (IDFOC).

Para o DFOC um estimador ou observador calcula o ângulo do fluxo do rotor [19]. As entradas do estimador/observador são as tensões e correntes do estator. Um exemplo do método DFOC é apresentado no diagrama de blocos da Figura 2.13.

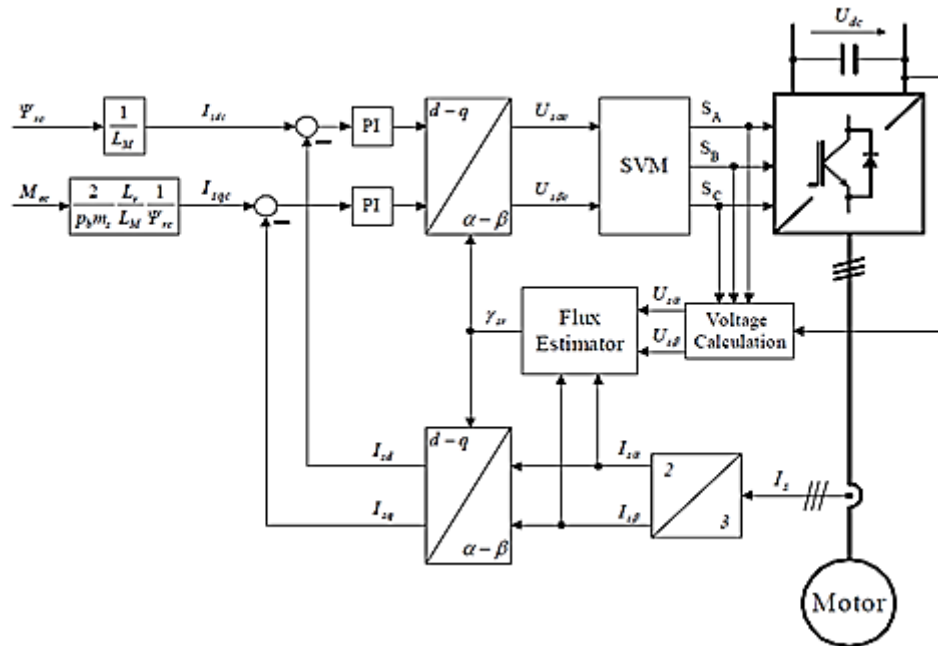


Figura 2.13 - Diagrama de blocos do método DFOC.

Para o IFOC [20] o ângulo do fluxo do rotor, é obtido através das referências das correntes I_{sdc} e I_{sqc} . A velocidade angular do fluxo do rotor pode ser calculada através de:

$$\Omega_{rs} = \Omega_{sl} + p_b \Omega_m \quad (2.14)$$

Onde Ω_{sl} é o deslizamento da velocidade angular. Este pode ser calculado com:

$$\Omega_{sl} = \frac{R_r}{I_{sdc} L_r} I_{sqc} \quad (2.15)$$

Na Figura 2.14 é mostrado um exemplo de diagramas de blocos do método IFOC.

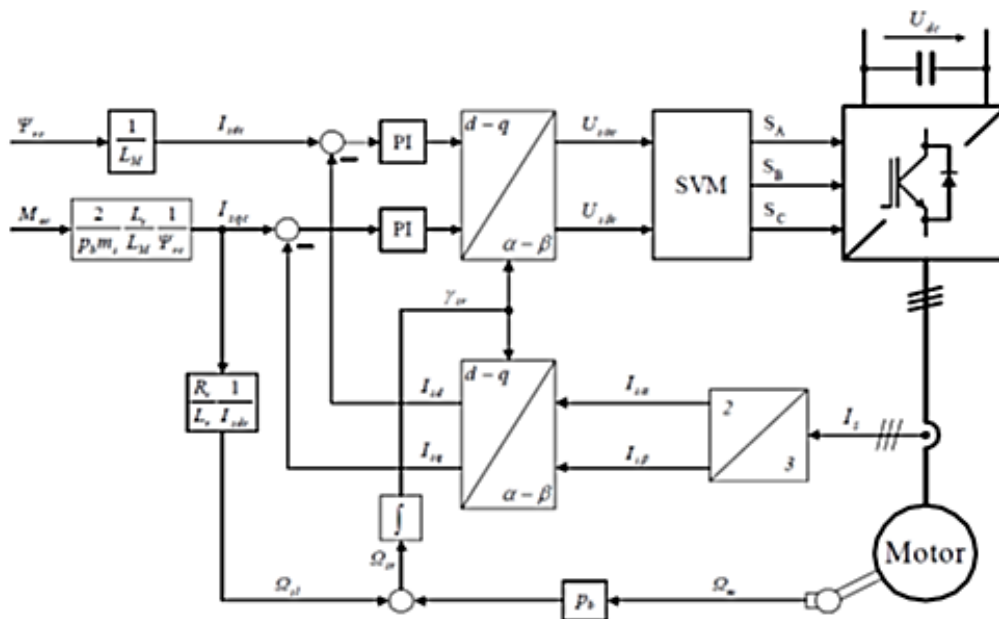


Figura 2.14 - Diagrama de blocos do método IFOC.

Nos dois exemplos do método FOC, as correntes de referência I_{sdc} e I_{sqc} . São calculadas através dos valores de referência do fluxo e binário. Em *steady-state* as fórmulas para o cálculo das correntes de referência nas coordenadas d-q são:

$$I_{sdc} = \frac{1}{L_M} \psi_r \quad (2.16)$$

$$I_{sqc} = \frac{2}{p_b m_s} \frac{L_r}{L_M} \frac{1}{\psi_{rc}} M_{ec} \quad (2.17)$$

Sumariamente, o método FOC é baseado numa analogia do controle de um motor DC; necessita de informação sobre as variáveis do motor e é necessária uma carga de binário, pois o método é muito sensível à constante de tempo do rotor; requer controladores de corrente e transformação de coordenadas; necessita de um técnica PWM para garantir uma constante frequência de comutação.

2.4.3. V/F Control

Uma vez que apenas as amplitudes de frequência e tensão de entrada são controladas, este método de controle é chamado, controle escalar [21]. No controle escalar v/f , o motor é alimentado com um sinal de frequência variável. Aqui, a razão v/f é mantida constante com o objetivo de manter o binário constante durante toda a gama de operação. Geralmente, as drives com este tipo de controle, não necessitam de nenhum tipo de *feedback* (*open-loop control*). O controle escalar oferece uma solução de baixo custo e fácil implementação. São necessárias poucas informações relativas ao motor em questão para o controle da frequência, tornando este tipo de controle largamente utilizado. Uma das desvantagens do mesmo é que o binário desenvolvido é dependente da carga e não é controlado diretamente. Para além do mais, a resposta transitória não é muito rápida devido ao padrão de comutação do inversor. A tensão do motor pode ser controlada para controlar o fluxo, e a frequência ou o deslizamento podem ser controlados para controlar o binário. Contudo, o fluxo e o binário são também funções da frequência e tensão respetivamente. O controle escalar mais utilizado é o método *Volts/Hertz* que pode ser *Open Loop Constant v/f*, ou *Closed Loop Constant v/f*.

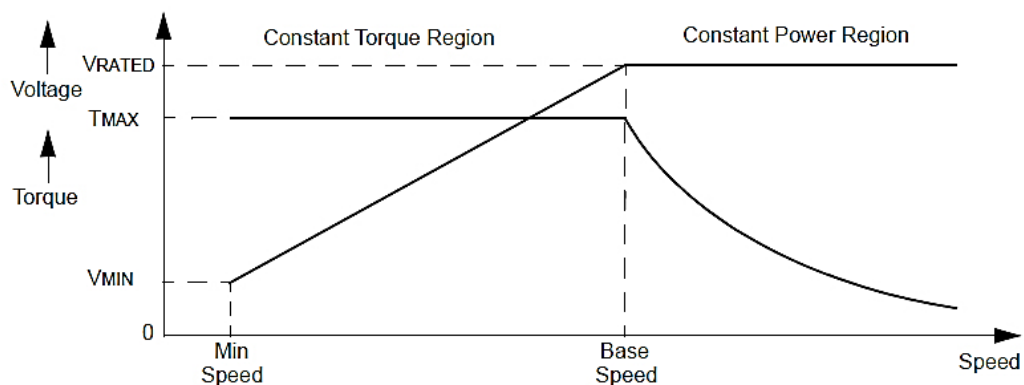


Figura 2.15 - Curva característica do método V/F.

Na Figura 2.15 pode-se observar as curvas características do controle escalar, relacionadas com a razão v/f e o binário do motor. Quando a frequência imposta no estator do motor excede a frequência de base (nominal) a tensão de entrada satura e a proporcionalidade com a

frequência não é mantida, consequentemente o binário do motor entra na região de enfraquecimento, decrescendo gradativamente. Neste caso o binário diminui porque o fluxo é reduzido e a potência permanece constante.

2.5 - Conversores DC-AC

Um conversor DC-AC, inversor de tensão [22], é um dispositivo elétrico utilizado para criar tensões de corrente alternada monofásicas, ou polifásicas, a partir de uma fonte de tensão contínua. Na ordem dos inversores polifásicos, os inversores trifásicos são maioritariamente os mais utilizados. Uma das maiores aplicações dos inversores têm o seu foco no acionamento de motores de velocidade variável. Para o acionamento de motores de velocidade variável, o inversor altera a tensão de saída proveniente de um barramento DC, através da modulação por largura de pulso (PWM). A unidade lógica de controlo distribui as ondas PWM pelos semicondutores de potência, controlando o tempo que cada semicondutor permanece ligado. Quando a tensão de saída necessita de aumentar, os pulsos são “alargados”, no caso contrário a largura dos pulsos é menor.

Os semicondutores de potência devido as suas capacidades intrínsecas ou ao seu modo de funcionamento bloqueiam ou permitem a condução de corrente elétrica. De acordo com a tecnologia empregada em cada semicondutor, estes podem ser atualmente classificados em quatro grandes grupos: os tiristores (*GTOs*, *SCRs*, etc.), os transístores de junção bipolar (*BJTs*), os transístores de efeito de campo (*MOSFETs*) e os transístores híbridos ou transístores bipolares de gatilho isolado (*IGBTs*). Os *IGBTs* são utilizados maioritariamente no acionamento de motores industriais de média e alta potência, aplicados em frequências intermédias (menores que 50KHz), enquanto que os *MOSFETs*, são maioritariamente utilizados em baixas potências e altas frequências (50 a 600KHz).

2.5.1. Inversor Monofásico

Na Figura 2.16 pode-se observar a tipologia básica de um inversor monofásico de ponte completa [22]. Esta configuração é muitas vezes chamada de *H-bridge*, devido ao arranjo espacial dos semicondutores e da carga. O inversor tem dois braços, cada braço possui dois semicondutores de potência (na figura apresentada *IGBTs*) conectados em série. A carga está conectada nos pontos intermédios dos dois braços.

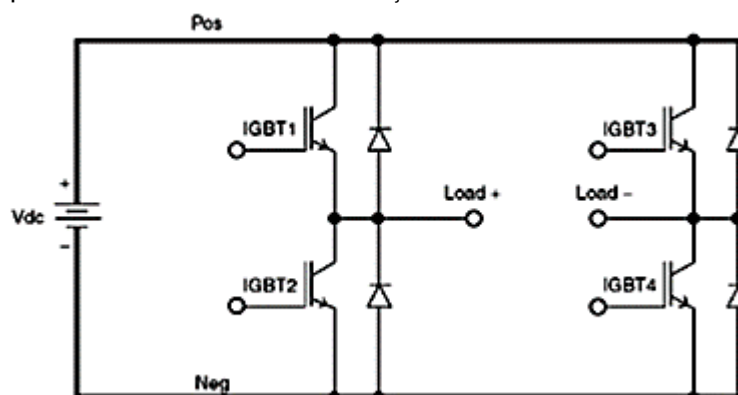


Figura 2.16 - Topologia de um Inversor monofásico.

Cada semicondutor de potência está ligado a um diódo em paralelo. Os diódos fornecem um caminho alternativo á corrente da carga caso os semicondutores estejam desligados. O

controle do circuito é alcançado ao variar o tempo de condução dos semicondutores superiores e inferiores, de cada braço, sendo que os semicondutores presentes no mesmo braço não podem conduzir ao mesmo tempo, correndo o risco de haver um curto-circuito no barramento DC.

A unidade de controle controla o *duty cycle* de condução de cada um dos semicondutores. A potência média no ponto médio de cada braço será dada pela tensão do barramento DC multiplicada pelo *duty cycle* do semicondutor superior, no caso em que o lado negativo do barramento DC é utilizado como referência. Se o *duty cycle* é modulado com um sinal sinusoidal com uma frequência que é muito menor que a frequência de comutação dos semicondutores, o sinal de saída nos pontos médios de cada braço possuirá a frequência do sinal modulador.

Para o inversor monofásico, a modulação dos dois braços é inversa uma da outra, tal que, se o braço esquerdo tiver um *duty cycle* maior no semicondutor superior, no semicondutor superior do braço direito o *duty cycle* vai ser menor e assim consequentemente. A tensão de saída é dada pela equação 2.8 em que m_a é o fator de modulação. Os limites de m_a são zero e um, valores maiores que 1 causam sobre modulação e um aumento da distorção da tensão de saída.

$$V_{ac}(t) = m_a V_{dc} \sin(\omega_1 t) \quad 0 \leq m_a \leq 1 \quad (2.8)$$

A tensão de saída pode ser filtrada usando um filtro passa-baixo LC, sendo esta muito semelhante em forma e frequência ao sinal de modulação. Isto significa que a frequência, a forma e a amplitude da tensão de saída do inversor podem ser controladas desde que a frequência de comutação dos semicondutores seja 25 a 100 vezes superior à frequência fundamental de saída do inversor. Atualmente a geração dos sinais PWM é conseguida utilizando microcontroladores, *digital signal processors (DSPs)*, etc.

2.5.2. Inversor Trifásico

O inversor trifásico é o mais usado hoje em dia nas *drives* dos motores. O circuito do inversor é basicamente uma extensão do inversor monofásico, adicionando apenas um braço [22]. A estratégia de controle do inversor trifásico é similar à do controle do inversor monofásico, exceto que a referência dos sinais para os diferentes braços têm um desfasamento de 120° em vez do desfasamento de 180° utilizado pelo inversor monofásico. Devido a este desfasamento, os harmônicos ímpares múltiplos de três (3°, 9°, 15°, etc.) do sinal de referência de cada perna são eliminados no sinal de saída.

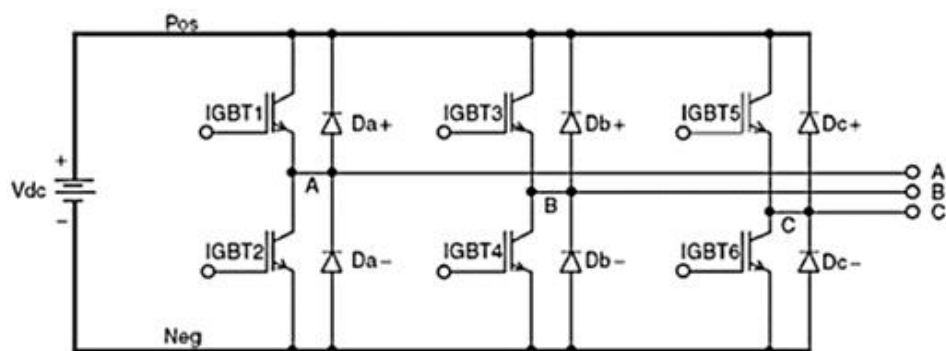


Figura 2.17 - Topologia de um Inversor Trifásico.

Os harmônicos de número par são cancelados se as formas de onda forem puramente AC, o que geralmente acontece.

A Figura 2.18 mostra a saída tipicamente conseguida de um inversor trifásico durante um transitório de arranque para uma carga de um motor. O gráfico superior mostra as ondas PWM entre as fases A e B, enquanto que o gráfico inferior mostra as correntes nas três fases.

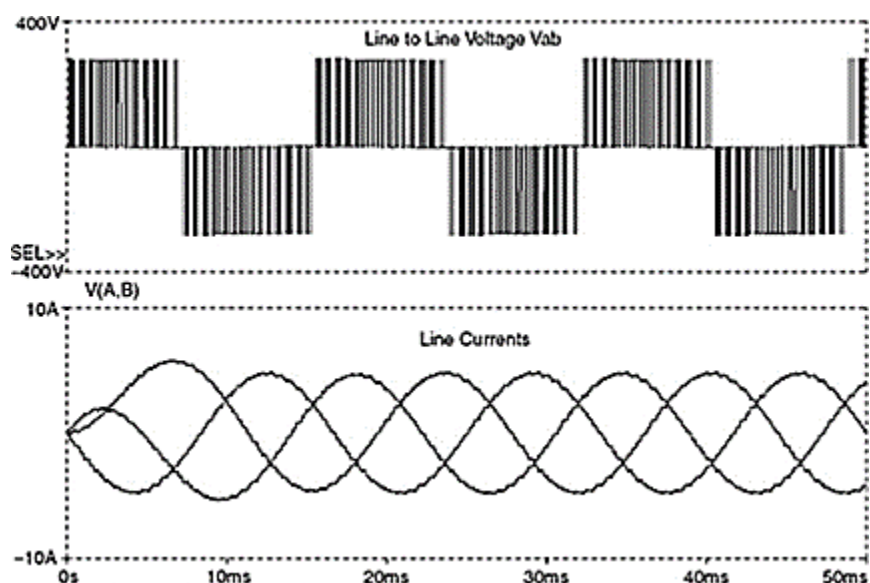


Figura 2.18 - Exemple de formas de onda de tensão e corrente na saída do inversor.

O motor comporta-se como um filtro passa-baixo para a tensão PWM aplicada e a corrente assume a forma de onda do sinal de modulação, com algumas ondulações provenientes das comutações dos semicondutores.

2.6 - Conversores AC-DC

A energia elétrica empregue nas instalações domésticas e industriais através das redes de distribuição apresenta-se sob a forma de corrente alternada. Praticamente todos os circuitos eletrónicos, na sua alimentação utilizam corrente contínua, tornando-se assim indispensável a obtenção de corrente contínua a partir de corrente alternada [23]. Os circuitos que transformam corrente alternada em corrente contínua são designados de conversores AC-DC.

Os conversores mais simples, e mais antigos, são os circuitos retificadores [23]. Inicialmente, os circuitos retificadores funcionavam à tensão de entrada, usualmente a tensão de rede. Atualmente, devido ao progresso dos dispositivos semicondutores, os conversores AC-DC podem comutar com frequências muito superiores à frequência de rede.

Os circuitos retificadores utilizam na sua composição dispositivos elétricos com condutância assimétrica, tais como díodos semicondutores e tirístores. Os retificadores que utilizam díodos retificadores são não-controlados, ao passo que, os retificadores que utilizam tirístores são controlados. Nos retificadores não controlados existem duas tipologias básicas [24]: retificador de meia onda e retificador de onda completa.

2.6.1. Retificador de meia-onda

O retificador de meia onda é o mais simples no grupo dos circuitos retificadores. Este consiste apenas num único díodo retificador conectado em série com uma carga como mostrado na Figura 2.19.

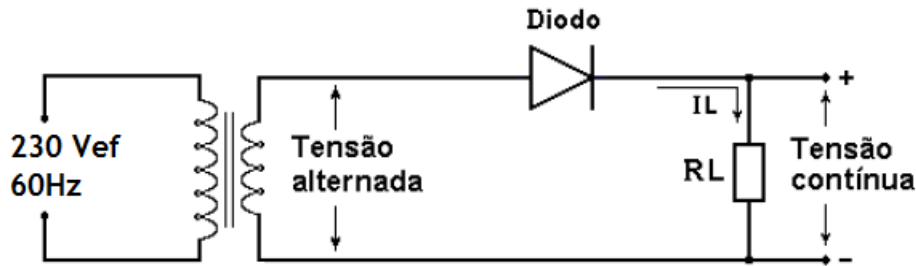


Figura 2.19 - Circuito Retificador de meia onda.

O díodo retificador utilizado conduz durante o semiciclo positivo funcionando como uma chave fechada, no semiciclo negativo o díodo entra em bloqueio, funcionando como uma chave aberta, ficando reversamente polarizado Figura 2.20.

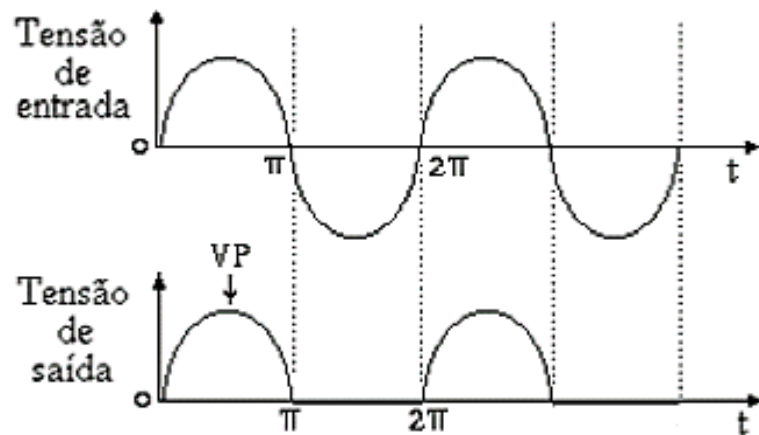


Figura 2.20 - Tensão de entrada e de saída do Retificador.

Devido as suas características elétricas, nos casos reais os díodos não são ideais, o que faz com que a tensão de saída máxima do retificador seja dado pela seguinte equação:

$$V_{peak(out)} = V_{peak(in)} - V_D \quad (2.18)$$

Onde, $V_{peak(in)}$, é a amplitude máxima na entrada do retificador e V_D a queda de tensão ao longo do díodo retificador.

