



**UNIVERSIDADE DA BEIRA INTERIOR**

**Controlo de um Motor de Relutância Variável Comutado  
Tetrafasico**

**Nuno Miguel Alves Vicente**  
(Licenciado)

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em  
**Engenharia Electromecânica**

Orientador: Professor Doutor Davide Sérgio Baptista da Fonseca

**Junho 2010**

Dissertação realizada sob orientação de  
Professor Doutor Davide Sérgio Baptista da Fonseca

Professor Auxiliar do  
Departamento de Engenharia Electromecânica da  
**UNIVERSIDADE DA BEIRA INTERIOR**

*À Dominika, companheira de mais uma etapa rumo ao conhecimento.*

## Resumo

*A máquina de relutância variável comutada (MRVC), pelas suas características únicas, como a simplicidade e baixo custo de fabrico ou a tolerância a falhas, apresenta-se como um dos exemplos de que ainda existem soluções de accionamentos eléctricos não massificadas, que dependendo das aplicações, podem apresentar mais-valias relativamente aos accionamentos mais usados na actualidade. Por essa razão, é fundamental dar a conhecer aos futuros engenheiros o máximo de soluções possíveis, para que no desempenho das suas funções possam sempre, conscientes das soluções disponíveis, optar por aquelas que apresentam mais benefícios para a aplicação em questão.*

*Ciente desta realidade, o grupo de pessoas ligado ao Laboratório de Máquinas Eléctricas e Electrónica da Potência do Departamento de Eng<sup>a</sup> Electromecânica da Faculdade de Engenharia da Universidade da Beira Interior, tem desde há vários anos, apresentado inúmeros trabalhos relacionados com esta temática, focando-se com particular empenho na máquina de relutância variável comutada linear.*

*Apesar do interesse por este tipo de accionamentos, a ferramenta didáctica disponível no laboratório para o ensino desta temática, apresentava-se pouco flexível, na medida em que não permitia um total controlo de todos os parâmetros envolvidos no desempenho da MRVC, apresentando ainda necessidades especiais de manutenção.*

*Por necessidade, mas também pelo desenvolvimento de competências inerente à criação das próprias ferramentas de trabalho, optou-se pelo redimensionamento e adaptação dos equipamentos existentes, em detrimento da compra de novos. Assim sendo, desenvolveu-se e implementou-se com esta tese um novo controlador para a MRVC existente, recorrendo a alguns componentes e às características desta, que por ser completamente conhecido, apresenta uma flexibilidade e uma capacidade de adaptação a novas solicitações ou outros accionamentos, que muito provavelmente não seria atingível com recurso a uma solução comercial.*

## **Palavras-chave**

*Máquina rotativa de relutância variável comutada.*

*Máquina de relutância variável comutada.*

*Redimensionamento, conversão, adaptação.*

*Conversores electrónicos de potência.*

*Programação de micro-controladores.*

*Multi processamento.*

*Aquisição de dados.*

*Controlo histerético.*

*Encoder de posição.*

*Controlo PWM.*

*Reengenharia.*

*Controlador.*

## **Abstract**

*The unique characteristics of the Switched Reluctance Machine(SRM), such as its low cost and simple manufacturing, or its failure tolerance, can be presented as an example that it's possible nowadays find non mass production electric machines, that, depending on the applications, can have the best cost/benefit relationship when comparing with the most used solutions. For this reason, it is very important to give the new engineers the widest knowledge about electrical drives, so they can always find the best solutions for each application while working in the real market.*

*Conscientious about this issues, the group related with the Electric Machines and Power Electronics Lab. from the Electromechanical Department of the of University of Beira Interior Engineering Faculty, Portugal, have, since many years, presented several works related with this particular kind of drives, focusing especially the linear switched reluctance machine.*

*Despite the interest in this kind of machines, the available educational tool for teaching this subject didn't have the flexibility to allow the full control of all the parameters involved in the performance of the SRM, also requiring special care concerning with its maintenance.*

*Not only because of this need, but also because of the acquisition of new skills related with the development of the own working tools, was decided to reengineer the existing equipments instead of acquire a new one. Therefore, this thesis focuses in the development and implementation of a new controller for the existing SRM, using some of the components available in the original system (like the position encoder). Because of the full knowledge of this new controller, a new and flexible solution was created, that can be improved and adapted to control different SRM's or to allow different control strategies for the existing one.*

## **Keywords**

*Rotating switched reluctance machine.*

*Resizing, conversion, adaptation.*

*Micro controller programming.*

*Switched reluctance machine.*

*Power electronic converters.*

*Hysteretic control.*

*Multi processing.*

*Data acquisition.*

*Position encoder.*

*Reengineering.*

*PWM control.*

*Controller.*

## **Agradecimentos**

*Ao professor Davide Sérgio Baptista da Fonseca o meu sincero obrigado pelo apoio prestado no desenvolvimento de mais este projecto, pelo seu constante incentivo e compreensão.*

*Saudações ao Professor Carlos Manuel Pereira Cabrita que, embora não tendo estado directamente envolvido neste trabalho, continua a ser para mim um símbolo de profissionalismo, rigor e competência, mas também, e acima de tudo, de altruísmo, cordialidade e boa disposição.*

*O meu sincero obrigado a todos os docentes do grupo de electrotecnia e automação, que para além dos conhecimentos que me transmitiram, despertaram em mim o gosto e interesse pelas matérias, fazendo-me continuar sempre a aprender mais por gosto que por obrigação.*

*A todos os amigos e familiares que sempre me apoiaram, um muito obrigado por tudo, e a certeza de que embora distantes continuo a contar com o seu apoio nesta nova etapa na Polónia.*

# Índice

<b>CAPÍTULO 1 – Introdução</b> .....	1
<b>1.1</b> Introdução.....	2
<b>1.2</b> Enquadramento .....	2
<b>1.3</b> Objectivo .....	3
<b>1.4</b> Estrutura da tese.....	4
<b>CAPÍTULO 2 – Máquina de Relutância Variável Comutada</b> .....	5
<b>2.1</b> Introdução.....	6
<b>2.2</b> Princípio de funcionamento .....	6
<b>2.3</b> Relação entre a indutância e a posição do rotor .....	9
<b>2.4</b> Configurações da MRVC .....	10
<b>CAPÍTULO 3 – Estratégias de controlo do MRVC</b> .....	14
<b>3.1</b> Introdução.....	15
<b>3.2</b> Controlo por um só impulso.....	15
<b>3.3</b> Controlo por talhamento da tensão na fase (PWM) .....	17
<b>3.4</b> Controlo histerético da corrente de fase .....	18
<b>CAPÍTULO 4 – Topologias de conversores</b> .....	19
<b>4.1</b> Introdução.....	20
<b>4.2</b> Dois interruptores electrónicos por fase .....	20
4.2.1 Comutação dura .....	20
4.2.2 Comutação suave .....	21
4.2.3 Comutação mista.....	21
<b>4.3</b> Um interruptor electrónico por fase ( $N_f$ ) .....	22
4.3.1 Dissipação resistiva .....	22
4.3.2 Enrolamento duplo/bifilar .....	23
4.3.3 Conversor de tensão de alimentação repartida .....	23
4.3.4 $N_f$ interruptores electrónicos e $2N_f$ díodos.....	24
<b>4.4</b> ( $N_f + 1$ ) interruptores electrónicos .....	26
4.4.1 Configuração com utilização repartida dos interruptores electrónicos .....	26
4.4.2 Extinção através de condensador.....	27
4.4.3 Um interruptor electrónico comum.....	28

4.5	(1,5N <sub>f</sub> ) interruptores electrónicos.....	29
<b>CAPÍTULO 5 – Desenvolvimento .....</b>		<b>30</b>
5.1	Introdução.....	31
5.2	Aquisição da posição do rotor.....	31
5.3	Topologia do conversor .....	33
5.4	Unidade de controlo .....	34
5.5	Idealização .....	36
5.6	Software do controlador .....	37
<b>CAPÍTULO 6 – Resultados experimentais.....</b>		<b>40</b>
6.1	Introdução.....	41
6.2	Ensaios.....	42
6.3	Processamento .....	44
6.4	Resultados.....	45
<b>CAPÍTULO 7 – Contribuições e propostas de desenvolvimento.....</b>		<b>49</b>
7.1	Contribuições .....	50
7.2	Desenvolvimentos futuros .....	50
7.2.1	<i>Reformulação do encoder de posição. ....</i>	<i>50</i>
7.2.2	<i>Adaptação do sistema a outras MRVC.....</i>	<i>51</i>
7.2.3	<i>Controlo histerético da corrente na fase. ....</i>	<i>51</i>
7.2.4	<i>Melhoramento do software. ....</i>	<i>51</i>
<b>Referências bibliográficas.....</b>		<b>52</b>

---

# CAPÍTULO 1

---

## **Introdução**

*Neste capítulo é feita uma breve introdução histórica à máquina de relutância variável comutada (MRVC), às suas potencialidades e limitações. Serão ainda apresentadas as motivações que estiveram na base da realização desta tese, bem como a estrutura desta.*

## 1.1 Introdução

O primeiro motor rotativo de relutância variável foi desenvolvido em 1838 por Davidson [Miller 93] no entanto, e apesar de na época este accionamento ter sido testado numa locomotiva, devido à inexistência de sistemas de comutação automática das fases, a comutação entre as fases era feita manualmente, este accionamento era particularmente lento [Miller 93].