A frequência de saída dos retificadores de meia onda é igual á frequência da onda de entrada.

Como na saída do retificador existe um sinal DC pulsante, são utilizados filtros capacitivos com o objetivo de eliminar as variações bruscas no sinal, funcionando o filtro como um “amortecedor”. O condensador inicialmente está descarregado e á medida que a tensão de entrada vai aumentando o condensador vai carregando, quando a tensão de entrada atinge o ponto máximo, o condensador fica totalmente carregado. Quando a tensão começa a cair, a carga no condensador tenta voltar, mas é impedida pelo bloqueio do díodo retificador, a carga do condensador segue então outra alternativa que passa por escapar suave e exponencialmente pela carga RL, enquanto a tensão no outro lado do díodo vai caindo até atingir o pico negativo.

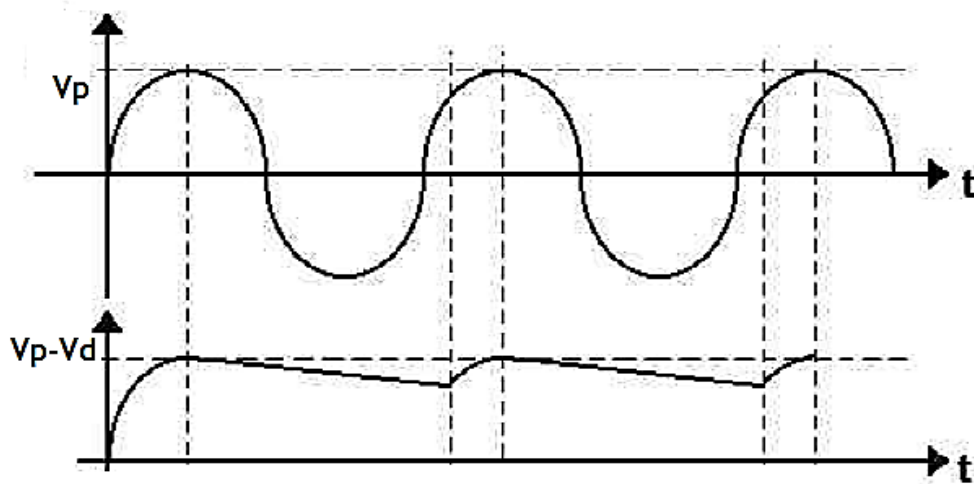


Figura 2.21 - Tensão de entrada e de saída com filtro capacitivo - Retificador de meia onda.

A tensão *ripple* presente no sinal de saída pode ser controlada pela equação 2.11, da qual se pode retirar que quanto maior for a capacidade do condensador menor será a tensão.

$$V_{ripple} = \frac{V_p - V_D}{fCR} \quad (2.19)$$

O retificador de meia onda é utilizado essencialmente em dispositivos de baixa potência.

2.6.2. Retificador de onda completa

O retificador de onda completa aproveita, ao contrário do retificador de meia onda, os dois semiciclos da tensão de entrada, sendo necessária a utilização de quatro díodos retificadores como se pode observar na Figura 2.22.

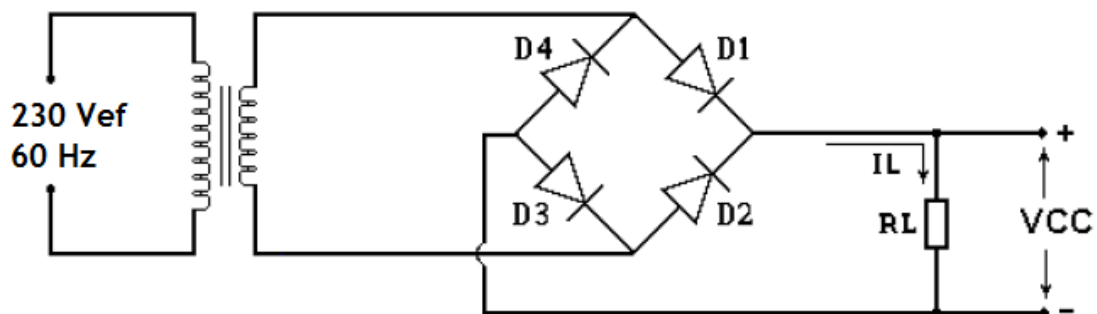


Figura 2.22 - Circuito Retificador de onda completa.

Em cada semiciclo da tensão alternada, dois díodos conduzem e os outros dois bloqueiam a corrente, obtendo-se um sinal DC pulsante Figura 2.23.

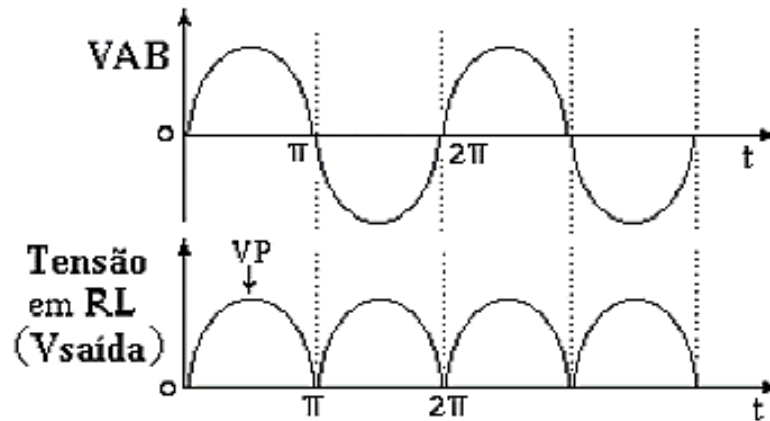


Figura 2.23 - Tensão de entrada e de saída do Retificador.

Diferente do retificador de meia onda, a frequência de saída neste tipo de retificador é o dobro da frequência da onda de entrada.

Aplicando um filtro capacitivo a este circuito pode-se, tal como no retificador de meia onda, atenuar as oscilações provenientes da descarga do condensador. A tensão de *ripple* neste circuito é dada pela seguinte equação:

$$V_{ripple} = \frac{V_p - V_D}{2fCR} \quad (2.20)$$

Na Figura 2.24, é possível observar que a tensão no condensador carrega a cada semiciclo da onda de entrada devido à existência dos quatro díodos retificadores.

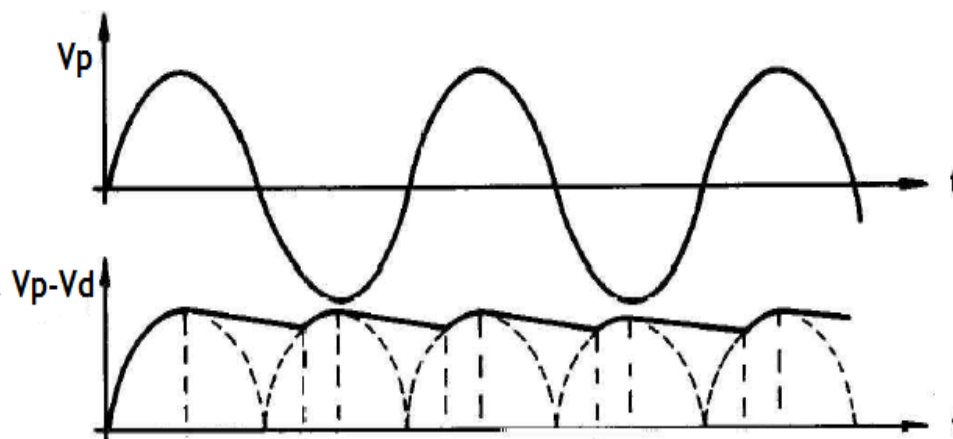


Figura 2.24 - Tensão de entrada e de saída com filtro capacitivo - Retificador de onda completa.

O facto de não ser necessária a utilização de um transformador na entrada do sistema, este tipo de retificador torna-se no mais utilizado em aparelhos eléctricos, e como o retificador de onda completa aproveita os dois semiciclos da onda de entrada, pode ser utilizado em dispositivos de maior potência em comparação com o retificador de meia onda.

Capítulo 3

Processo de Engenharia

O Processo de Engenharia é uma fase fundamental no desenvolvimento de qualquer projeto pois engloba etapas cruciais para o mesmo. Como tal, neste capítulo serão abordadas algumas dessas etapas. No início de cada projeto existem necessidades a serem preenchidas, essas necessidades passam por um Processo de Engenharia no qual resulta o desenvolvimento de um sistema capaz de satisfazer tais necessidades.

3.1 - Análise de Requisitos Técnicos

A análise de requisitos de um sistema é uma descrição das capacidades que o sistema deve possuir, de funções que deve executar, e de normas que deve respeitar de modo a cumprir o seu objetivo. Como tal, foram identificados os seguintes requisitos para o sistema de ventilação.

- O sistema é alimentado eletricamente à tensão de rede de 230 V e 50 Hz.
- O ventilador tem uma potência na gama dos 30 a 107 W.
- O ventilador entra em funcionamento quando é aberta uma torneira de água quente.
- O ventilador manter-se-á ligado durante alguns segundos após o fecho da torneira de água quente, de forma a haver uma completa exaustão dos gases.
- O ventilador tem de ter velocidade variável, para que a extração dos gases seja efetuada de forma completa e eficiente, não havendo gastos de energia desnecessários.
- A velocidade do ventilador é controlada pelo nível de monóxido de carbono ou por um sinal de comando.
- O ventilador deve de possuir um baixo nível de ruído.
- Tem de haver uma bateria de reserva, para que no caso de uma falha de energia a extração dos gases seja completada.
- A bateria tem de sustentar o sistema na duração média de um banho (10/15 min).
- Tem de ter haver uma paragem no funcionamento do esquentador se for detetada uma deficiente exaustão (Pressostato).

É em torno deste grupo de requisitos que deve ser efetuada a conceção do sistema, tendo este que responder a todos os requisitos de modo a manter o bom funcionamento e a segurança de todos os intervenientes do sistema.

3.2 - Conceção do sistema

O sistema de ventilação de um esquentador tem como principal objetivo a exaustão dos gases provenientes da combustão interna. As principais funcionalidades a serem implementadas sintetizam-se na alimentação do ventilador e no controlo de velocidade para uma eficiente exaustão dos gases. A velocidade do ventilador está relacionada com uma maior ou menor necessidade de extração de gases, sendo esta informação disponibilizada por um sinal de comando.

A cadeia de potência do sistema de ventilação é composto por quatro subsistemas. O motor que está incorporado no ventilador, o conversor AC-DC, o inversor de tensão e a unidade de controlo do sistema.

O motor escolhido para o desenvolvimento do sistema é um motor disponibilizado pela Bosch Termotecnologia, S.A.. Trata-se de um motor indução monofásico de 230 V com velocidade variável.

O método utilizado para o controlo do motor é o controlo escalar ($V/F=\text{constante}$). Este método apresenta uma maior simplicidade de operação e implementação em relação ao controlo vetorial, o que se traduz num menor custo de implementação.

O conversor AC-DC é o responsável pela transformação de tensão AC em DC. O conversor é alimentado pela tensão de rede, com 230 V e 50 Hz. Esta tensão é convertida numa tensão DC pulsante através de uma ponte retificadora monofásica não controlada, utilizando apenas uma ponte de díodos na retificação do sinal. Ao sinal DC pulsante é aplicado um filtro capacitivo que representa o barramento DC. Este filtro tem como objetivo estabilizar e regular a tensão retificada. O valor máximo de tensão continua apresentado no barramento DC é aproximadamente o valor de pico da tensão de rede.

Uma vez que o motor AC utilizado neste projeto é monofásico e de frequência variável, é necessária a utilização de um inversor de tensão monofásico. O inversor de tensão utilizado é alimentado pelo barramento DC e é o elemento responsável pelo fornecimento de corrente para o motor. Assume a topologia de uma ponte H, sendo formado por dois braços compostos por dois semicondutores cada.

O controlo do inversor é realizado pela unidade de controlo. Esta é responsável pelo controlo de frequência do motor e pela modulação das ondas PWM para o controlo do inversor. As ondas PWM são conseguidas através da comparação de um sinal modulador sinusoidal de frequência variável e de um sinal triangular de frequência fixa. Uma vez que o inversor de tensão possui quatro semicondutores, serão necessárias duas ondas PWM complementares para o controlo do inversor. Os semicondutores existentes no mesmo braço do inversor não podem ser disparados ao mesmo tempo, de modo a evitar um curto-circuito.

A unidade de controlo é implementada num microcontrolador com módulos PWM incorporados, o que providencia uma maior facilidade no controlo do inversor.

Capítulo 4

Dimensionamento e simulação do sistema

Neste capítulo é realizada uma análise baseada no modelo e simulação do sistema de ventilação e do seu controlo, que se revela de primordial importância para a conceção do sistema. É apresentado um modelo matemático para simular o sistema de controlo do fluxo de ar. O modelo é implementado e uma análise sistemática do sistema é realizada, incluindo simulações dinâmicas nas ferramentas MATLAB/SIMULINK e PSIM.

4.1 - Fonte de Monóxido de Carbono

Sendo que o objetivo principal da dissertação é o controlo do nível de Monóxido de Carbono, ou de outros gases, provenientes da combustão interna no esquentador, foi realizada uma simulação da emissão de Monóxido de Carbono [25],[26], com o intuito de melhor perceber e estudar o problema. Neste modelo, a concentração de CO, C_t , é dada por:

$$\tau_n \frac{dC_t}{dt} = C_{max} - C_t \quad (4.1)$$

Onde τ_n é a constante de tempo dada em termos do volume da caixa, onde se encontram os gases, V , a densidade do ar ρ (1.12 Kg m^{-3} para uma temperatura superior a 40°C), o fluxo de ar do ventilador $\dot{v}$, e o valor máximo da concentração de CO, C_{max} , que se relaciona com a taxa de emissão de CO, S_t (neste caso será equacionada uma taxa de emissão no valor de 0.4 Kg s^{-1}).

$$\tau_n = \frac{\rho V_{box}}{\dot{v}} \quad (4.2)$$

E,

$$C_{max} = \frac{S_t}{\dot{v}} \quad (4.3)$$

A variação da concentração de monóxido de carbono, considerando a taxa de emissão de CO constante é expressa na seguinte equação:

$$C_t = C_{max} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_n}} \right) + C_o e^{-\frac{t}{\tau_n}} \quad (4.4)$$

A variável C_o representa a concentração inicial de monóxido de Carbono presente na caixa de gases.

Na Figura 4.1 pode ser observada a implementação do modelo em MATLAB/SIMULINK.

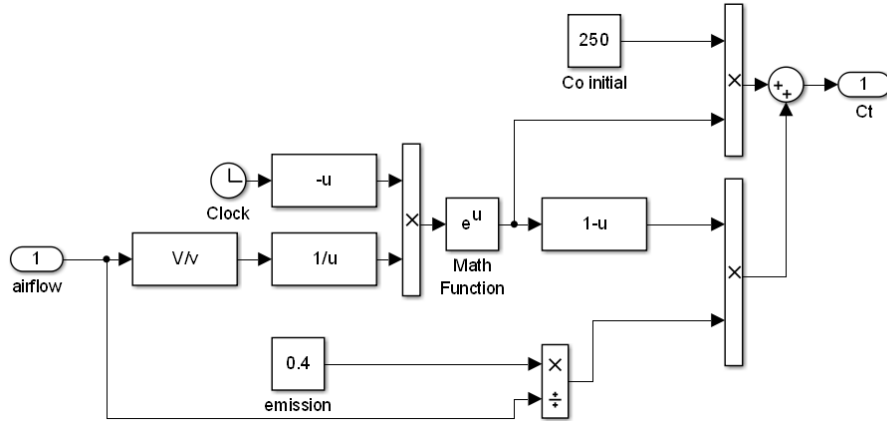


Figura 4.1 - Modelo para a simulação da concentração de CO.

Com o objetivo de observar o comportamento do controlador do sistema de ventilação, em casos mais extremos, foi inserido no modelo, uma concentração inicial de monóxido de carbono de 250 PPM.

Os níveis de monóxido de carbono presentes na Figura 4.2 encontram-se sobre o efeito do controlador do sistema, sendo possível observar que a concentração de monóxido de carbono vai diminuindo exponencialmente, tendendo para zero ao longo do tempo. Enquanto houver combustão interna no esquentador, a concentração de CO nunca alcançará o valor zero, tal facto é justificado pela contínua emissão de CO durante a combustão.

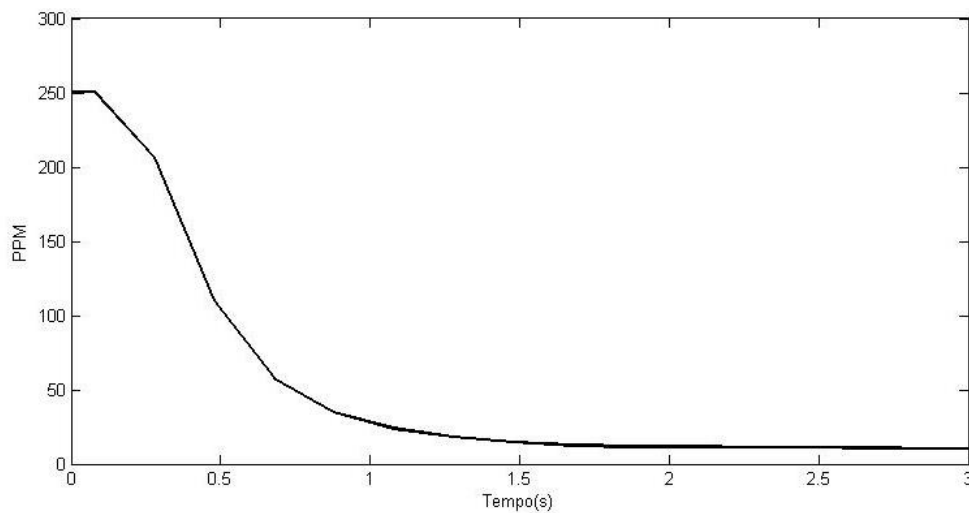


Figura 4.2 - Concentração de monóxido de Carbono (PPM).

Uma vez que a informação referente às concentrações de monóxido de carbono na prática são fornecidas por um sensor, na simulação foi realizada uma conversão das concentrações de

CO. Assumindo que os valores de CO se encontram entre 0 e 1000 ppm, os valores apresentados pelo sensor encontram-se entre 0 e 5 volts, sendo que 0 V indica uma concentração de 1000 PPM e 5 V uma concentração de 0 PPM. Existe então uma conversão e uma inversão dos valores, isto porque, para efeitos de controlo devido às interferências eletromagnéticas no sistema, é aconselhável que o valor de referência seja diferente de 0 V, para evitar que existam erros de leitura. Nos 5 V essas interferências já não são tão acentuadas, podendo-se obter uma melhor e mais correta leitura dos valores. Na Figura 4.3 é apresentado o diagrama de blocos, na ferramenta MATLAB/SIMULINK, para a conversão e inversão dos valores da concentração de monóxido de carbono.

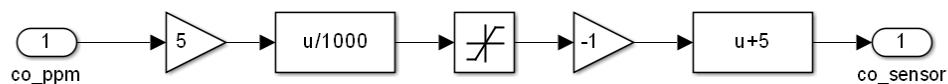


Figura 4.3 - Conversão e inversão da concentração de CO para o sensor.

Na figura 4.4 é representado o sinal do sensor. Como a concentração de monóxido de Carbono tende para zero, o valor do sensor tende para 5V.

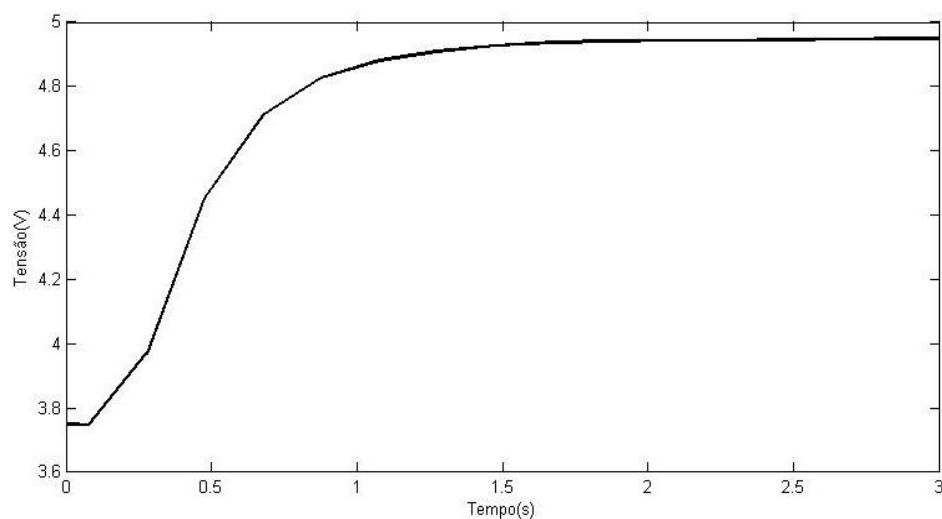


Figura 4.4 - Concentração de CO convertida para sensor.

É relevante referir que o modelo apresentado é essencialmente utilizado para o estudo do comportamento do ambiente onde se encontrará o sistema de Ventilação. Uma vez que o processo de emissão de CO e de outros gases não é linear, os resultados mostrados nas simulações são uma aproximação realística, contudo não exata do comportamento do sistema.

4.2 - Funcionamento do Motor e Ventilador

No sistema de ventilação, o poder de extração dos gases é proveniente de um motor que produz binário para girar o ventilador. A velocidade do motor depende do número de polos que o motor possui, e da frequência da tensão aplicada ao mesmo. Para além do mais, a amplitude da tensão de alimentação e a carga sobre o eixo do motor também influenciam a sua velocidade.

Considerando o motor de indução, quando uma tensão AC é aplicada no estator, é produzido no entreferro um campo magnético girante que roda em sincronismo com a frequência de alimentação do estator. Este campo magnético variável induz no rotor forças eletromotrizes, que por sua vez, criam o seu próprio campo magnético girante. Este campo magnético girante criado pelo rotor tende a alinhar-se com o campo girante do estator, produzindo um movimentação no rotor. A velocidade de rotação do rotor é ligeiramente inferior à velocidade de rotação do campo girante do estator, não estando assim o rotor sincronizado com esse campo girante. Devido a este fato estes motores podem ser denominados de assíncronos. A velocidade síncrona de rotação pode ser determinada através de:

$$n_s = 120 \frac{f}{p} \text{ (r/min)} \quad (4.5)$$

Onde f é a frequência da tensão proveniente do inversor e p é o número de pólos do motor. A diferença entre a velocidade do rotor n (rpm) e a velocidade de sincronismo n_s (rpm) do campo rotativo é chamado de deslizamento s , e é uma variável sem unidades. A velocidade do rotor é definida por:

$$n = 120 \frac{f(1-s)}{p} \text{ (r/min)} \quad (4.6)$$

Na Figura 4.5 é apresentado o diagrama de blocos, implementados na ferramenta MATLAB/SIMULINK, que traduz a equação 4.6, sendo que a frequência é a variável de entrada que determina a velocidade do motor.

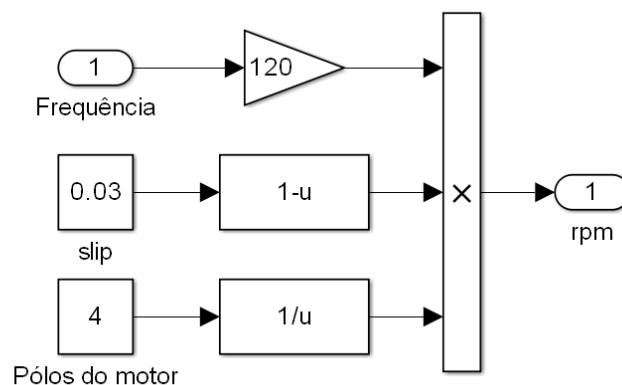


Figura 4.5 - Diagrama de blocos do modelo do motor AC.

O comportamento do motor, relacionado com as variações da frequência aplicada ao motor (Figura 4.6), é observado na Figura 4.7. Como é possível observar na comparação entre as Figuras 4.6 e 4.7, quando a frequência aumenta a velocidade do motor aumenta, pelo que, se a frequência for reduzida a velocidade do motor é consequentemente reduzida.

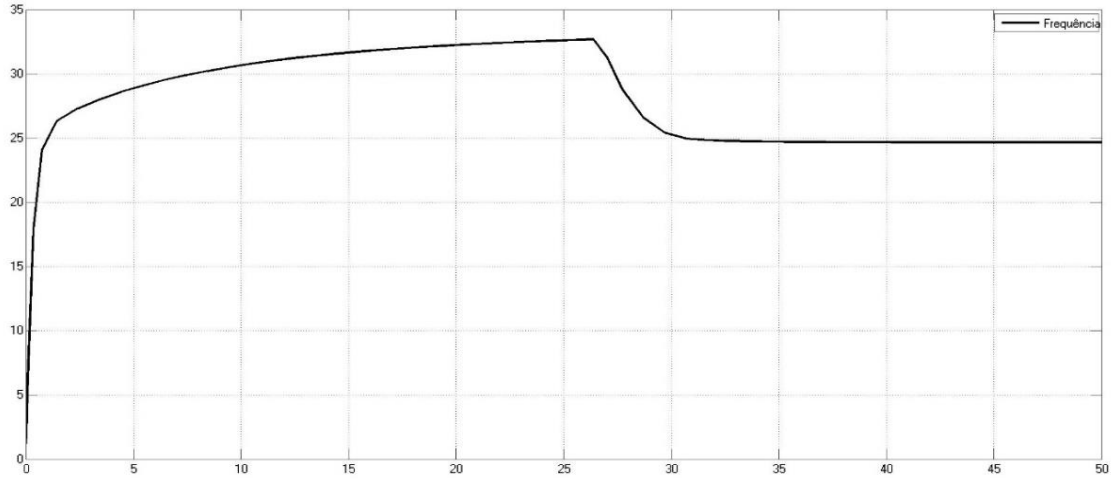


Figura 4.6 - Variação da frequência (Hz) da tensão aplicada ao motor.

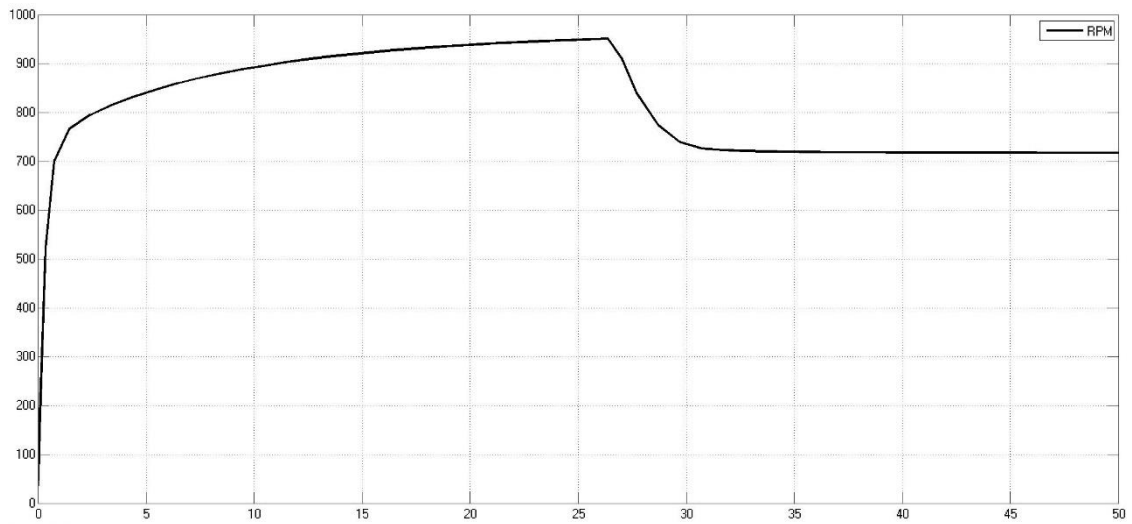


Figura 4.7 - Variação da velocidade do motor (rpm) com a frequência.

Apresentando o princípio de funcionamento do motor de indução e realizando a simulação deste, segue-se o desenvolvimento do modelo do ventilador [25].

O coeficiente de fluxo do ventilador φ é determinado através do aumento da pressão estática no ventilador:

$$\varphi = \frac{\Delta P_{static}}{\frac{1}{2}\rho v_{tip}^2} \quad (4.7)$$

Onde ΔP_{static} (Pa) é a diferença de pressão entre dois pontos do ventilador e v_{tip} (m/s) é a velocidade do ventilador.

$$v_{tip} = \pi d_{tip} \frac{N}{60} \quad (4.8)$$

Na equação 4.8, d_{tip} (m) refere-se ao diâmetro do ventilador e N (rpm) refere-se à velocidade do motor.

Na Figura 4.8 tem-se uma ilustração do espaço do sistema de ventilação, onde na posição 1 entram os gases da combustão. O ventilador situa-se entre a posição 2 e 3, e a extração dos gases é feita para 4.

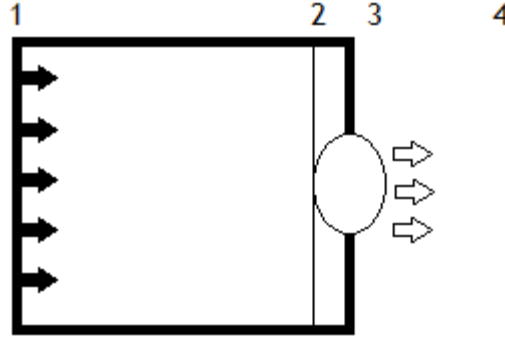


Figura 4.8 - Ilustração geométrica do Sistema de Ventilação.

A pressão estática ΔP_{static} corresponde a $P_4 - P_1$. No ponto 2 a pressão pode ser encontrada com:

$$P_2 = P_1 - \frac{1}{2} \rho v_{avg}^2 \quad (4.9)$$

Onde v_{avg} (m/s) é a velocidade média do fluxo de ar no ventilador. A diferença de pressão através do ventilador é dada por:

$$\Delta P_{fan,static} = P_3 - P_2 \quad (4.10)$$

Na saída do ventilador a pressão P_3 é igual a P_4 . Combinado as equações 4.9 e 4.10 tem-se que:

$$\begin{aligned} \Delta P_{fan,static} &= P_4 - P_2 = P_4 - P_1 + \frac{1}{2} \rho v_{avg}^2 \\ &= \Delta P_{static} + \frac{1}{2} \rho v_{avg}^2 \end{aligned} \quad (4.11)$$

Por fim,

$$\begin{aligned} P_{total} &= \Delta P_{fan,static} = \frac{1}{2} \rho v_{tip}^2 \varphi + \frac{1}{2} \rho v_{avg}^2 \\ &= \frac{1}{2} \rho \left[\pi d_{tip} \frac{N}{60} \right]^2 \varphi + \frac{1}{2} \rho \left[\frac{\dot{v}}{A_{fan}} \right] \end{aligned} \quad (4.12)$$

Onde P_{total} é a diferença total de pressão entre a entrada e a saída do ventilador, A_{fan} (m^2) é a área anelar do ventilador.

Assumindo φ uma variável independente do tempo e da temperatura, e combinando as equações 4.7 e 4.8 podemos assumir φ como:

$$\varphi = \frac{\Delta P_{static}}{\frac{1}{2} \rho \left[\pi d_{tip} \right]^2 \left[\frac{2f(1-s)}{p} \right]^2} \quad (4.13)$$

O diagrama de blocos do ventilador, implementado em MATLAB/SIMULINK, foi desenvolvido tendo em conta a equação 4.12.

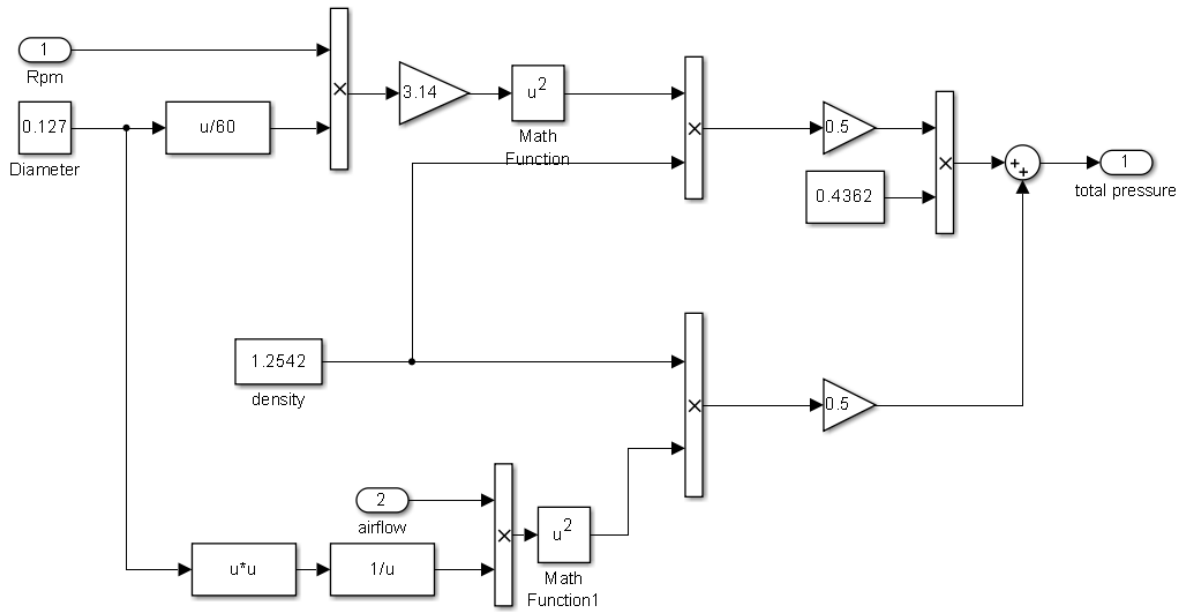


Figura 4.9 - Diagrama de blocos do modelo do ventilador.

Através do modelo apresentado na Figura 4.9 é possível relacionar a saída do ventilador com a pressão. Para estabelecer a relação entre a pressão na saída do ventilador e o fluxo de ar do mesmo, é utilizada a seguinte equação:

$$\dot{v} = \sqrt{\frac{P_{total}}{c_1} + c_2} - \sqrt{c_2} \quad (4.14)$$

Onde, c_1 e c_2 são constantes tidas como $c_1 = 3003$ e $c_2 = 0.000782$. Na Figura 4.10 é possível observar o diagrama de blocos que relaciona a pressão no ventilador com o fluxo de ar.

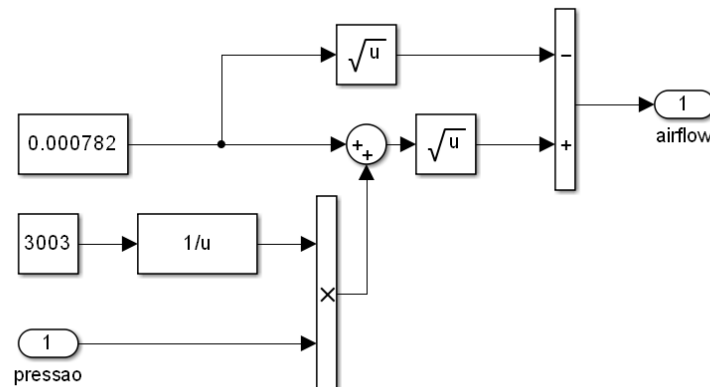


Figura 4.10 - Diagrama de blocos da conversão de pressão em fluxo de ar.

4.3 - Controlo do Sistema

O método mais indicado para o controlo da velocidade de um motor monofásico consiste na variação da frequência do estator. Para a implementação deste método, deve-se adotar uma estratégia de controlo, normalmente escalar do tipo V/F constante. Este tipo de controlo pode ser aplicado em sistemas de malha aberta ou fechada. O controlo em malha aberta é utilizado quando não há a necessidade de uma grande precisão. Neste caso, a frequência é calculada consoante a velocidade desejada.

Quando se pretende uma maior precisão no sistema, uma solução em malha fechada é a mais apropriada. Esta solução pode ser alcançada através do controlo escalar, por regulação da frequência aplicada ao motor, onde um controlador PI é utilizado para realizar o controlo da frequência e manter o motor na velocidade necessária para o efeito.

Neste subcapítulo apenas será analisada a solução em malha fechada para o controlador, uma vez que em malha aberta, o controlo da frequência é realizado através de um sinal de comando.

Num controlador proporcional (P), o sinal de controlo é um sinal proporcional ao erro de entrada, o que implica um erro estacionário. Este tipo de controlador é apresentado pela equação 4.15, onde $u(t)$ é o sinal de saída do controlador, K_p é o ganho proporcional e $e(t)$ representa o erro de entrada do controlador, que neste caso é a diferença entre a tensão desejada (referência = 5V) e a tensão proveniente da sensorização.

$$u(t) = K_p e(t) \quad (4.15)$$

Para se reduzir o erro estacionário, é inserido um termo integral no controlador proporcional, obtendo-se assim um controlador proporcional integral (PI). A acção integral é o resultado da integração do somatório do erro. O ganho integral do controlador não deve ser excessivamente acentuado correndo o risco que o sistema se torne instável devido a um somatório em excesso do erro, mesmo quando este é pequeno. O controlador proporcional integral é representado pela equação 4.16, onde K_i é o ganho integral e $\int_0^t e(t)dt$ o termo integral baseado nos valores anteriores do erro.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t)dt \quad (4.16)$$

Para o controlo do motor de um sistema de ventilação é dispensável uma acção derivativa no controlo, uma vez que esta componente tem como objetivo acelerar a saída do controlador, provocando um maior consumo de energia desnecessário. Tendo em conta estes aspetos é representado na Figura 4.11 o diagrama de blocos do controlador proporcional integral utilizado. Sendo que o ganho integral é 45 e o ganho proporcional é 1. A saída do controlador é limitada conforme a frequência nominal do motor em questão.

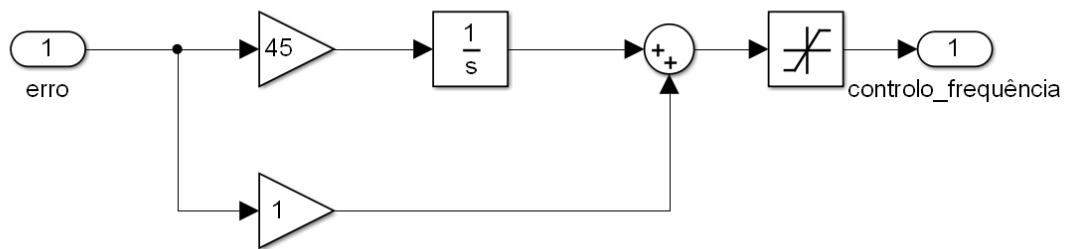


Figura 4.11 - Controlador Proporcional-Integral.

Uma vez que a produção de gases, por parte da combustão interna, é um processo não linear e contínuo no tempo, a emissão de gases continuará até não haver mais combustão o que provoca a existência de pequenas concentrações de gases, mesmo com o controle do sistema ativo. De forma a estabilizar o sistema e contornar estas concentrações, o ponto de referência do controlador, de 5 V, é reduzido para 4.95. O erro do sistema é o resultado da comparação do valor de referência do sistema, de 4.95 V, e o valor proveniente do sensor de CO.

Na Figura 4.12 pode-se observar a resposta do sistema através do sinal do sensor e o erro de entrada do controlador.

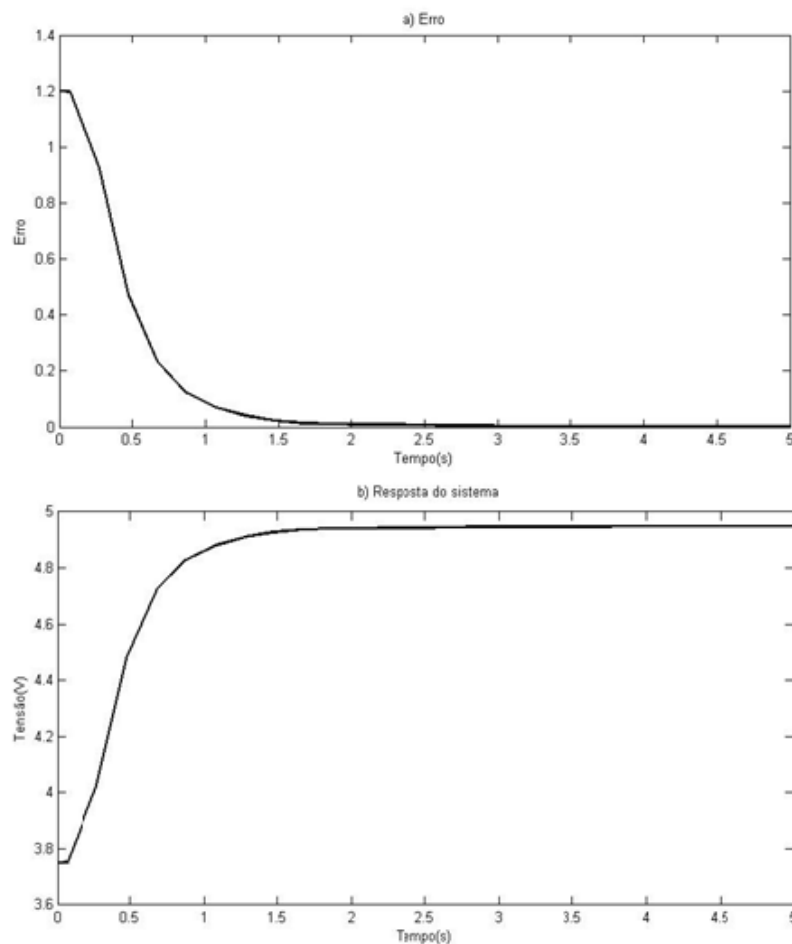


Figura 4.12 - a) Entrada do controlador PI(erro) b) Concentração de CO (sensor).

Como se pode observar na Figura 4.13 o sistema tem um tempo de estabilização de 1,5 segundos, momento em que o sensor de monóxido de carbono transmite a informação de que a concentração de CO no sistema é mínima.

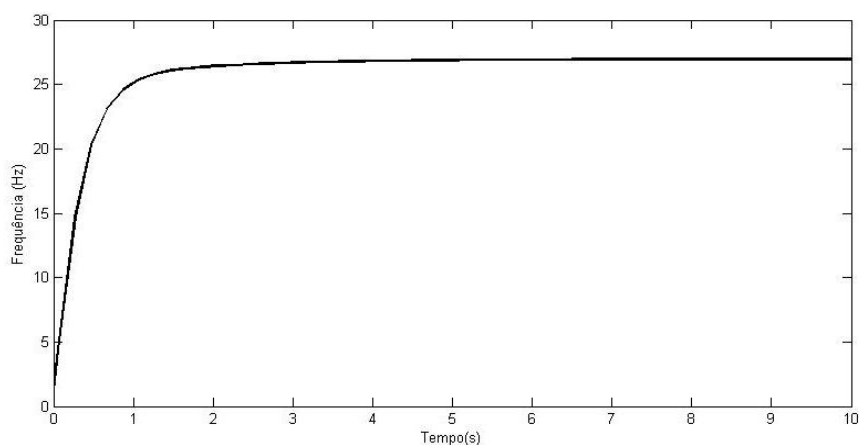


Figura 4.13 - Saída do Controlador PI.