A necessidade de comutação entre as fases fez com que a utilização prática deste tipo de accionamentos fosse fortemente condicionada pelo desenvolvimento de dispositivos de comutação possuidores de uma performance capaz de tornar este tipo de accionamento competitivo face a outros accionamentos. Assim, só após o surgimento dos semi-condutores de potência se tornou possível o desenvolvimento de sistemas de comando eficientes e a preços economicamente viáveis à sua aplicação industrial.

O advento da micro-electrónica e o desenvolvimento do microprocessador veio abrir novos caminhos e possibilitar o desenvolvimento de inúmeras estratégias de comando da MRVC.

A relativa simplicidade do seu princípio de funcionamento, a tolerância a falhas e o baixo custo de produção deste tipo de máquinas cedo despertam grande interesse àqueles que procuram o desenvolvimento de accionamentos eléctricos económicos e fiáveis, no entanto, para além da disponibilidade de semi-condutores de potência, a não linearidade dos fenómenos envolvidos, a oscilação do binário ou o ruído acústico produzido pela máquina têm-se apresentado como obstáculos ao seu desenvolvimento, optimização e comercialização em larga escala.

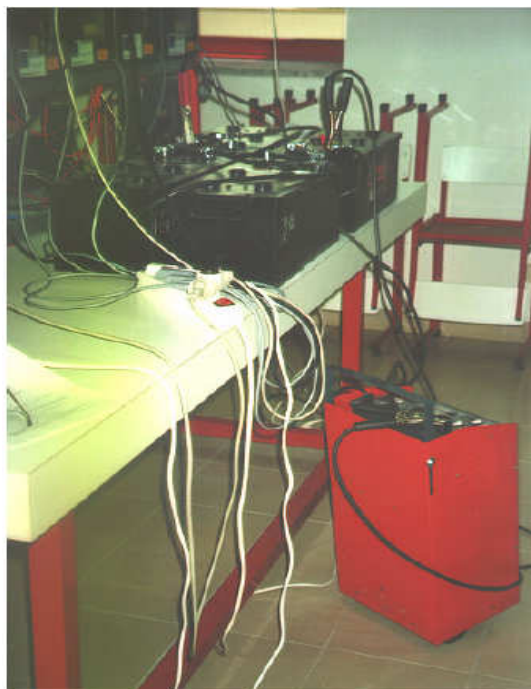
Nas últimas décadas, estes accionamentos beneficiaram muito com o surgimento de poderosas ferramentas de simulação computacional, que permitem contornar a dificuldade na análise e optimização da máquina, a par de vários estudos tendo em vista a redução da oscilação do binário e do ruído acústico.

## 1.2 Enquadramento

Como é sabido, o Laboratório de Máquina Eléctricas e Electrónica de Potência da Universidade da Beira Interior tem, nos últimos anos, dado um grande contributo para o desenvolvimento e compreensão deste tipo de accionamentos, nomeadamente através da realização de inúmeros projectos e a apresentação de diversas publicações relacionadas com máquinas de relutância variável comutada. Por esta razão, o tema desta tese surgiu naturalmente no seguimento do relacionamento académico entre o orientador e o orientando.

O tema da tese tem por base uma necessidade específica do laboratório, que consiste em dispor de um conjunto accionamento – controlador que permita a realização de ensaios experimentais a uma máquina de relutância variável comutada sem necessidade de recorrer ao volumoso, e pouco prático, conjunto de baterias e carregador (representado na fig. 1.1) associado ao accionamento existente anteriormente, alimentado a 24V DC, que exige uma constante manutenção. Para além disso, existe também a necessidade de dispor de um controlador que possibilite a adopção de diversas estratégias de controlo e que possa ser alterado de acordo com as necessidades.

Por motivos não só pedagógicos mas também monetários, optou-se por redimensionar a máquina existente, de modo a que o accionamento possa ser alimentada a partir da rede trifásica comercial, com recurso a uma ponte rectificadora trifásica e uma bateria de condensadores.



**Fig. 1.1** – Conjunto de baterias e carregador para alimentação do MRVC existente [Fonseca 01].

Desta forma, simultaneamente com esta tese, que se foca essencialmente no projecto e implementação do controlador do accionamento, foi realizada uma outra, tendo como objectivo o redimensionamento dos enrolamentos da máquina segundo as condicionantes da nova fonte de alimentação.