O sistema aumenta a velocidade do ventilador até ao ponto em que as concentrações dos gases sejam mínimas.

4.4 - Conversor DC-AC

O conversor DC-AC implementado segue a topologia da “ponte H” como foi descrito na secção 3.2. No dimensionamento do mesmo surge a questão de qual o semiconductor de potência a utilizar. Os *IGBTs* são utilizados em sistemas de baixas frequências (<20 KHz), assim como em aplicações que empregam elevadas tensões (>1000 V) e que operam a elevadas temperaturas (>100 °C) com grandes potências de saída (>5 KW). Por outro lado, os *MOSFETs* são utilizados em sistemas de alta frequência (>200 KHz), em aplicações de baixas tensões (<250 V) e de potência de saída baixa (<500 W). A Figura 4.14 [27] apresenta a zona de trabalho de cada semiconductor, esta depende de três fatores, sendo eles a tensão, corrente e frequência.

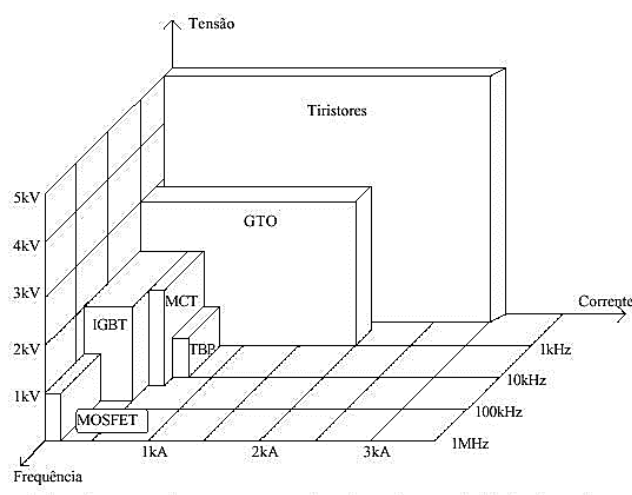


Figura 4.14 - Limites de operação dos semicondutores de potência.

Através da Figura 4.14, sabendo que o barramento DC do inversor tem uma tensão de operação de 230 V, potência máxima de 107 W, a corrente terá um valor de 0.46 A. O semiconductor que se adaptará melhor à zona de trabalho do inversor será o *MOSFET*.

O inversor de tensão foi dimensionado utilizando a ferramenta de simulação *PSIM*. O circuito utilizado para a simulação do conversor é mostrado na Figura 4.15.

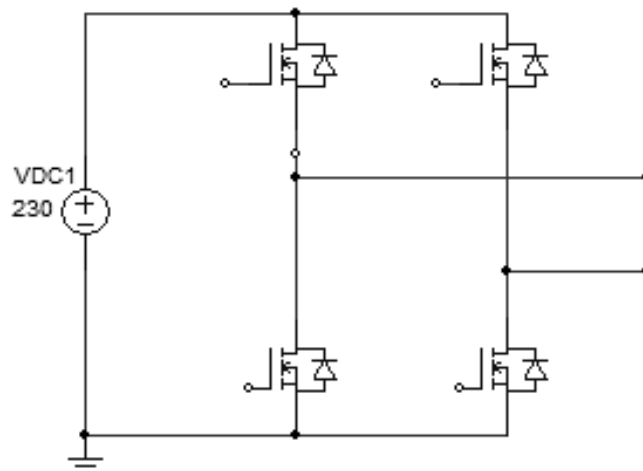


Figura 4.15 - Inversor de tensão monofásico na ferramenta PSIM.

O controle do inversor é realizado através de ondas PWM. Estas ondas são criadas pela comparação de um sinal modulador e um sinal triangular. O sinal modulador é uma senoide com frequência imposta pelo controle de frequência, enquanto o sinal triangular tem frequência fixada nos 4 KHz. As ondas PWM são apresentadas na Figura 4.16. Para 30 Hz o índice de modulação que mantém a razão v/f constante é de 0.495.

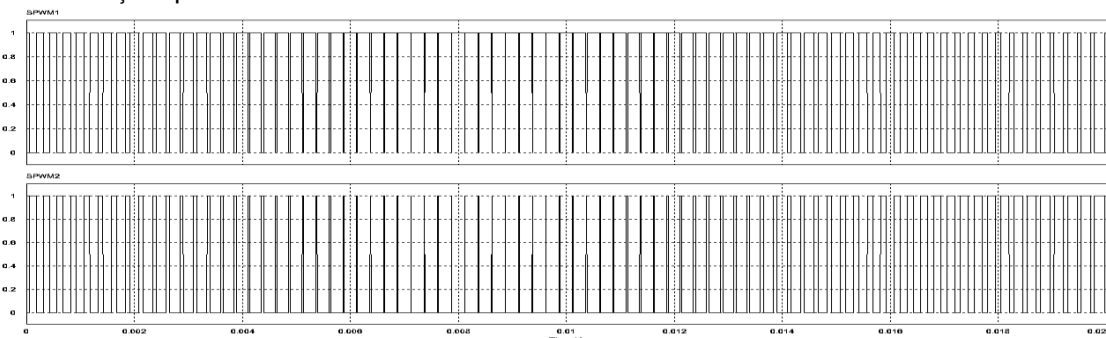


Figura 4.16 - Sinais de comando do inversor para uma frequência de controle de 30 Hz.

Os sinais de comando do inversor não são nada mais que a conversão de um sinal analógico, neste caso de uma senoide, num sinal digital com níveis lógicos altos e baixos de *duty-cycle* variável.

O sinal de saída produzido pelo inversor de tensão para uma carga de 494 Ω com uma frequência de controle de 30 Hz é ilustrado na Figura 4.17.

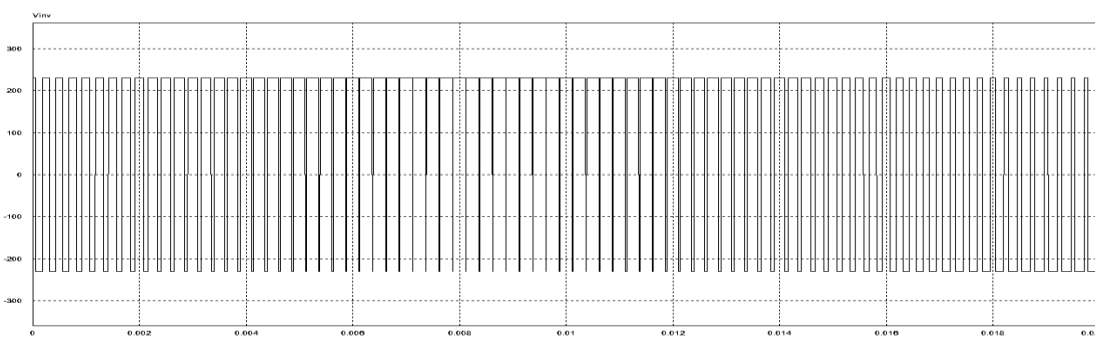


Figura 4.17 - Saída do inversor de tensão para uma frequência de 30 Hz.

Para uma frequência de controlo de 60 Hz são apresentados os seguintes sinais de comando, onde o índice de modulação é de 1.

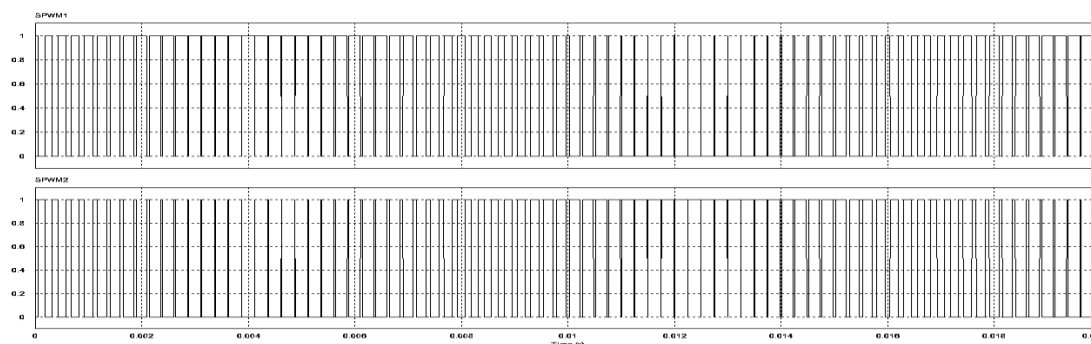


Figura 4.18 - Sinais de comando do inversor para uma frequência de controlo de 60 Hz.

O sinal de saída do inversor produzido por estes sinais de comando é apresentado na Figura 4.19.

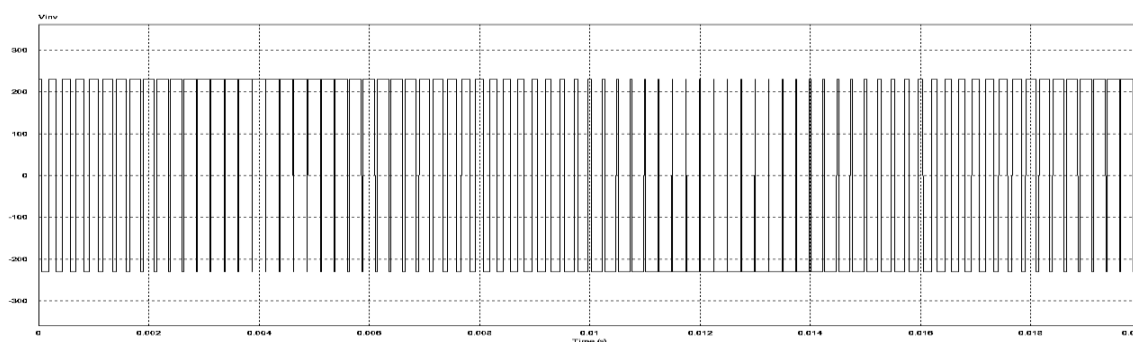


Figura 4.19 - Saída do inversor de tensão para uma frequência de 60 Hz.

4.5 - Conversor AC-DC

A primeira parte do sistema de ventilação é a conversão de AC para DC, através de um retificador de onda completa cuja simulação do retificador de onda completa é realizada através da ferramenta PSIM.

O circuito utilizado para a simulação do conversor é apresentado na Figura 4.20.

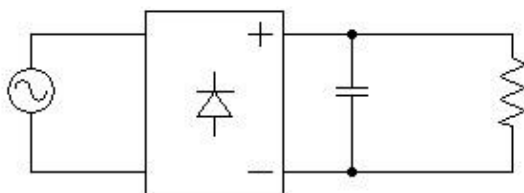


Figura 4.20 - Conversor AC-DC na ferramenta PSIM.

A fonte de tensão representa a tensão de rede, configurada para 230 V e 50 Hz. O bloco apresentado na Figura 4.20 trata-se de uma ponte de diodos que é representada na Figura 4.21.

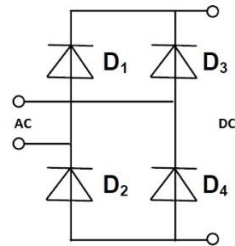


Figura 4.21 - Ponte de díodos retificadores.

Durante o funcionamento da ponte retificadora em cada semiciclo do sinal ac de entrada são polarizados dois diodos. Quando o semiciclo positivo ocorre, os diodos D2 e D3 são polarizados, enquanto D1 e D4 são inversamente polarizados. Quando o semiciclo negativo ocorre, os diodos D1 e D4 são polarizados, enquanto D2 e D3 são inversamente polarizados. A tensão na carga proveniente da ponte retificadora é um sinal DC pulsante com uma amplitude de 325 V, esta tensão representa a tensão de pico da rede que é equivalente a $\sqrt{2}V_{rede}$ sendo a tensão de rede de 230 V, este pode ser observado na Figura 4.22.

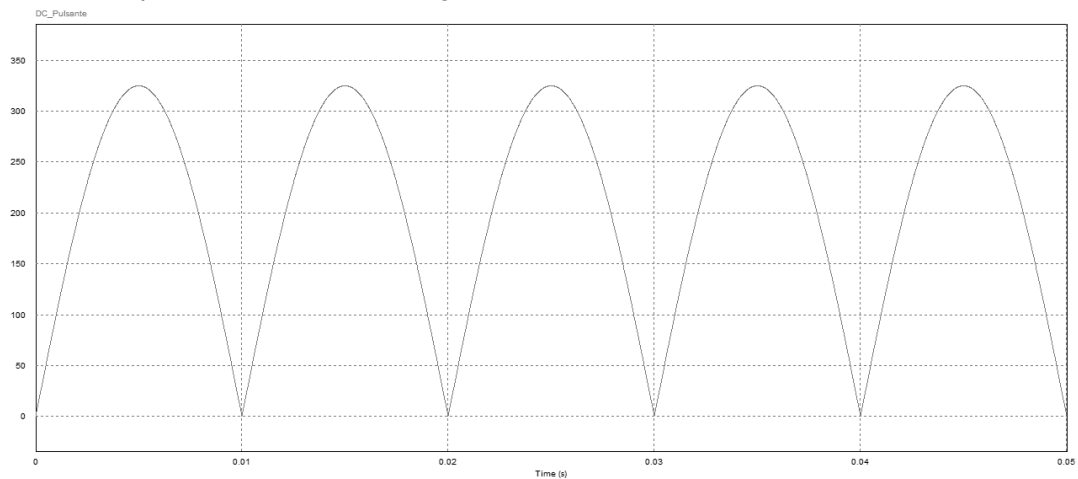


Figura 4.22 - Sinal DC pulsante proveniente da ponte retificadora.

O sinal DC pulsante é suavizado quando aplicado um filtro capacitivo. O mais utilizado nesse tipo de sistemas consiste num simples condensador, geralmente do tipo electrolítico de grande capacidade, colocado em paralelo com a carga. A Figura 4.23 mostra a tensão na carga quando é utilizado um filtro capacitivo.

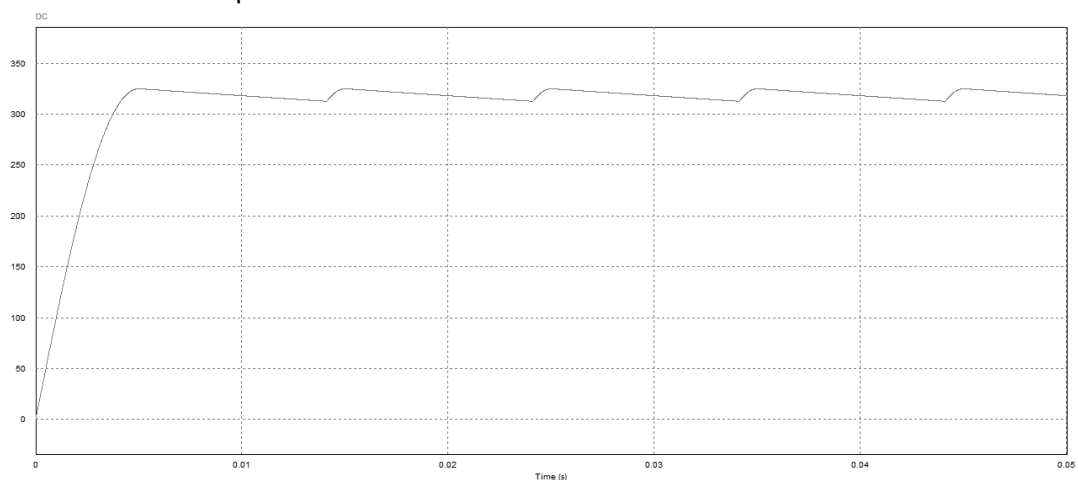


Figura 4.23 - Saída da ponte retificadora com filtro capacitivo de 500 µF.

Como é possível observar na Figura 4.23, a tensão na carga suavizou mas ainda se manteve alguma ondulação, isto porque o condensador não possui capacidade suficiente. Para se calcular o valor necessário do condensador recorre-se à equação 2.12 da secção 2.6.

$$V_{ripple} = \frac{V_{pico} - V_D}{2fCR} \quad (2.12)$$

É obtida uma boa filtragem quando a tensão de *ripple* é zero. Para se conseguir uma tensão de *ripple* nula, a parcela $2fCR$ da equação 2.12 tem de ser muito maior que $V_p - V_D$. Resolvendo a equação em ordem a C, com $R=494 \, \Omega$, $f=50 \, \text{Hz}$ e $V_p=325 \, \text{V}$, conclui-se que C tem de ter uma capacidade superior a $3300 \, \mu\text{F}$ para que a tensão de *ripple* seja praticamente nula. Alterando o valor do condensador para $3300 \, \mu\text{F}$ a tensão na carga é um sinal aproximadamente DC.

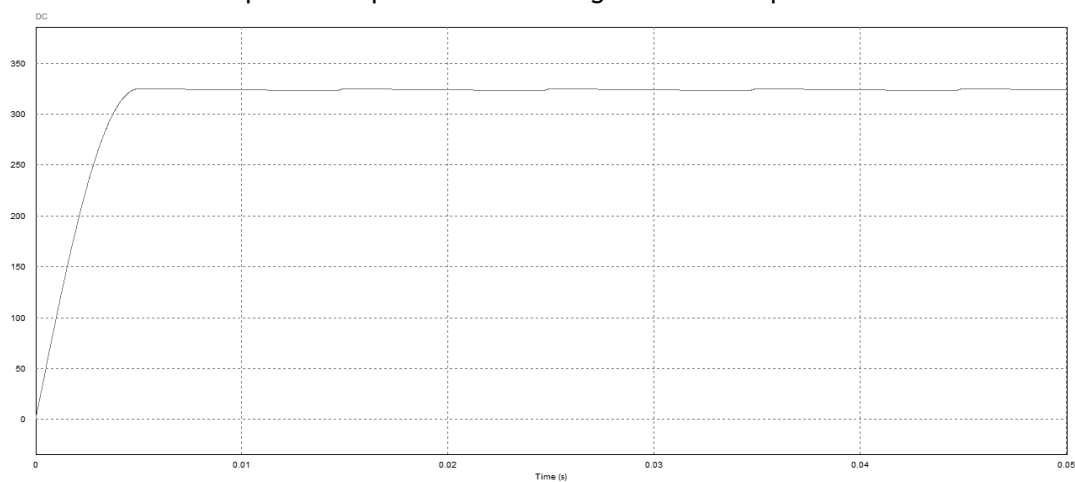


Figura 4.24 - Saída da ponte retificadora com filtro capacitivo de $3300 \, \mu\text{F}$.

O conversor AC-DC demora 0.005 segundos a estabilizar, um quarto do período do sinal AC. Com o condensador de capacidade $3300 \, \mu\text{F}$ a saída do conversor é suavizada e estabilizada num sinal DC de 325 V.

Capítulo 5

Implementação do Sistema

Após as simulações desenvolvidas do sistema, foi realizado um levantamento dos componentes necessários para a concepção deste. Os componentes foram escolhidos conforme as condições a que são sujeitos, tendo em conta os elevados valores de tensões e de temperatura.

Neste capítulo são apresentadas as soluções implementadas no desenvolvimento do projeto, nomeadamente o retificador de tensão, o inversor de tensão e o controlo do sistema, bem como os resultados obtidos no ventilador.

5.1 - Controlo do Sistema

Para a montagem do circuito de controlo, foi utilizado o *Atmega328p*, um microcontrolador da *Atmel*. O *Atmega328p* apresenta, entre outras vantagens, uma enorme simplicidade na sua utilização, tem um baixo custo e em termos de *software* e *hardware* é uma ferramenta *Open-Source*. O programa foi desenvolvido utilizando a linguagem de programação C++ e consiste basicamente no emprego de dois tipos de controlo de frequência, controlo em malha aberta e em malha fechada, e na geração de dois sinais PWM complementares que comandam o inversor monofásico. Na seguinte tabela estão presentes algumas características [28] do *Atmega328p*.

Tabela 5.1 - Características do microcontrolador *Atmega328p*

	Valores
Tensão de Operação	1.8-5.5 V
Pinos I/O digital	14
Pinos Analógicos	6
Pinos PWM	6
Consumo a 25 °C	0.2 mA - 1 MHZ
Corrente DC por pino I/O	40 mA

Corrente DC (3.3V)	50 mA
Flash Memory	32 Kb
Clock Máximo	20 MHZ

O *Atmega328p* apresenta algumas características essenciais, como, o baixo consumo de operação, a grande capacidade em termos de memória disponível e a existência de 6 portas com módulo PWM. A partir destas portas é possível gerar um sinal analógico, embora as saídas sejam compostas por um sinal digital que assume apenas níveis lógicos altos (Um) e baixos (Zero). A saída é então uma onda quadrada, com frequência constante e largura de pulso variável. A frequência do sinal analógico pode ser definido como a quantidade de vezes que este se repete no tempo. O *duty-cycle* define o tempo de sinal ativo (nível lógico alto).

O Arduino é uma placa de circuito impresso de desenvolvimento, projetada com um microcontrolador *Atmel AVR* e, entre outros, o *Atmega328p* é um dos microcontroladores utilizados. Embora seja utilizado essencialmente nas placas do Arduino, este microcontrolador tem a capacidade de operar sem a presença de um computador (*standalone*) [29], amplificando assim a sua capacidade de utilização nos mais variados projetos e reduzindo as dimensões dos circuitos e componentes utilizados bem como o seu custo.

O circuito utilizado para o funcionamento *standalone* do *atmega328p* está representado na Figura 5.1 e é constituído por 1 Microcontrolador *Atmega328p*; 2 Condensadores de cerâmica de 22 pF; 1 Cristal de 16 MHZ; 1 Resistência de 10 K; 1 *Push Buttom*.

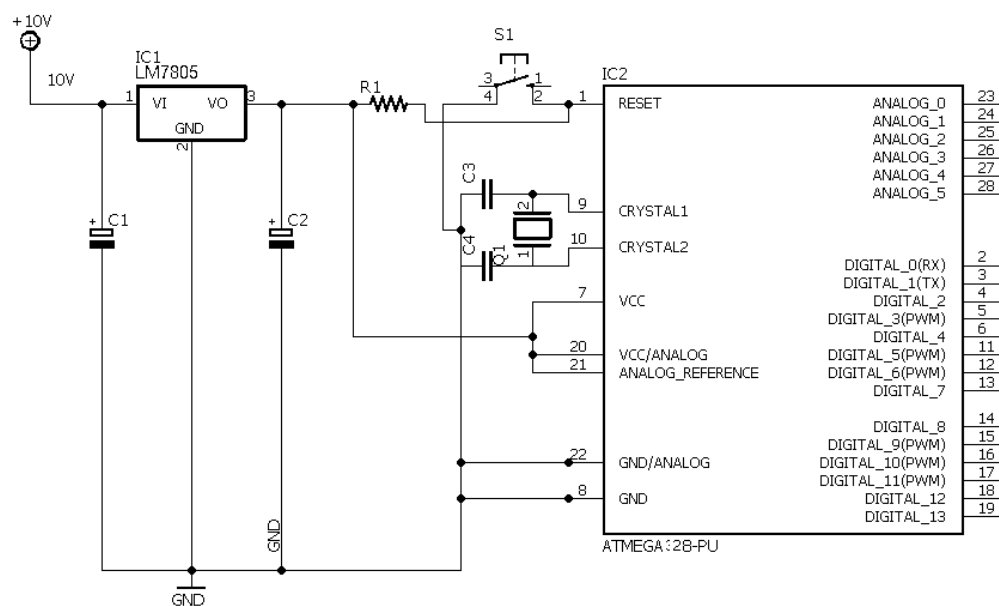


Figura 5.1 - *Atmega328p* em *Standalone*.

Na alimentação do *Atmega328p* é utilizado um regulador de tensão *LM7805*. Este possui uma tensão de entrada máxima de 35 V e uma tensão de saída de 5 V, permitindo assim o uso de uma bateria para a alimentação do microcontrolador. Os condensadores de cerâmica têm como função alimentar o cristal que gera o sinal externo de *clock* para o microcontrolador, a resistência de 10 K evita a ocorrência de um curto-circuito sempre que o *Push Buttom* é pressionado.

5.1.1. Controlo de Frequência

O controlo escalar, devido à sua fácil implementação e ao baixo custo, é o método de controlo implementado. Uma vez que o método $v/f = \text{constante}$ controla a magnitude de tensão e de frequência e não a fase e magnitude da corrente, apresenta em comparação com o controlo vetorial um tempo de resposta dinâmica mais lento, embora que, apresenta ainda assim um tempo de resposta bastante satisfatório, principalmente em sistemas que não necessitem de uma elevada resposta dinâmica, tornando-o num método de controlo utilizado nas mais diversas aplicações incluindo sistemas de ventilação.

O controlo da velocidade do motor é realizado através da variação de frequência de alimentação do estator, logo é necessário um controlo de frequência. Como já referido, o controlo de frequência é realizado de duas formas distintas, através do controlo em malha aberta ou em malha fechada. A seleção do tipo de controlo a utilizar é executada através de um interruptor ligado ao pino digital 2 do microcontrolador. A utilização do controlo em malha fechada é assinalada pela utilização de um *LED*.

Fragmento de Código: Seleção do tipo de controlo

```
reading = digitalRead(interrupt_pin);
if (reading == HIGH && previous == LOW )
{
    if (state == HIGH)
        state = LOW;
    else
        state = HIGH;
}
previous = reading;
```

O fragmento de código a cima representado determina se o controlo de frequência é em malha aberta ou malha fechada. Sempre que o interruptor é pressionado a função *digitalRead* regista a variação na leitura do sinal e a variável *state* muda de estado. Caso a variável seja **HIGH** é realizado um controlo em malha fechada, no caso em que é **LOW** é realizado um controlo em malha aberta. Sempre que a unidade de controlo é iniciada, a variável *state* assume o valor lógico baixo (**LOW**).

Em malha aberta o controlo da frequência é realizado de forma direta. A unidade de controlo recebe um sinal de comando que é convertido em frequência. O sinal de comando varia entre 0 e 5 V, sendo que 5 V corresponde à frequência máxima a que o ventilador opera, que neste caso é 60 Hz.

Fragmento de Código: Controlo de frequência em malha aberta

```
if(state == LOW)
{
    digitalWrite(ledpin, LOW);
    signal = analogRead(c_signal_pin);
    freq = map(signal,0,1023,0,60);
}
```

No fragmento de código do controlo em malha aberta, a função *digitalWrite* coloca um valor lógico baixo na saída digital designada por *ledpin*, dando a indicação que está a ser utilizado o controlo em malha aberta. O sinal de comando está associado á entrada analógica A0 do microcontrolador e a sua leitura é realizada através da função *analogRead*. Uma vez que o microcontrolador possui um conversor A/D de 10bits, o valor retornado pela função *analogRead* estará na faixa de 0 a 1023 conforme o valor presente no pino que está configurado de 0 a 5 V. Após a leitura do sinal, o valor registado é convertido numa frequência através da função *map*. Esta função atribui novos limites aos valores da variável *signal*, fazendo uma conversão dos valores para uma faixa de 0 a 60 Hz.

No controlo em malha fechada a frequência é obtida utilizando o controlador PI desenvolvido na secção 4.3. O microcontrolador recebe um sinal proveniente de um sensor que é comparado com um valor de referência. A diferença desta comparação será a entrada do controlador PI, que conduz o erro para zero. A taxa de amostragem do microcontrolador é de 9600 amostras por segundo.

Fragmento de Código: Controlo de frequência em malha fechada

```

if( state == HIGH)
{
    digitalWrite(ledpin, HIGH);
    co_level = analogRead(CO_sensor);
    co_level = map(co_level,0,1023,0,5);
    erro = 5 - co_level;

    if(erro > 0)
    {
        integrador = integrador + (lterm * erro);

        if (integrador < 0)
            integrador = 0;
        else if (integrador > 60)
            integrador = 60;

        proporcional = erro * Kterm;
        pi[0] = integrador + proporcional;
    }
    else if (erro <= 0)
    {
        pi[0]=pi[0]-0.05;
        integrador = pi[0];

        if(pi[0]<25)
        {
            pi[0]=25;
            integrador = pi[0];
        }
    }
}

```

```

if (pi[0] < 0)
    pi[0]=0;
else if (pi[0] > 60)
    pi[0]=60;
dfreq=pi[0];
}

```

No fragmento de código a cima descrito, quando a variável *state* assume um valor lógico alto é ativado o controlo em malha fechada. Como indicação de que este controlo está ativo o *LED* é ligado. Neste controlo, é realizado uma leitura dos dados na entrada analógica A1, procedendo-se de seguida á conversão dos valores, sendo realizada para uma faixa de 0 a 5 V. Após a conversão do valor lido na entrada analógica, é calculado o erro do sistema através da comparação com a variável *Vref* que assume o valor 5. O resultado da comparação entre estes valores é inserido num controlador PI que irá calcular a frequência necessária para alimentar o motor e reduzir o erro do sistema. O termo integral do controlador PI tem um valor de 45 enquanto o termo proporcional é 1. O controlo PI apresenta um tempo de resposta de 2s.

5.1.2. Geração das ondas PWM

Uma vez efetuado o controlo de frequência segue-se a geração das ondas PWM para o comando do inversor.

O Atmega328p possui três temporizadores [30] que entre outras funcionalidades podem gerar ondas PWM. Os temporizadores são conhecidos como *Timer0*, *Timer1* e *Timer2* e cada um é incrementado a cada ciclo de *clock*, que pode ser de origem interna ou externa.

O valor máximo que o *Timer0* e *Timer2* podem alcançar na sua contagem é de 0xFF uma vez que são timers de 8bits, o *Timer1* de 16 bits pode alcançar o valor 0xFFFF.

Para a geração das ondas PWM foi utilizado o *Timer1* [31]. O controlo do modo de operação deste timer é realizado nos registos TCCR1A e TCCR1B (Figura 5.2 e 5.3). Os registos de comparação de saída OCR1A e OCR1B são constantemente comparados com o valor de contagem. O resultado de comparação é utilizado para gerar sinais PWM. O *Timer1* conta de 0x0000 até 0xFFFF ou até um valor de topo pode ser definido por um conjunto de valores fixos (0x00FF, 0x01FF ou 0x3FF).

TCCR1A – Timer/Counter1 Control Register A

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
(0x80)	COM1A1	COM1A0	COM1B1	COM1B0	–	–	WGM11	WGM10	TCCR1A
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R/W	R	R	R/W	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

Figura 5.2 - Registo TCCR1A.

TCCR1B – Timer/Counter1 Control Register B

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
(0x81)	ICNC1	ICES1	–	WGM13	WGM12	CS12	CS11	CS10	TCCR1B
Read/Write	R/W	R/W	R	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

Figura 5.3 - Registro TCCR1B.

Os bits COM1A1:0 e COM1B1:0 do registro TCCR1A controlam os pinos de *Output compare* (OCR1A e OCR1B), respetivamente, conforme a tabela a seguir:

Tabela 5.2 - Modo de comparação, fase corrigida.

COM1A1/COM1B1	COM1A0/COM1B0	Descrição
0	0	Normal port operation, OCR1A/OCR1B disconnected.
0	1	WGM13:0=9 or 11: Toggle OCR1A on compare match, OCR1B disconnected. For all other WGM1 settings, normal port operation, OCR1A/OCR1B disconnected.
1	0	Clear OCR1A/OCR1B on compare match when up-counting. Set OCR1A/OCR1B on compare match when downcounting.
1	1	Set OCR1A/OCR1B on compare match when up-counting. Clear OCR1A/OCR1B on compare match when downcounting.

Combinando os bits WGM13:2 encontrados no registrador TCCR1B, é possível controlar a forma de contagem do contador, o valor máximo de contagem e que tipo de forma de onda gerada será empregue (tabela 5.3).

Tabela 5.3 - Descrição dos bits para os modos de geração de formas de onda

Mode	WGM13	WGM12 (CTC)	WGM11 (PWM 11)	WGM10 (PWM 10)	Modo de Operação	Valor de topo
0	0	0	0	0	Normal	0xFFFF
1	0	0	0	1	PWM Fase corrigida	0x00FF
2	0	0	1	0	PWM Fase corrigida	0x01FF
3	0	0	1	1	PWM Fase corrigida	0x3FFF
4	0	1	0	0	CTC	OCR1A
5	0	1	0	1	PWM rápido	0x00FF

6	0	1	1	0	PWM rápido	0x01FF
7	0	1	1	1	PWM rápido	0x3FF
8	1	0	0	0	PWM Fase e Frequência corrigida	ICR1
9	1	0	0	1	PWM Fase e Frequência corrigida	OCR1A
10	1	0	1	0	PWM Fase corrigida	ICR1
11	1	0	1	1	PWM Fase corrigida	OCR1A
12	1	1	0	0	CTC	ICR1
13	1	1	0	1	-	-
14	1	1	1	0	PWM rápido	ICR1
15	1	1	1	1	PWM rápido	OCR1A

Os bits CS12:0 presentes no registrador TCCR1B seleccionam o *clock* do contador.

Tabela 5.4 - Descrição dos bits para seleção do *clock*.

CS12	CS11	CS10	Descrição
0	0	0	No clock source (Timer/Counter stopped)
0	0	1	$\text{clk}_{I/O}/1$ (No prescaling)
0	1	0	$\text{clk}_{I/O}/8$ (From prescaler)
0	1	1	$\text{clk}_{I/O}/64$ (From prescaler)
1	0	0	$\text{clk}_{I/O}/256$ (From prescaler)
1	0	1	$\text{clk}_{I/O}/1024$ (From prescaler)
1	1	0	External clock source on T1 pin. Clock on falling edge
1	1	1	External clock source on T1 pin. Clock on rising edge

Os modos de operação do *Timer1* são definidos pelas combinações [32] entre os bits do modo gerador de onda (WGM13:0) e os bits do modo de comparação de saída (COM1x1:0, x=A ou B). Os bits do modo de comparação de saída não afetam a sequência de contagem ao contrário dos bits do modo gerador de forma. Os modos de operação do *Timer1* podem ser classificados como: normal; limpeza do contador na igualdade de comparação (CTC); PWM rápido; e PWM com fase corrigida.

O modo normal é o mais simples, sendo que neste modo a contagem é sempre crescente e não é realizada nenhuma limpeza do contador. O contador conta de 0 até 65535 e volta a zero.

No modo CTC os registrador OCR1A é utilizado para mudar a resolução do contador, atribuindo um novo valor de topo. Neste modo, o contador é limpo quando o valor do mesmo é igual ao OCR1A.

O modo PWM rápido, Figura 5.4, permite a geração de um PWM de alta frequência. O contador conta de 0 até o valor de topo e volta a zero.

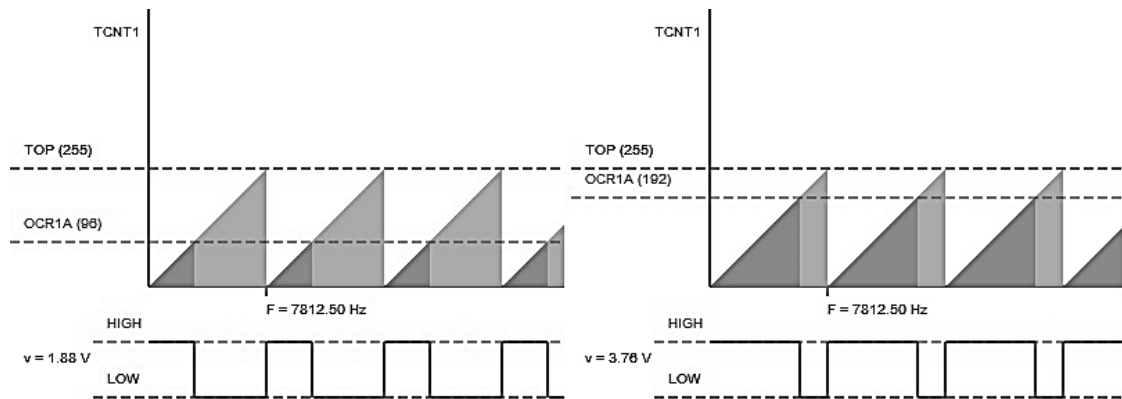


Figura 5.4 - Comparação entre contador e OCR1A e respectivas ondas PWM em modo PWM rápido.

A frequência do PWM rápido pode ser calculada com:

$$f_{OC1x_PWM} = \frac{f_{clk}}{N(1+TOP)} \quad (5.1)$$

Onde f_{clk} é a frequência de operação do microcontrolador e N é o fator de *Prescaler* (1, 8, 64, 256 ou 1024).

O modo PWM com fase corrigida, Figura 5.5, permite gerar uma onda PWM com fase precisa. O contador conta repetidamente de 0 até o valor de topo e do valor de topo até zero. Quando o contador atinge o valor de topo muda a direção de contagem.

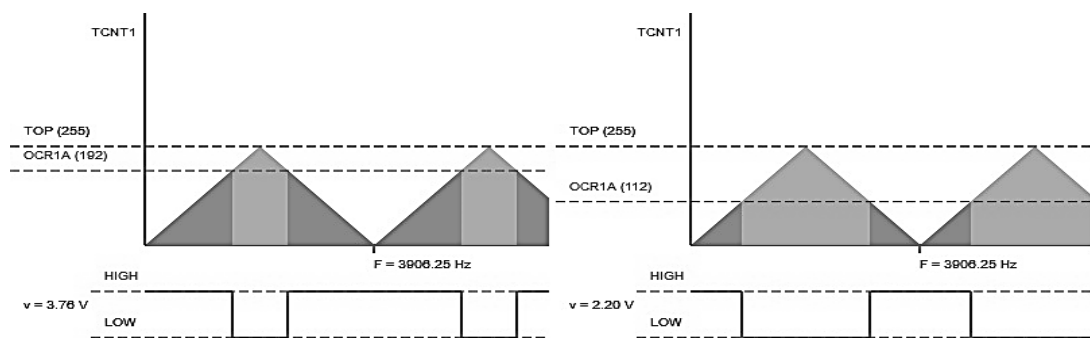


Figura 5.5 - Comparação entre contador e OCR1A e respectivas ondas PWM em modo PWM com fase corrigida.

A frequência de saída do PWM com fase corrigida pode ser calculada com:

$$f_{OC1x_PWM} = \frac{f_{clk}}{2NTOP} \quad (5.2)$$

Onde f_{clk} é a frequência de operação do microcontrolador e N é o fator de *Prescaler* (1, 8, 64, 256 ou 1024).

Para a geração das ondas PWM foi utilizada o modo PWM com fase corrigida. Utilizando a equação 5.2 com um valor de topo igual a 255 e um *Prescaler* de 8, a frequência de saída das ondas PWM foi definida como 4 Khz. A configuração do modo de operação do *Timer1* no microcontrolador está representado no seguinte fragmento de código.

Fragmento de Código: Configuração modo de operação do *Timer1*

```
void Setup_timer1(void)
{
    // Timer1 Clock Prescaler to: 8
    cbi (TCCR1B, CS10);
    sbi (TCCR1B, CS11);
    cbi (TCCR1B, CS12);

    // Timer1 PWM Mode set to Phase Correct PWM
    cbi (TCCR1A, COM1A0);
    sbi (TCCR1A, COM1A1);
    cbi (TCCR1A, COM1B0);
    sbi (TCCR1A, COM1B1);

    // Mode 1 / Phase Correct PWM
    sbi (TCCR1A, WGM10);
    cbi (TCCR1A, WGM11);
    cbi (TCCR1B, WGM12);
    cbi (TCCR1B, WGM13);
}
```

O fragmento de código implementado a cima define os bits COM1A1:0, COM1B1:0 e WGM11:0 do registo TCCR1A, e os bits CS12:0 e WGM13:2 presentes no registrador TCCR1B para que o *Timer1* seja configurado com o modo de operação PWM com fase corrigida com uma frequência de comutação das ondas PWM de 4 KHZ. Os pinos do *Atmega328p* utilizados na saída das ondas PWM são o 10 e 11, OCR1A e OCR1B respetivamente.

Os valores que o registo OCR1A assume para a criação de uma senoide em PWM provêm do método *DDS (Direct Digital Synthesis)* [33]. Este método é utilizado para gerar um sinal de saída de frequência e fase controladas. Para a sua implementação é necessário um acumulador de fase, um sinal de *clock* de referência e um conversor D/A. O sinal de *clock* é usado para criar a *frequency tuning word*, atualizar o valor do acumulador de fase e conduzir a conversão D/A. Este determina quando é enviado um valor do conversor, mas não determina diretamente a frequência do sinal de saída.

O acumulador de fase tem como função incrementar a fase proveniente da palavra de frequência (*tuning word*) com o valor previamente acumulado, onde o resultado é devidamente escalado e enviado para o conversor de fase para amplitude. O conversor assume a forma de uma tabela que é armazenada na memória não volátil do microcontrolador. Nessa tabela é armazenado um período completo da forma de onda que se deseja reproduzir, neste caso uma senoide. A lista de valores presentes na tabela tem um número total de 256 valores, que variam entre 0 e 255.

A frequência do sinal obtido na saída pode ser determinado por:

$$f_o = \frac{f_{clock} * M}{2^N} \quad (5.3)$$

Onde f_o é a frequência do sinal na saída do sistema DDS, M é o valor da palavra de frequência (tuning word), f_{clock} a frequência do clock que alimenta o sistema e N a largura em bits do acumulador de fase.

Fragmento de Código: Implementação do método DDS

```
// Look Up table of a single sine period divided up into 256
const PROGMEM unsigned char sine256[] = {
0x80,0x83,0x86,0x89,0x8c,0x8f,0x92,0x95,0x98,0x9c,0x9f,0xa2,0xa5,0xa8,0xab,0xae,
0xb0,0xb3,0xb6,0xb9,0xbc,0xbf,0xc1,0xc4,0xc7,0xc9,0xcc,0xce,0xd1,0xd3,0xd5,0xd8,
0xda,0xdc,0xde,0xe0,0xe2,0xe4,0xe6,0xe8,0xea,0xec,0xed,0xef,0xf0,0xf2,0xf3,0xf5,
0xf6,0xf7,0xf8,0xf9,0xfa,0xfb,0xfc,0xfc,0xfd,0xfe,0xfe,0xff,0xff,0xff,0xff,
0xff,0xff,0xff,0xff,0xff,0xff,0xfe,0xfe,0xfd,0xfc,0xfc,0xfb,0xfa,0xf9,0xf8,0xf7,
0xf6,0xf5,0xf3,0xf2,0xf0,0xef,0xed,0xec,0xea,0xe8,0xe6,0xe4,0xe2,0xe0,0xde,0xdc,
0xda,0xd8,0xd5,0xd3,0xd1,0xce,0xcc,0xc9,0xc7,0xc4,0xc1,0xbf,0xbc,0xb9,0xb6,0xb3,
0xb0,0xae,0xab,0xa8,0xa5,0xa2,0x9f,0x9c,0x98,0x95,0x92,0x8f,0x8c,0x89,0x86,0x83,
0x80,0x7c,0x79,0x76,0x73,0x70,0x6d,0x6a,0x67,0x63,0x60,0x5d,0x5a,0x57,0x54,0x51,
0x4f,0x4c,0x49,0x46,0x43,0x40,0x3e,0x3b,0x38,0x36,0x33,0x31,0x2e,0x2c,0x2a,0x27,
0x25,0x23,0x21,0x1f,0x1d,0x1b,0x19,0x17,0x15,0x13,0x12,0x10,0x0f,0x0d,0x0c,0x0a,
0x09,0x08,0x07,0x06,0x05,0x04,0x03,0x03,0x02,0x01,0x01,0x00,0x00,0x00,0x00,
0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x01,0x01,0x02,0x03,0x03,0x04,0x05,0x06,0x07,0x08,
0x09,0x0a,0x0c,0x0d,0x0f,0x10,0x12,0x13,0x15,0x17,0x19,0x1b,0x1d,0x1f,0x21,0x23,
0x25,0x27,0x2a,0x2c,0x2e,0x31,0x33,0x36,0x38,0x3b,0x3e,0x40,0x43,0x46,0x49,0x4c,
0x4f,0x51,0x54,0x57,0x5a,0x5d,0x60,0x63,0x67,0x6a,0x6d,0x70,0x73,0x76,0x79,0x7c
}
const double refclk = 31376.6;
tword_m = pow(2,32)*dfreq/refclk;
.
.
ISR(TIMER2_OVF_vect)
{
phase_accumulator = phase_accumulator + tword_m;
current_count = phase_accumulator >> 24;

OCR1A = pgm_read_byte_near(sine256 + current_count);
OCR1B = OCR1A;
}
```

Os valores de um ciclo completo da senoide são guardados na variável *sine256*. A nova *tuning word* é representada pela variável *tword_m*. OCR1B está configurado para operar em modo invertido, pelo que os valores apresentados por este registo serão os complementares aos valores a que ele é igualado. Daí o registo OCR1B aparecer igualado ao registo OCR1A. Estes dois registos são complementares um do outro para prevenir a ocorrência de um curto-circuito

no inversor de tensão. As saídas do microcontrolador para o controlo do inversor utilizando o método *DDS* estão representadas na figura 5.6 e 5.7.

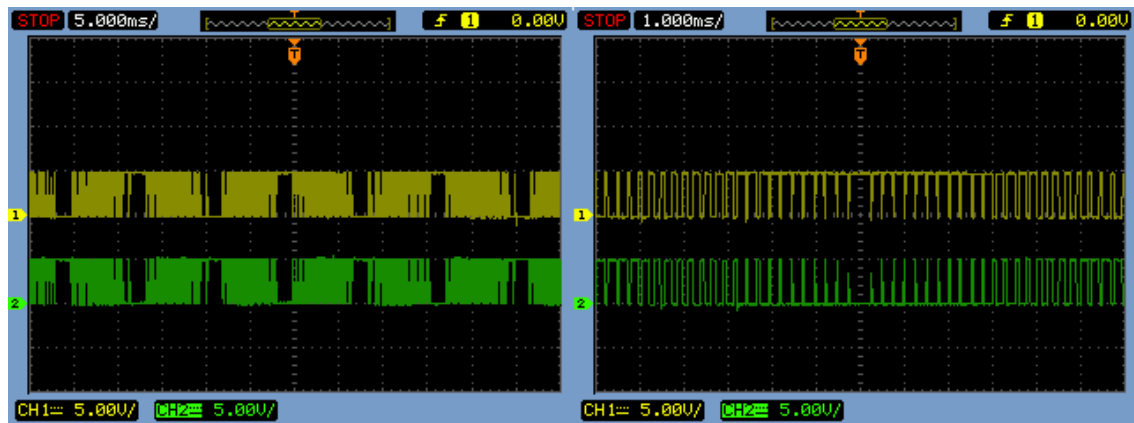


Figura 5.6 - Sinais de comando do inversor (5V/div, 5ms/div e 1ms/div).

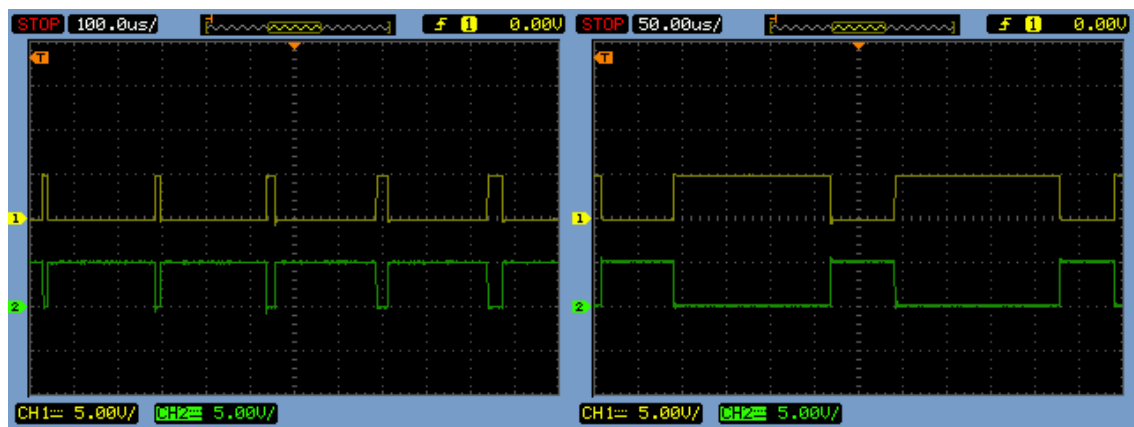


Figura 5.7 - Sinais de comando do inversor (5V/div, 100µs/div e 50µs/div).

Os sinais de comando são sinusoides formadas por pulsos com largura variável. Como é possível observar nas figuras, os sinais de comando são complementares, pelo que, quando o sinal de comando dos MOSFETs 1 e 4 assume um nível lógico alto o sinal de comando dos MOSFETs 2 e 3 assume um valor lógico baixo. Os sinais de comando variam entre 0 e 5V.

5.2 - Inversor de Tensão

A topologia do inversor de tensão utilizada na conceção do sistema é a mesma apresentada na secção 4.4. O inversor é constituído por um barramento DC e quatro *MOSFETs* distribuídos por dois braços como mostra a Figura 5.8.

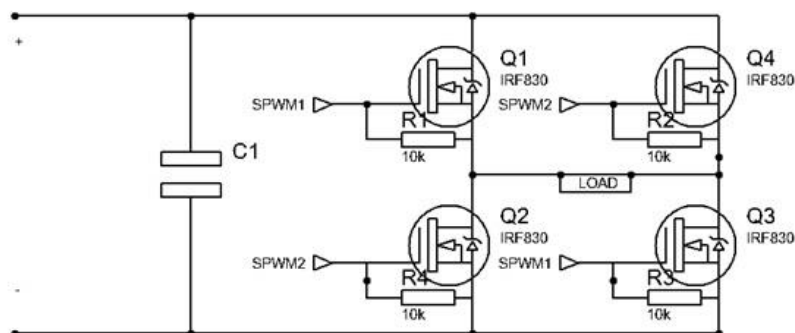


Figura 5.8 - Esquemático da ponte H.

Os *MOSFETs* utilizados na implementação do inversor são os *IRF830* da *Vishay Siliconix*. Estes *MOSFETs* providenciam uma elevada frequência de comutação, uma baixa resistência de condução tendo uma boa relação de custo-eficácia. Na tabela 5.5 são apresentadas algumas características do *IRF830* [34].

Tabela 5.5 - Características do *IRF830*.

Parâmetro	Limite	Unidade
Potência Dissipada	74	W
Tensão Drain-Source	500	V
Tensão Gate-Drain	500	V
Tensão Gate-Source	±20	V
Corrente Drain	4.5	A
Temperatura Máxima da junção	150	°C
Tempo de subida	16	ns
Tempo de descida	16	ns

A ligação entre o retificador de tensão e o inversor de tensão é realizada pelo barramento DC. Este pode ser visto como uma instalação de armazenamento de energia para o inversor de tensão, que suaviza e segura o nível de tensão pretendido. O principal objetivo do barramento DC é entregar a maior potência no menor tempo possível ao inversor de tensão.

O esquema elétrico do inversor de tensão monofásico é apresentado na Figura 5.8, sendo o esquema implementado na *PCB (Printed Circuit Board)* da Figura 5.9.

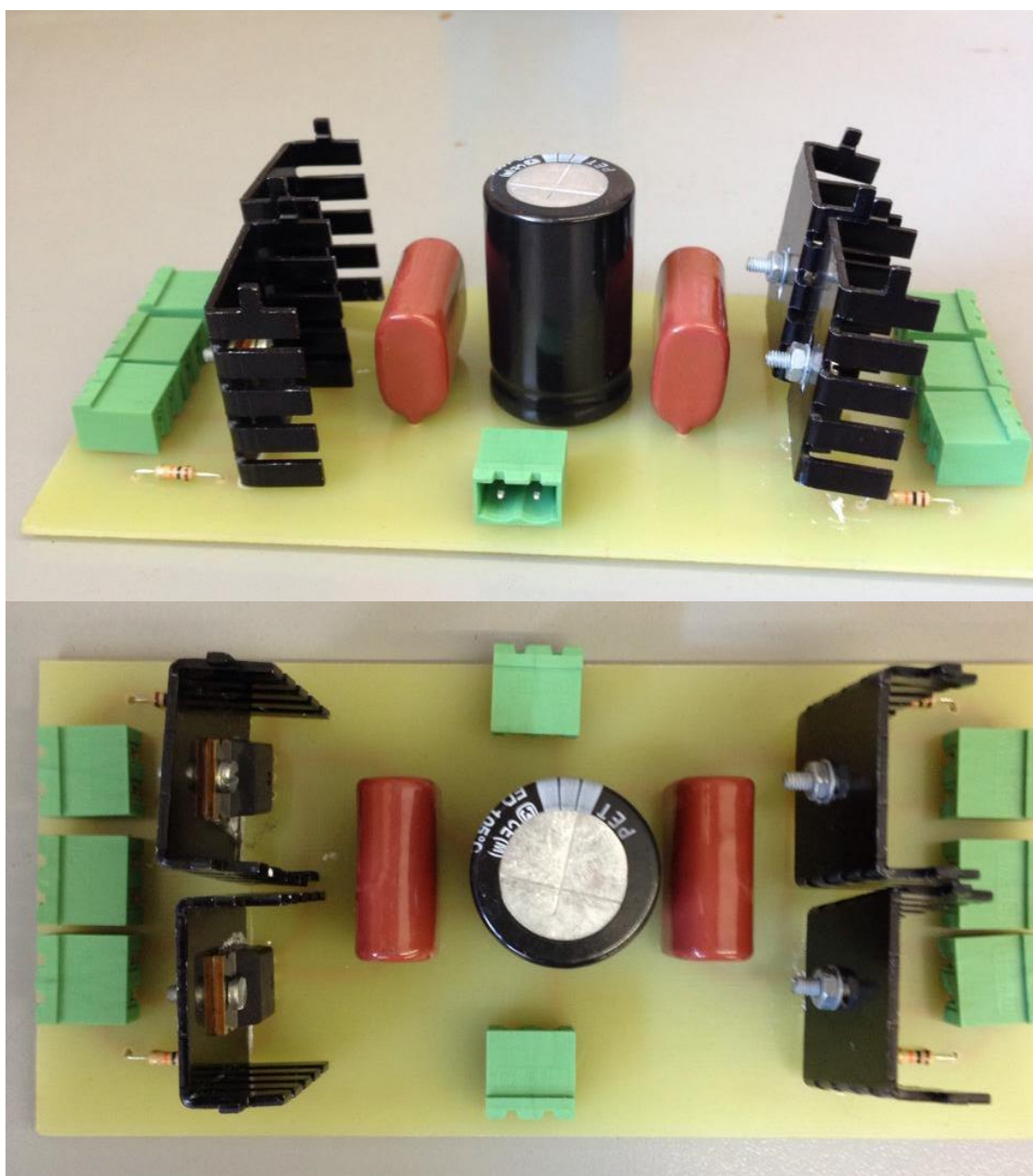


Figura 5.9 - Implementação do Inversor de tensão monofásico (Ponte H).

Os resultados obtidos pelo inversor de tensão sob o comando dos sinais PWM estão representados nas Figuras 5.10 e 5.11.

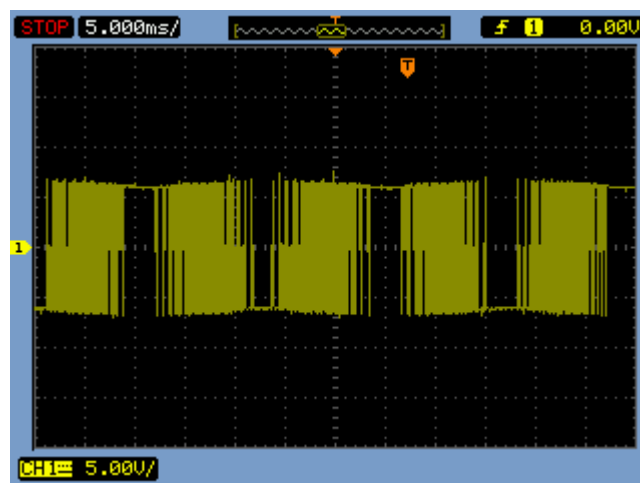


Figura 5.10 - Saída do inversor monofásico (30Hz) com índice de modulação 0.495.

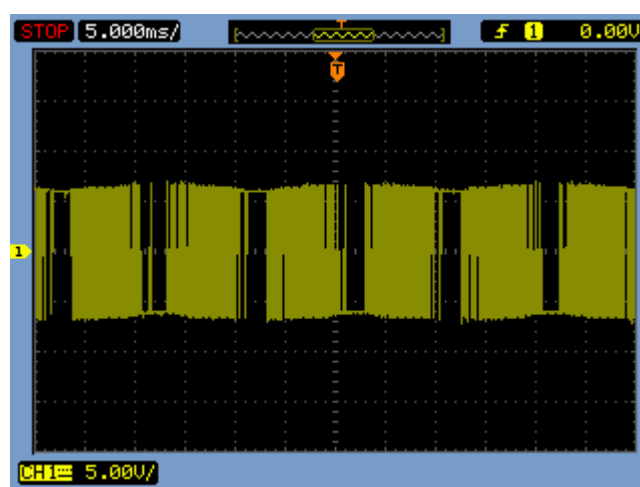


Figura 5.11 - Saída do inversor monofásico (50Hz) com índice de modulação 0.835.

Na Figura 5.10 é apresentado o sinal de saída do inversor para uma frequência de 30Hz enquanto na Figura 5.11 o sinal representado tem uma frequência de 50Hz. Os sinais obtidos possuem uma amplitude máxima de 60V, uma vez que os testes realizados foram efetuados com duas fontes de tensão em série, possuindo cada uma 30V de amplitude máxima. A ponta de prova do osciloscópio estava configurada para “reduzir” o sinal em 10X.

5.2.1. MOSFET Driver

O sistema de controlo gera as ondas PWM com tensões lógicas entre os 0 V e 5 V, no entanto, estas tensões não podem ser aplicadas diretamente nas portas dos *MOSFETs* devido a dois fatores. Um dos fatores deve-se ao fato que a tensão *Gate-Source* de 5 V é insuficiente para atingir a saturação dos *MOSFETs* conduzindo assim a perdas na condução. Por outro lado, os *MOSFETs* situados na parte superior do inversor de tensão não têm a *Source* ligada à massa, pelo que é necessário a aplicação de uma tensão flutuante para que estes disparem corretamente [35].

A interface entre o módulo de controlo e o inversor de tensão é então realizada por um circuito eletrónico (*Gate Driver*). Este tem como objetivo a amplificação e a correção do nível de tensão das ondas de controlo provenientes do microcontrolador.

Para a implementação do driver dos *MOSFETs* foi utilizado o circuito integrado *IR2110* da *International Rectifier*. Este circuito é um driver de alta tensão e alta velocidade para *MOSFETs*

Observando a Figura 5.12 é perceptível que o circuito integrado *IR2110* apenas pode controlar um braço do inversor, pelo que há a necessidade de duplicar este circuito.

O sinal H_{IN} controla o *MOSFET* superior (*high-side*) e o sinal L_{IN} controla o *MOSFET* inferior (*low-side*). O sinal *SD* (*Select*) bloqueia (quando igual a 5V) ou permite o acionamento (quando igual a 0V) dos *MOSFETs*, funcionando como um sinal de controlo.

A saída H_O tem como referência o sinal V_S , este é o retorno virtual de alimentação do *MOSFET* superior. Quando H_{IN} assume um valor lógico alto, a tensão em H_O é igual à tensão de V_B , em relação a V_S . Quando assume um valor lógico baixo, a tensão em H_O é igual a V_S em relação a V_S , logo é zero.

A saída L_O tem como referência a massa do sistema. Quando L_{IN} assume um valor lógico alto, a tensão em L_O é igual à tensão de V_{CC} , em relação a V_{SS} . Quando assume um valor lógico baixo, a tensão em L_O é igual a tensão de V_{SS} , em relação a V_{SS} , o que equivale a zero.

D1, C1, C2 e o *IR2110* formam o circuito de *bootstrap*. Quando L_{IN} tem um valor lógico alto e Q2 está ligado, C1 e C2 são carregados até o nível da tensão em V_B , que é igual a $V_{CC} - 0.7V$ devido ao diodo D1. Quando L_{IN} tem um valor lógico baixo e H_{IN} um valor lógico alto, a tensão em C1 e C2 é adicionada à tensão V_B , acima da tensão de alimentação Q1, para que Q1 conduza como esperado no *MOSFET* superior.

A capacidade do condensador C1 tem de ser suficientemente elevada para que o mesmo seja capaz de colmatar a tensão necessária para manter o Q1 ligado durante o tempo de T_{ON} de H_{IN} . Se a capacidade de C1 for demasiada, o tempo de carregamento do condensador é maior e ocorre a possibilidade de este não carregar a tensão necessária para manter o *MOSFET* ligado.

D2 e D3 são responsáveis por descarregar a capacidade elétrica nas *Gates* dos *MOSFETs* rapidamente, desviando a corrente dos resistores e reduzindo o tempo de desligamento (T_{OFF}) dos mesmos, podendo ser utilizados para controlar o *dead-time* juntamente com as resistências R1 e R2, responsáveis também por limitar a corrente nas *Gates* dos *MOSFETs*.

A unidade de controlo e os *MOSFET drivers* foram implementados na mesma PCB. O resultado final da placa pode ser observado na Figura 5.13. O esquema de ligação completo da unidade de controlo e dos *MOSFET driver*, bem como o desenho na PCB, estão em anexo à dissertação, Anexo A.

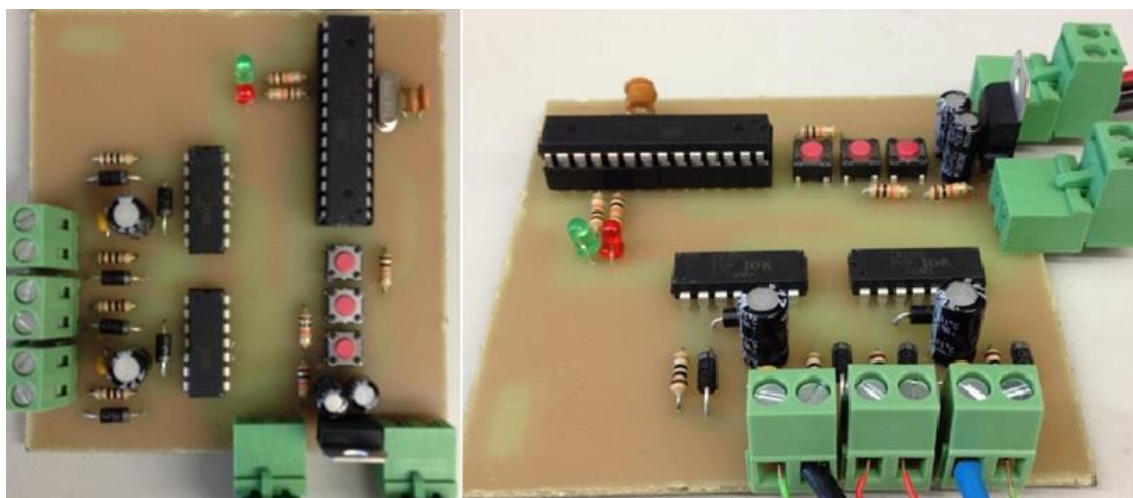


Figura 5.13 - Unidade de Controlo e MOSFET driver.

Na figura 5.14 e 5.15 é possível observar os sinais resultantes do *MOSFET driver*. A amarelo é representado o sinal de comando dos *MOSFETs* Q1 e Q3, enquanto que a verde é representado o sinal de comando dos *MOSFETs* Q2 e Q4

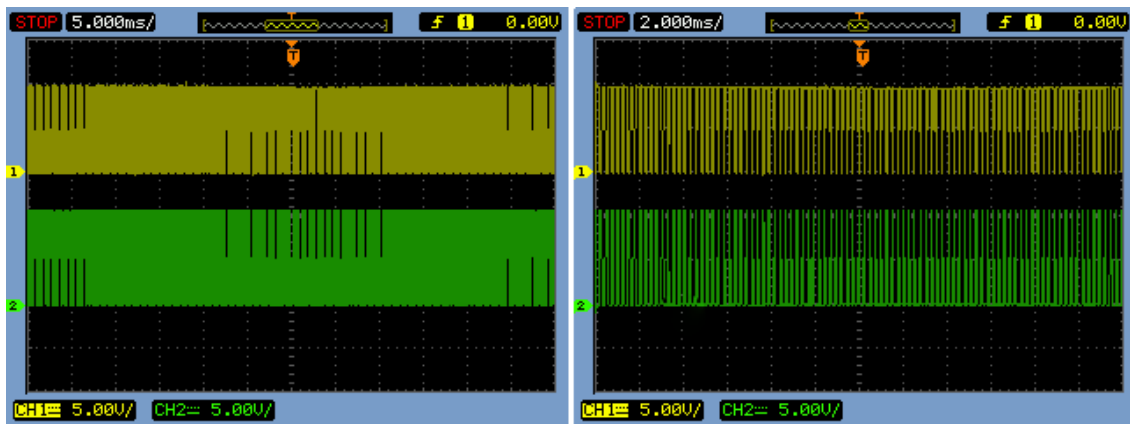


Figura 5.14 - Sinais de comando do inversor (5V/div, 5ms/div e 5V/div, 2ms/div).

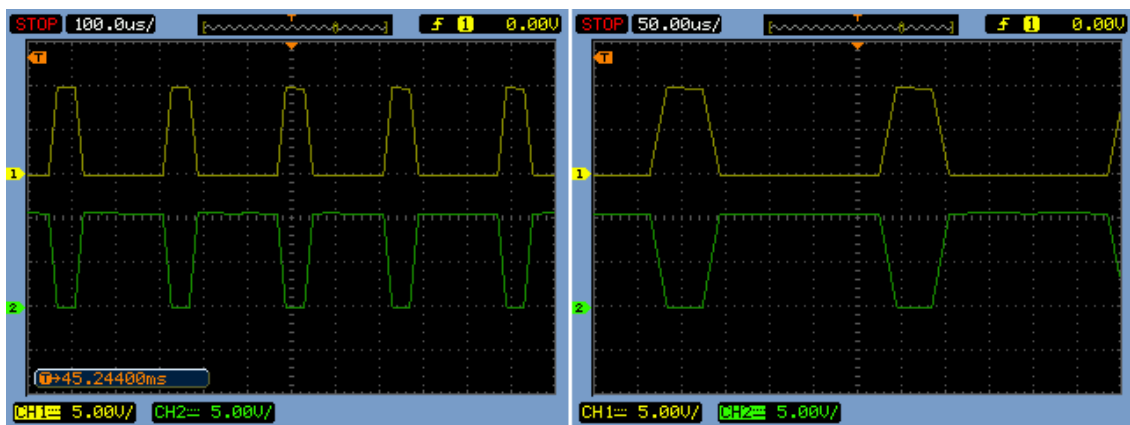


Figura 5.15 - Sinais de comando do inversor (5V/div, 100µs/div e 5V/div, 50µs/div).

Como é possível observar na figura 5.15 os sinais de comando são complementares, encontrando-se desfasados 180° um do outro. Os sinais resultantes do *MOSFET driver* tem uma tensão máxima de 10 V e mínima de 0 V. Estes tem uma frequência de comutação de 4 KHz imposta pela unidade de controlo.

5.3 - Retificador de Onda Completa

Tendo em conta os valores de tensão e corrente a que o conversor AC-DC é sujeito, torna-se necessário selecionar uma ponte retificadora com parâmetros capazes de suportar os valores. A implementação do conversor AC-DC é realizada utilizando a ponte retificadora monofásica GBPC3506. As características deste dispositivo são apresentadas na seguinte tabela [38].

Tabela 5.7 - Características da ponte Retificadora GBPC3506.

Símbolo	Definição	Valor	Unidade
V_{RRM}	Tensão máxima inversa e em pulsos repetidos.	600	V
V_{RMS}	Tensão eficaz máxima.	420	V
V_{DC}	Tensão máxima de bloqueio DC.	600	V
$I_{F(AV)}$	Corrente máxima de saída.	35	A
T_J	Temperatura de operação.	-55 a 150	°C

V_{RRM} é o valor de tensão máximo que a ponte pode suportar em modo de polarização inversa e em pulsos repetidos. V_{DC} representa a tensão máxima que a ponte retificadora pode suportar em modo de polarização inversa numa base contínua. $I_{F(AV)}$ é o valor médio máximo de corrente que a ponte é capaz de conduzir no modo de polarização direta.

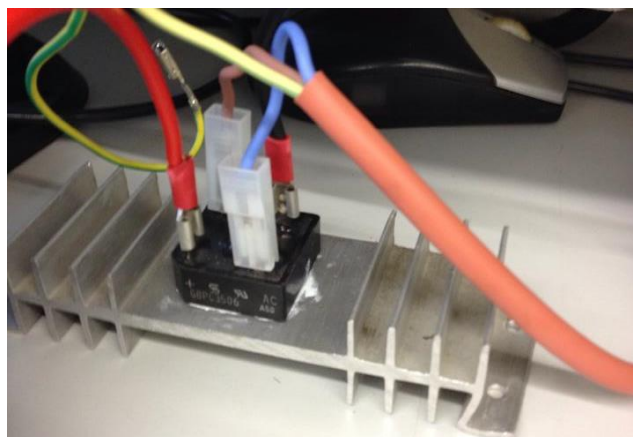


Figura 5.16 - Ponte retificadora GBPC3506.

Ao se efetuar a ligação com a tensão de rede, o sinal de saída produzido pela ponte retificadora é, como presenciado anteriormente, um sinal DC pulsante como é demonstrado na Figura 5.17.

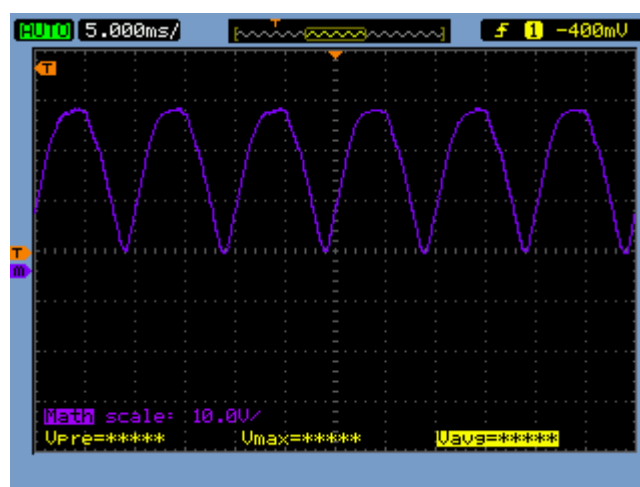


Figura 5.17 - Sinal DC pulsante resultante da ponte retificadora 10V/div.

O sinal apresentado é o resultado da operação matemática MATH A-B disponibilizada pelo osciloscópio. A ponta de prova A foi colocada na saída + da ponte retificadora e a ponta de prova B foi colocada na saída. O sinal não pode ser medido diretamente pelo osciloscópio, pois o *ground* das pontas de prova do osciloscópio está conectado com o sinal terra de alimentação do mesmo, correndo o risco de existir um curto-circuito. O sinal de saída apresenta um valor máximo de tensão de $\sqrt{2}V_{rede}$, o que é equivalente a 325 V, uma vez que a tensão de rede é de 230 V. A frequência deste sinal é duas vezes a frequência de tensão de onda, devido ao fato de ser um retificador de onda completa que aproveita os dois semiciclos da onda AC.

Como visto anteriormente, para suavizar e estabilizar o sinal DC pulsante proveniente da ponte retificadora é necessária a utilização de um condensador, neste caso com uma capacidade de 3300 μF , Figura 5.18. No dimensionamento do condensador, para além da sua capacidade, é importante ter em conta a tensão de pico da fonte de alimentação. Como descrito acima este valor ronda os 325 V. Neste caso, é utilizado um condensador com capacidade de 3300 μF com uma tensão máxima de funcionamento de 400 V. Os valores de condensadores disponíveis no mercado para baixas tensões são 6.3, 10, 16, 25, 35, 50, 63, 100, 160, 200, 250, 350, 400 e 450 V. O valor do condensador escolhido poderia ter sido 350 V, uma vez que a tensão de pico é de 325 V, no entanto, por razões de segurança e disponibilidade optou-se pela utilização de um condensador de 400 V.



Figura 5.18 - Condensador de 3300 μF com tensão de funcionamento máxima de 400V.

Os condensadores utilizados nestas aplicações são geralmente muito grandes e encontram-se inicialmente descarregados. No instante em que é aplicada uma fonte de tensão no sistema, um grande fluxo de corrente atravessa a ponte retificadora e carrega o barramento DC. Nestas condições, poderá ocorrer uma sobretensão e grandes correntes de carregamento (*inrush currents*). Para prevenir estas correntes é utilizada uma resistência de potência em série com o condensador [39], seguindo o esquema da Figura 5.19. Esta resistência irá limitar a corrente de carregamento do condensador, consoante o seu valor resistivo.

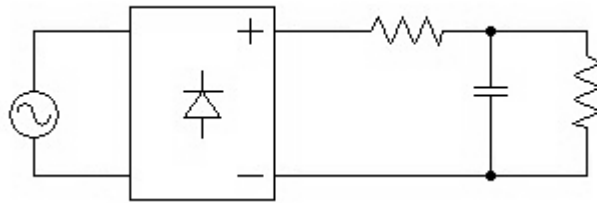


Figura 5.19 - Esquema elétrico do conversor AC-DC com resistência em série.

Segundo a tabela 5.7, o limite máximo de corrente suportado pela ponte retificadora GBPC3506 é de 35A. Para o cálculo do valor da resistência é utilizado a Lei de Ohm.

$$R_{min} = \frac{V_{pk}}{I_{max}} \quad (5.4)$$

Sendo V_{pk} o valor de pico da fonte de tensão (325 V) e I_{max} o valor máximo de corrente (35 A) suportado pela ponte retificadora, conclui-se que o valor mínimo que a resistência deve de assumir é de 9.8 Ω .

Neste projeto foi utilizado uma resistência de potência de 12 Ω e 50 W, o que permite uma corrente de carga máxima de 27 A.



Figura 5.20 - Resistência de potência (com dissipador) de 12 Ω e 50W.

Após a conexão da resistência com os restantes elementos do conversor AC-DC foi obtida a seguinte resposta do sistema utilizando uma carga equivalente ao motor de 494 Ω .

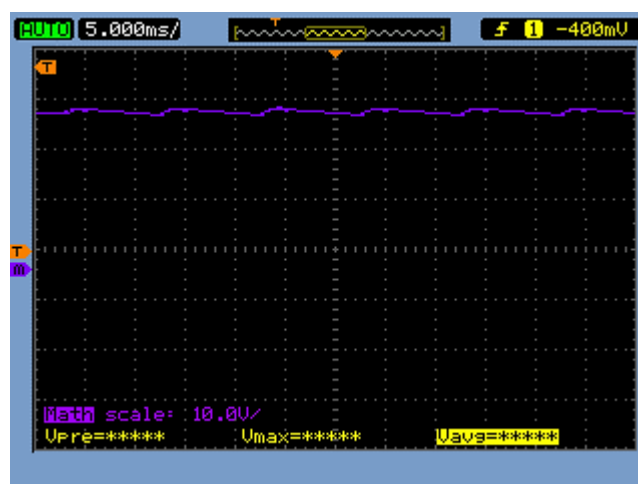


Figura 5.21 - Sinal do barramento DC.

A utilização de uma resistência de potência para limitar a corrente de carregamento do condensador aumenta também o tempo de carregamento, embora sejam diferenças relativamente pequenas.

5.4 - Ventilador

O ventilador utilizado neste projeto é um ventilador axial centrífugo do fabricante *Ebm-Papst*. Este ventilador tem incorporado um motor de indução AC, M2E068-BF.



Figura 5.22 - Ventilador monofásico de 230V e 107W.

As principais informações retiradas da ficha técnica do ventilador são apresentadas na seguinte tabela.

Tabela 5.8 - Características do ventilador R2E220-RA 38-01.

Parâmetro	Carga máxima	Unidade
Fase	1~	-
Tensão nominal	230	V
Frequência	60	Hz
Velocidade	2050	rpm
Potência de entrada	107	W
Corrente Nominal	0.47	A
Temperatura Máxima de operação	60	°C

O esquema de ligação do ventilador, apresentado na ficha técnica deste, é o mesmo que apresentado na Figura 5.23.

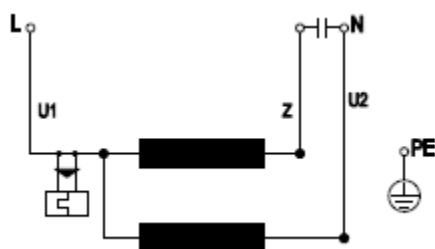


Figura 5.23 - Esquema de ligação do ventilador.

Onde U1 representa o fio azul, Z o fio castanho e U2 o fio preto. L e N revelam as fases de entrada com desfasamento de 180° . Os dois blocos a preto apresentados na figura representam os enrolamentos primário e auxiliar do motor. As ligações do ventilador foram efetuadas conforme o esquema de ligação presente na Figura 5.23. As duas saídas do inversor monofásico foram ligadas às entradas L e N.

Em condições normais o motor monofásico não arrancará, uma vez que é alimentado por uma única fase. No caso dos motores trifásicos que são alimentados por três fases desfasadas em 120° uma da outra, a rotação do campo magnético é criada pelos fluxos de cada fase.

Para que o motor possa arrancar é necessário a utilização de um circuito auxiliar para criar um desequilíbrio de fases. Este desequilíbrio pode ser conseguido através da ligação de um condensador de arranque em série com o enrolamento auxiliar.

O circuito auxiliar empregue para a criação do desequilíbrio na fase de alimentação do motor consiste em dois condensadores em paralelo conectados ao enrolamento auxiliar. Os condensadores têm uma capacidade de $2\ \mu\text{F}$ e $6\ \mu\text{F}$ e uma tensão de operação de 400 V. A capacidade total dos dois condensadores é de $8\ \mu\text{F}$.



Figura 5.24 - Condensadores de arranque em paralelo.

Concluídas todas as ligações necessárias para o funcionamento do motor procedeu-se à validação experimental.

Primeiramente foi testado o correto funcionamento do ventilador. Para isso, tal como na secção 5.2 o inversor de tensão monofásico foi conectado com duas fontes de tensão em série podendo obter-se uma tensão de alimentação máxima no inversor de tensão de 60 V.

O controlo em malha aberta foi o controlo utilizado nos testes do ventilador. Para a simulação do sinal de comando que controla a frequência de alimentação do ventilador foi utilizado um potenciômetro que varia os valores de saída entre 0 e 5 V.

Com uma frequência imposta de 60 Hz, começou-se por aumentar gradualmente a tensão da fonte de tensão. Com uma tensão de alimentação de 30V o ventilador começa a girar lentamente, sem grandes variações de velocidade. Para uma tensão de 30V o motor consumia uma corrente de 0.06 A. Desligando o controlo do sistema, o ventilador não apresentava nenhuma tensão aplicada aos seus terminais uma vez que os semicondutores não conduziam. A tensão de alimentação foi aumentada para os 60 V e foi reiniciado o controlo do sistema. Nestas condições, após a iniciação do controlador, o ventilador teve um arranque suave e foi aumentando a sua velocidade acabando por estabilizar ao fim de poucos segundos. Para uma tensão de 60 V foi obtida uma corrente de 0.12 A, e foi registada uma velocidade de 698.4 rpm.



Figura 5.25 - Registo da velocidade máxima atingida pelo ventilador.

Diminuindo o sinal de comando o ventilador diminui a sua velocidade e o fluxo de ar. Aumentando novamente o sinal de comando para os 5 V o ventilador aumenta a sua velocidade até ao máximo permitido com 60 V.

O ventilador mostrou-se funcional e a responder às variações do sinal de comando, consumindo um baixo nível de corrente, sendo este um bom indicativo para um funcionamento eficaz.

Capítulo 6

Conclusão

Ao longo deste projeto foram estudados, simulados e testados os vários subsistemas que compõem o sistema de ventilação.

Tendo em conta a análise de requisitos efetuada no capítulo 3, secção 3.1, foi idealizada uma possível solução para o principal objetivo desta dissertação, o desenvolvimento de um *powerdriver* para um sistema de ventilação de um esquentador com a funcionalidade de extrair os gases resultantes da combustão interna.

A *Bosch Termotecnologia*, S.A. disponibilizou para este projeto cinco ventiladores. Após uma análise detalhada das fichas técnicas de cada ventilador foi selecionado um. A escolha do ventilador teve em conta as características do deste e o trabalho desenvolvido até ao momento de entrega dos ventiladores. O ventilador selecionado, fabricado pela *Ebm-Papst*, incorpora um motor de indução AC monofásico com uma tensão nominal de 230 V e 107 W.

Como é um ventilador de velocidade variável é necessária a criação de uma tensão de alimentação AC com frequência variável. Foi então dimensionado um inversor de tensão monofásico, que através de sinais de comando dos inversores, produz na sua saída uma tensão AC de frequência variável. O inversor utilizado neste projeto já se encontrava desenvolvido nos laboratórios da FEUP. Este inversor consiste numa ponte H constituída por quatro *MOSFETs* IRF830 e por um barramento DC. Os componentes utilizados por este inversor foram analisados para se determinar se eram a melhor solução empregue neste projeto. Após essa análise, concluiu-se que a utilização dos *MOSFETs* seria a melhor solução uma vez que são semicondutores que operam a altas frequências, apresentando menores perdas em comparação com os *IGBTs*, encaixando-se assim em termos de frequência, corrente e tensão na zona de trabalho a que o inversor iria estar sujeito.

O controlo do sistema foi desenvolvido utilizando um microcontrolador da *Atmel*, o *Atmega328p*, normalmente utilizado nas placas de desenvolvimento do *Arduino*. Este microcontrolador foi selecionado devido à sua simplicidade e fácil implementação, à incorporação de módulos PWM para a geração dos sinais de comando e devido ao seu reduzido custo. Foi desenvolvido um circuito auxiliar para a sustentação do microcontrolador pelo que este pode ser alimentado por uma bateria de 10 V. O *software* implementado é composto por dois módulos que estão interligados, o controlo de frequência e a geração dos sinais de comando do inversor. O controlo de frequência desenvolvido pode ser de dois tipos, e é

selecionado por um interruptor implementado na placa. Os tipos de controlo implementados são controlo em malha aberta e em malha fechada. Em malha aberta é aplicado um sinal de comando ao microcontrolador e este vai determinar a frequência correspondente. Em malha fechada o sinal que o microcontrolador recebe é proveniente do condicionamento do sinal de um sensor que deteta a concentração de monóxido de carbono ou de outro gás. Com este sinal é calculado o erro do sistema e é aplicado um controlador PI que calcula a frequência necessária para a estabilização do sistema. Devido à ausência de sensor de monóxido de carbono, apenas foi possível testar corretamente o controlo em malha aberta e para este foi utilizado um potenciômetro para simular o sinal de comando. Este sinal varia entre os 0 e 5 V, em que, 5 V aplicam uma frequência nas ondas de saída de 60 Hz e com 0V não é gerado nenhum sinal.

Para o teste de controlo em malha fechada, apesar da ausência de um sensor, foi utilizado o mesmo potenciômetro. Quando o sinal vindo do potenciômetro é inferior a 5 V a frequência dos sinais de saída aumentava até 60 Hz no caso em que o sistema não estabilizasse antes. No entanto, sem o sensor de monóxido de carbono não é possível determinar o correto funcionamento do sistema para este tipo de controlo, uma vez que a simulação do sensor foi realizada manualmente através de um potenciômetro.

A geração dos sinais de comando do inversor é realizada através do método DDS. Este método utiliza uma tabela que é composta por 256 valores, entre 0 e 255, que correspondem aos valores de uma onda sinusoidal. O *Timer1* do microcontrolador, contador utilizado, é constantemente comparado com os valores da tabela. A contagem desse *timer* determina o *duty cycle* do sinal de saída naquele instante. O controlo de frequência determina a frequência com que os valores da tabela serão lidos, impondo assim a frequência aos sinais de saída. Os sinais PWM obtidos na saída do microcontrolador são complementares para impedir a ocorrência de um curto-circuito no inversor de tensão. Os sinais obtidos para o controlo do inversor são satisfatórios e apresentam bons resultados.

A ligação entre a unidade de controlo e o inversor de tensão é realizado através de um circuito auxiliar que é composto por um *gate-driver*, o IR2110. Este circuito tem como objetivo amplificar os níveis de tensão para acionar os *MOSFETs* que se encontram em diferentes potenciais. Os sinais provenientes do microcontrolador apresentam uma tensão entre os 0 e 5V e após os *gate-drivers*, apresentam uma tensão entre os 0 e 10 V. O driver utilizado, IR2110, é do tipo não isolado.

Para a alimentação do inversor foi utilizado um retificador de onda completa não-controlado. A tensão de rede apresenta uma amplitude máxima de 325 V, esta tensão é retificada através de uma ponte de diodos retificadores, sendo posteriormente estabilizada por um filtro capacitivo que é composto por um condensador de grande capacidade. Devido à tensão de funcionamento de 400 V do condensador e à sua grande capacidade, foi adicionado uma resistência de potência em série com a ponte retificadora para limitar a corrente de carregamento do condensador quando ligado à tensão de rede.

Devido à falta de tempo, não foi possível testar o funcionamento do inversor e do ventilador com a fonte de alimentação projetada.

O ventilador foi testado com 60 V. Apesar de limitado, devido à tensão de alimentação, o ventilador apresentou um comportamento satisfatório, respondendo às mudanças de velocidade impostas pelo sinal de comando em malha aberta. Para uma tensão de alimentação de 60V e com o controlo de frequência nos 60Hz, o ventilador atinge uma velocidade máxima de 698.4 rpm. Com uma tensão de 230 V e 60 Hz o ventilador atinge uma velocidade máxima

de 2050 rpm segundo os registos da ficha técnica, pelo que, ao atingir uma velocidade de 698.4 rpm com uma tensão de 60 V e uma corrente de 0.12 A o ventilador demonstra eficiência no seu desempenho com um consumo de energia mínimo.

O sistema desenvolvido comporta-se de forma autónoma sem a necessidade de intervenientes para além do controlo do esquentador. Todos os interruptores utilizados na placa de controlo podem ser substituídos por sinais oriundos do controlo do esquentador, como são os casos dos sinais para a inicialização da unidade de controlo, para a seleção do tipo de controlo e os sinais de comando de frequência.

6.1 - Trabalho futuro

O trabalho desenvolvido neste projeto pode ser alvo de algumas melhorias. O isolamento entre a unidade de controlo e o inversor de tensão é um dos aspetos a melhorar. Apesar da utilização de uma *gate-driver*, esta é do tipo não isolador. Ao adicionar um isolador ótico ao circuito de ligação entre a unidade de controlo e o inversor, a robustez e a segurança do sistema iriam aumentar. Este isolador, ou acoplador ótico, consiste num circuito integrado composto por um LED e por um fototransístor. Quando o LED acende o fototransístor responde entrando em condução, quando o LED está apagado o fototransístor entra em corte, desta forma há uma isolamento entre as altas tensões do inversor e as baixas tensões do microcontrolador.

A utilização de uma bateria auxiliar para o caso em que exista uma falha de energia é outro ponto a explorar. Esta bateria teria de ser dimensionada de modo a poder alimentar o sistema de ventilação na duração aproximada de um banho (10/15 min), permitindo assim a extração total dos gases resultantes da combustão.

Outro aspeto a melhorar no trabalho desenvolvido baseia-se na realização de testes com o sistema de ventilação, nomeadamente para determinar o comportamento do sistema no ambiente para o qual foi projetado, medindo a sua eficiência e eficácia na extração de gases.

Referências

- [1] VULCANO (2013) - "Esquentadores".
- [2] TURNER, Mike; ROTRON, Comair (1996) - "All you need to know about fans". Electronics Cooling. 2: 10-13.
- [3] "Fans & Blowers". [Online]. Disponível em :
<http://pt.slideshare.net/anurajthakkar/fans-and-blowers>> [Acedido: 07-03-2015]
- [4] JORGENSEN, Robert (1970) "Fan Engineering: An Engineer's Handbook". Buffalo Forge Company.
- [5] "Comparing motor technologies". [Online]. Disponível em:
<http://www.achrnews.com/articles/112674-comparing-motor-technologies>> [Acedido: 15-03-2015]
- [6] "Brushless DC (BLDC) Motor" [Online]. Disponível em:
http://www.freescale.com/webapp/sps/site/application.jsp?code=APLBDCM&tab=In-Depth_Tab> [Acedido: 17-03-2015]
- [7] SEN, Paresh Chandra (2007) "Principles of electric machines and power electronics". John Wiley & Sons. ISBN 812651101X.
- [8] "Motor De Indução Trifásico" [Online]. Disponível em:
<http://paginas.fe.up.pt/~ee02060/MIT.html>> [Acedido: 17-03-2015]
- [9] MELFI, Michael J [et al.] (2006) "Permanent magnet motors for energy savings in industrial applications". 2006. IEEE. ISBN 1424405580.
- [10] KARACAN, Cüneyt (2004) "Comparison of performance of switched reluctance motors, induction motors and permanent magnet DC motors". MIDDLE EAST TECHNICAL UNIVERSITY.
- [11] "Switched Reluctance (SR) Motor" [Online]. Disponível em:
<http://www.microchip.com/pagehandler/en-us/technology/motorcontrol/motor-types/sr.html>> [Acedido: 23-03-2015]
- [12] AHN, Jin-Woo (2011) "Switched reluctance motor". INTECH Open Access Publisher. ISBN 9533074280.
- [13] YEDAMALE, Padmaraja (2003) "Brushless DC (BLDC) motor fundamentals". Microchip Technology Inc 20.

- [14] ELLABBAN, Omar; VAN MIERLO, Joeri; LATAIRE, Philippe (2011) "A comparative study of different control techniques for an induction motor fed by a Z-source inverter for electric vehicles". 2011. IEEE. ISBN 1424498457.
- [15] KRONBERG, Anders (2012) "Design and Simulation of Field Oriented Control and Direct Torque Control for a Permanent Magnet Synchronous Motor with Positive Saliency".
- [16] SUTIKNO, Tole; IDRIS, Nik Rumzi Nik; JIDIN, Auzani (2014) "A review of direct torque control of induction motors for sustainable reliability and energy efficient drives". Renewable and Sustainable Energy Reviews. 32: 548-558. ISSN 1364-0321.
- [17] ABDEL-KADER, Farouk M [et al.] (2008) "Study in direct torque control of induction motor by using space vector modulation". 2008. IEEE. ISBN 1424419336.
- [18] ESPINA, Jordi [et al.] (2009) "Speed anti-windup PI strategies review for field oriented control of permanent magnet synchronous machines". 2009. IEEE. ISBN 1424428556.
- [19] SIMSEK, G (2004) "Sensor-less Direct Field Oriented Control of Induction Machine by Flux and Speed Estimators Using Model Reference Adaptive System". MS Thesis, EE Dept. Metu.
- [20] MAHER, Rami A; EMAR, Walid; AWAD, Mahmoud (2012) "Indirect Field Oriented Control of an Induction Motor Sensing DC-link Current with PI Controller". International Journal of Control Science and Engineering. 2:3. 19-25.
- [21] INSTRUMENTS, Texas (2013) "Scalar (V/f) Control of 3-Phase Induction Motors"
- [22] SKVARENINA, Timothy L (2001) "The power electronics handbook". CRC press. ISBN 1420037064.
- [23] FURLAN, Rogério "Retificadores". In Eletrônica Experimental.
- [24] "AC/DC Converters - Rectifiers" [Online]. Disponível em: <http://www.daenotes.com/electronics/basic-electronics/ac-dc-converters-rectifiers>> [Acedido: 20-05-2015]
- [25] WU, Zhuang; MELNIK, Roderick VN; BORUP, Finn (2007) "Model-based analysis and simulation of airflow control systems of ventilation units in building environments". Building and Environment. 42:1. 203-217. ISSN 0360-1323.
- [26] FISK, William J; DE ALMEIDA, Anibal T (1998) "Sensor-based demand-controlled ventilation: a review". Energy and buildings. 29:1. 35-45. ISSN 0378-7788.
- [27] "Apostila Eletrônica III - Eletrônica De Potência" [Online]. Disponível em: <http://www.ebah.com.br/content/ABAAe5u0AG/apostila-eletronica-iii?part=10>.> [Acedido: 13-04-2015]
- [28] COORPORATION, Atmel (2014) - "Atmel ATmega328P Datasheet" [Online]. Disponível em: http://www.atmel.com/images/Atmel-8271-8-bit-AVR-Microcontroller-ATmega48A-48PA-88A-88PA-168A-168PA-328-328P_datasheet_Complete.pdf> [Acedido: 23-05-2015]
- [29] "From Arduino to a Microcontroller on a Breadboard" [Online]. Disponível em: <https://www.arduino.cc/en/Tutorial/ArduinoToBreadboard>> [Acedido: 21-05-2015]
- [30] "ATmega328 Timers and Interrupts" [Online]. Disponível em: <http://courses.cs.washington.edu/courses/csep567/10wi/lectures/Lecture7.pdf>> [Acedido: 21-05-2015]

- [31] "A Simple and Interactive Explanation of the Teensy's 16-bit timer (Timer1)" [Online]. Disponível em: <http://tavisharmstrong.com/timer1/>> [Acedido: 22-05-2015]
- [32] "Timers" [Online]. Disponível em: <http://www.avrbeginners.net/architecture/timers/timers.html>> [Acedido: 24-05-2015]
- [33] MANDALIYA, Hitesh; MANKODI, Parthesh; MAKWANA, Bhumika "Microcontroller Based DDS Function Generator".
- [34] "Power MOSFET IRF830 - Datasheet" [Online]. Disponível em: <http://www.vishay.com/docs/91063/91063.pdf>> [Acedido: 16-05-2015]
- [35] SAYEED, Nuzhat Noor [et al.] (2011) "Design of a pure sine wave inverter for PV application". BRAC University.
- [36] "HIGH AND LOW SIDE DRIVER IR2110 - Datasheet" [Online]. Disponível em: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/ir2110.pdf>> [Acedido: 29-05-2015]
- [37] "IR2110 - Application Notes" [Online]. Disponível em: <http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-978.pdf>> [Acedido: 29-05-2015]
- [38] "Bridge Rectifiers GBPC3506 - Datasheet" [Online]. Disponível em: <http://www.farnell.com/datasheets/1771769.pdf>> [Acedido: 10-06-2015]
- [39] RASHID, Muhammad H (2010) "Power electronics handbook: devices, circuits and applications". Academic press. ISBN 0080467652.

Anexo A

Esquema de Ligação da Unidade de Controlo e MOSFET Drivers

Neste Anexo é apresentado o esquema de ligação e o desenho em PCB da unidade de controlo constituída pelo *Atmega328p* e pelo esquema de ligação dos *MOSFET* drivers que utiliza o circuito integrado *IR2110*.

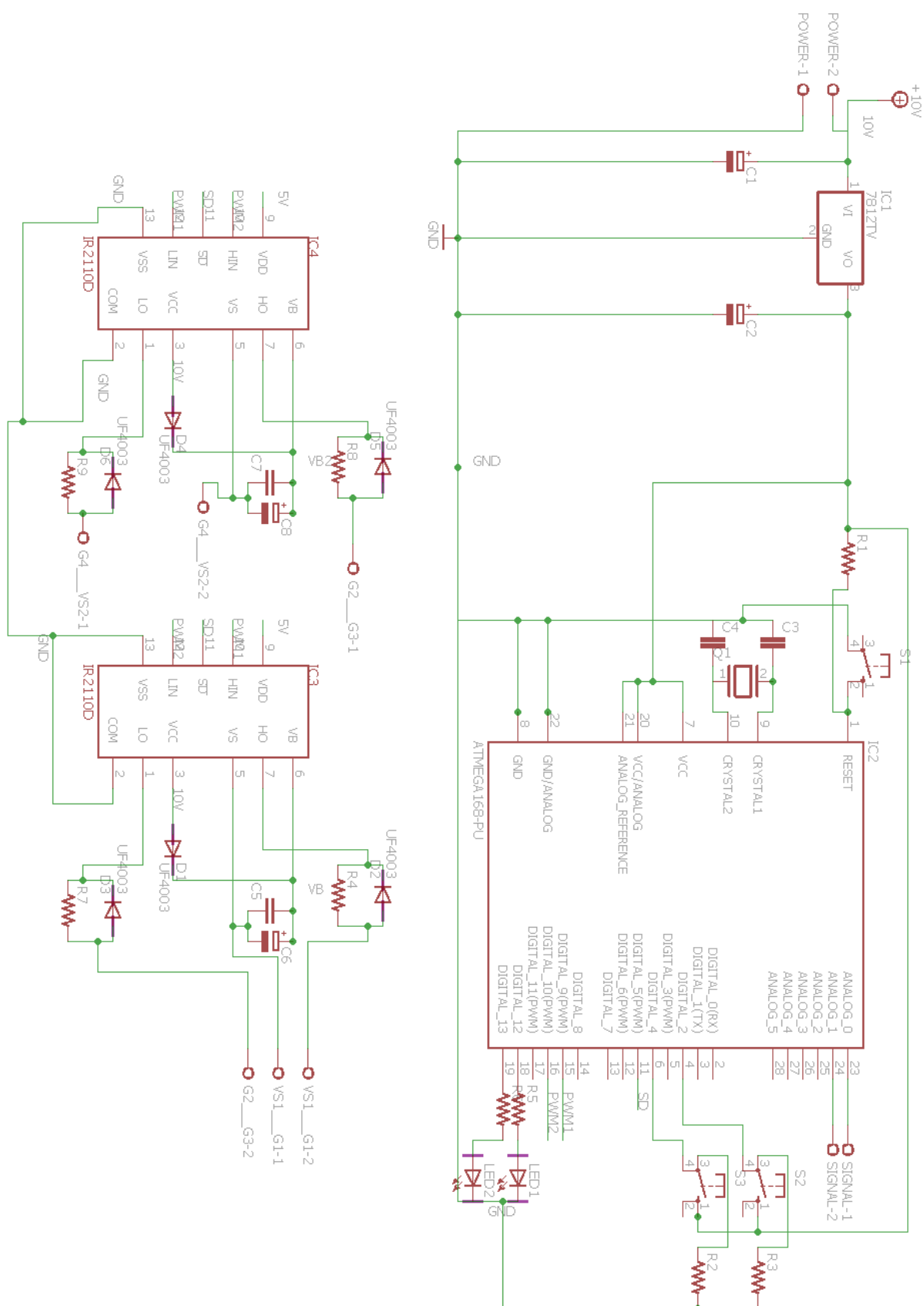


Figura A.1 - Esquemático da Unidade de Controlo (Atmega328p) e MOSFET drivers.

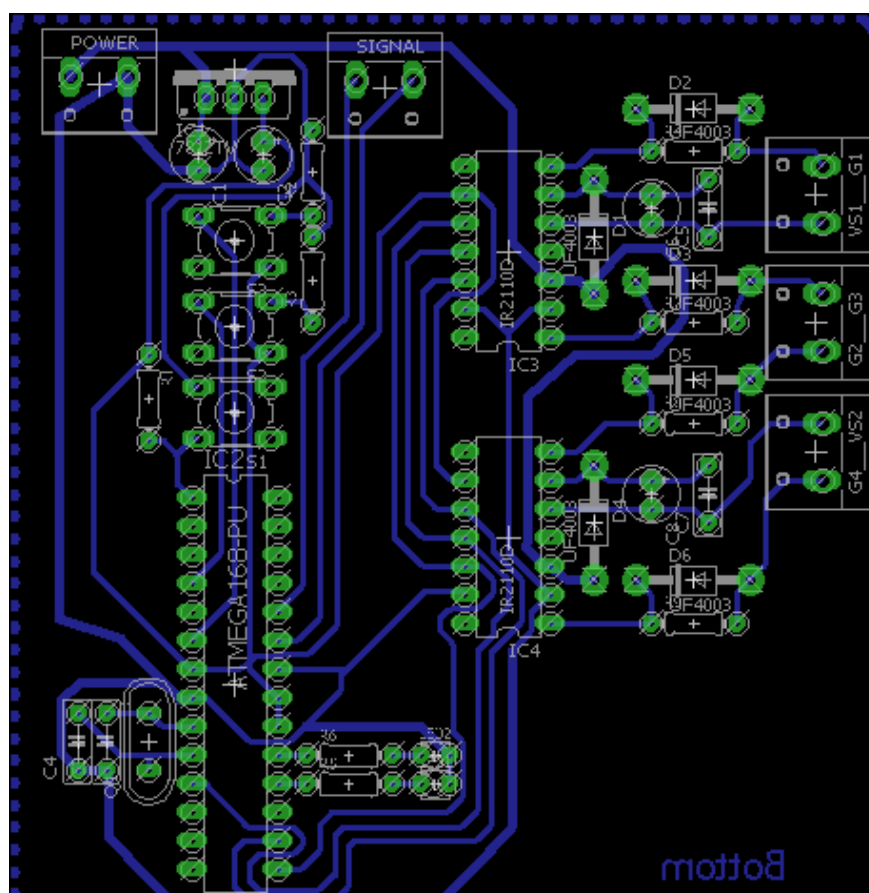


Figura A.2 - Desenho da Unidade de Controle (Atmega328p) e MOSFET drivers (PCB).

Anexo B

Código Implementado no microcontrolador *Atmega328p*

Neste Anexo é apresentado o código implementado no microcontrolador que é composto pelo controlo de frequência e pela geração das ondas PWM.

```
#include "avr/pgmspace.h"

#define vref 5
#define lterm 0.45
#define Kterm 0.06

const PROGMEM unsigned char sine256[] = {
127,130,133,136,139,143,146,149,152,155,158,161,164,167,170,173,176,178,181,184,187,190
,192,195,198,200,203,205,208,210,212,215,217,219,221,223,225,227,229,231,233,234,236,23
8,239,240,242,243,244,245,247,248,249,249,250,251,252,252,253,253,253,254,254,254,254,2
54,254,254,253,253,253,252,252,252,251,250,249,249,248,247,245,244,243,242,240,239,238,236,
234,233,231,229,227,225,223,221,219,217,215,212,210,208,205,203,200,198,195,192,190,187
,184,181,178,176,173,170,167,164,161,158,155,152,149,146,143,139,136,133,130,127,124,12
1,118,115,111,108,105,102,99,96,93,90,87,84,81,78,76,73,70,67,64,62,59,56,54,51,49,46,44,
42,39,37,35,33,31,29,27,25,23,21,20,18,16,15,14,12,11,10,9,7,6,5,5,4,3,2,2,1,1,1,0,0,0,0,
0,0,1,1,1,2,2,3,4,5,5,6,7,9,10,11,12,14,15,16,18,20,21,23,25,27,29,31,33,35,37,39,42,44,46,
49,51,54,56,59,62,64,67,70,73,76,78,81,84,87,90,93,96,99,102,105,108,111,115,118,121,124
};

#define cbi(sfr, bit) (_SFR_BYTE(sfr) &= ~_BV(bit))
#define sbi(sfr, bit) (_SFR_BYTE(sfr) |= _BV(bit))

/*****ON_OFF*****/
int button = 4;
int onlight = 12;
int ON = LOW;
```

```

int reading1;
int previous1 = LOW;
long time1= 0;

/*****Interrupt_state*****/
int interrupt_pin = 2;
int ledpin = 13;
int state = LOW;
int reading;
int previous = LOW;
long time = 0;
long debounce = 200;

/*****PI_Controller*****/
float CO_sensor = A1;
float co_level = 0;
float pi[] = {0,0};
float integrador = 0;
float proporcional = 0;
float erro = 0;

/*****Signal_Controller*****/
int signal = 0;

int SHUTDOWN= 5;

int PWM3 = 10;
int PWM4 = 9;
int c_signal_pin = A0;
float offset_1 = 127;
int program_exec_time = 6;
int ISR_exec_time = 7;

double dfreq;
const double refclk =31376.6;

volatile byte current_count;
volatile byte ms4_delay;
volatile byte c4ms;
volatile unsigned long phase_accumulator;
volatile unsigned long tword_m;

void setup()
{
    pinMode(SHUTDOWN, OUTPUT);
    pinMode(PWM3, OUTPUT);
    pinMode(PWM4, OUTPUT);
    OCR1B = 0;
    OCR1A = 0;

```

```

pinMode(interrupt_pin, INPUT);
pinMode(ledpin, OUTPUT);

pinMode(button, INPUT);
pinMode(onlight, OUTPUT );

pinMode(c_signal_pin, INPUT);
pinMode(CO_sensor, INPUT);
pinMode(program_exec_time, OUTPUT);
pinMode(9, OUTPUT);
sbi(PORTD, program_exec_time);
Setup_timer1();
Setup_timer2();

cbi (TIMSK0, TOIE0);
sbi (TIMSK2, TOIE2);

dfreq=0;
tword_m=pow(2,32)*dfreq/refclk;
}
void loop()
{
  while(1)
  {

    reading1 = digitalRead(button);

    if (reading1 == HIGH && previous1 == LOW ) {
      if (ON == HIGH)
        ON = LOW;
      else
        ON = HIGH;
    }
    previous1 = reading1;

    if(ON == HIGH){
      digitalWrite(onlight, HIGH);
    }

/*****INTERERRUPT_CHANGE STATE*****/
    reading = digitalRead(interrupt_pin);

    if (reading == HIGH && previous == LOW ) {
      if (state == HIGH)
        state = LOW;
      else
        state = HIGH;
    }

    previous = reading;

```

```

/ *****/

sbi(PORTD,program_exec_time);
if (c4ms > 250)
{
    c4ms=0;

    if( state == 1){

        digitalWrite(ledpin, HIGH);
        co_level = analogRead(CO_sensor);
        co_level = (co_level * 5)/ 1023;

        erro = vref - co_level;

        if(erro > 0.05){

            integrador = integrador + (lterm * erro);

            if (integrador < 0){

                integrador = 0;

            }
            else if (integrador > 60){

                integrador = 60;

            }

            proporcional = erro * Kterm;

            pi[0] = integrador + proporcional;
        }
        else if (erro <= 0.05){

            pi[0]=pi[0]-0.05;
            integrador = pi[0];

            if(pi[0]<25){

                pi[0]=25;
                integrador = pi[0];
            }
        }

        if (pi[0] < 0){

            pi[0]=0;

        }
    }
}

```

```

        else if (pi[0] > 60){

            pi[0]=60;

        }
        dfreq=pi[0];
    }

    /*****/
    else if(state == 0){ // sinal de comando

        digitalWrite(ledpin, LOW);

        signal = analogRead(c_signal_pin);

        dfreq = map(signal,0,1023,0,60);
        if(dfreq<20)
            dfreq=20;

    }

    cbi (TIMSK2,TOIE2);
    tword_m=pow(2,32)*dfreq/refclk;
    sbi (TIMSK2,TOIE2);
    }
else{

    digitalWrite(onlight, LOW);

}
}

}

void Setup_timer1(void)
{

    cbi (TCCR1B, CS10);
    sbi (TCCR1B, CS11);
    cbi (TCCR1B, CS12);

    cbi (TCCR1A, COM1A0);
    sbi (TCCR1A, COM1A1);
    sbi (TCCR1A, COM1B0);//
    sbi (TCCR1A, COM1B1);

    sbi (TCCR1A, WGM10);
    cbi (TCCR1A, WGM11);

```

```

    cbi (TCCR1B, WGM12);
    cbi (TCCR1B, WGM13);
}

ISR(TIMER2_OVF_vect)
{
    cbi(PORTD,program_exec_time);
    sbi(PORTD,ISR_exec_time);

    phase_accumulator=phase_accumulator+tword_m;
    current_count=phase_accumulator >> 24;

    if(dfreq<1 || ON==LOW)
    {
        digitalWrite(SHUTDOWN, HIGH);
        OCR1B=0;
        OCR1A=0;
    }
    else{
        digitalWrite(SHUTDOWN, LOW);

        OCR1A =pgm_read_byte_near(sine256 + current_count);

        OCR1B = OCR1A;
    }

    if(ms4_delay++ == 125)
    {
        c4ms++;
        ms4_delay=0;
    }

    cbi(PORTD,ISR_exec_time);
}

```