### **1.3 Objectivo**

Tendo em vista a necessidade que se apresentava, propôs-se o desenvolvimento de um controlador capaz de:

- Fazer o controlo da MRVC através de uma interface simples e intuitiva.
- Permitir a alteração dos parâmetros principais de funcionamento da máquina, mesmo estando esta já em funcionamento.
- Possibilidade de ligação ao conjunto constituído pelo circuito de disparo e conversor disponível no laboratório.
- Reutilizar o encoder de posição que fazia parte do controlador existente para o accionamento a 24V DC.

Para além destas características, o controlador deverá ainda ser economicamente viável, de fácil ligação aos equipamentos existentes, fácil reprodução e readaptação a diferentes necessidades do laboratório.

#### **1.4 Estrutura da tese**

Esta tese pretende apresentar de forma concisa e não exaustiva os princípios que serviram de base ao desenvolvimento do controlador, bem como o funcionamento geral do mesmo.

Desta forma, os capítulos iniciais (2,3 e 4), pretendem apresentar respectivamente o princípio de funcionamento da MRVC, as principais estratégias de controlo utilizadas e algumas topologias de conversores utilizadas e suas características.

No capítulo 5 são descritas as soluções, as ferramentas de trabalho adoptadas e as condicionantes que levaram à sua adopção. Finalmente, apresenta-se, resumidamente, a lógica de funcionamento dos programas desenvolvidos, que estão na base do controlador.

No capítulo 6 são apresentados os resultados dos ensaios laboratoriais realizados à máquina, com recurso ao controlador desenvolvido, de modo a demonstrar a sua aplicabilidade prática como uma ferramenta de apoio pedagógico ao estudo da máquina de relutância variável comutada.

Por fim, no capítulo 7, são apresentadas as contribuições deste trabalho e algumas propostas de desenvolvimentos futuros, com vista à criação de uma ferramenta pedagógica que permita a melhor compreensão por parte dos alunos dos princípios de funcionamento da MRVC e do seu controlo.

---

# CAPÍTULO

# 2

---

## **Motor de relutância variável comutada**

*Neste capítulo apresenta-se uma análise do princípio de funcionamento do motor de relutância variável comutado (MRVC) desprezando os efeitos da saturação de modo a facilitar a sua compreensão. Serão apresentadas as suas partes constituintes, o princípio básico do seu controlo, a expressão do binário do motor e a relação entre a indutância e a posição relativa entre o rotor e o estator. Finalmente serão apresentadas algumas configurações de máquinas de relutância variável comutadas rotativas e lineares.*

## 2.1 Introdução

A base para a compreensão do MRVC encontra-se na relação entre a relutância magnética e a posição do rotor. Esta relação irá afectar não só o binário desenvolvido pelo motor, mas também o seu controlo.

O funcionamento do MRVC baseia-se no princípio de que qualquer circuito magnético ou electromagnético possuidor de partes móveis que permitam variar a relutância magnética do caminho do fluxo, tenderá a mover-se para a posição em que a energia armazenada é máxima ou para a posição mais próxima desta (consoante o sistema disponha ou não de graus de liberdade que o permitam), sempre que for induzido neste um fluxo magnético. Esta posição corresponde à relutância mínima e é aquela que apresenta maior estabilidade. Ao ser atingida a posição de energia máxima ou de alinhamento, deixa de haver produção de força ou binário, pelo que, o MRVC deve possuir vários enrolamentos (fases), que é necessário alimentar em sequência para manter o movimento.

## 2.2 Princípio de funcionamento

O MRVC é constituído por um número par de saliências estatóricas ( $N_s$ ), em torno das quais são colocados os enrolamentos das fases. Normalmente, estes são constituídos por duas bobinas iguais colocadas em torno de saliências polares diametralmente opostas e ligadas entre si de modo a criarem fluxos aditivos. Por esta razão, o número de fases de um MRVC ( $N_f$ ) é, em geral, metade do número de saliências polares do estator.

Para que seja possível o arranque da máquina, ou seja, a produção de binário qualquer que seja a posição relativa entre o estator e o rotor, tem de existir sempre pelo menos um circuito magnético no motor que, ao ser excitado, promova uma diminuição da relutância com o movimento do rotor. Por esta razão, o número de pólos/saliências polares do estator ( $N_s$ ) e do rotor ( $N_r$ ) deve ser sempre diferente. Habitualmente o número de saliências polares do rotor é menor e não múltiplo do número de saliências do estator.

Os arcos polares do estator e do rotor ( $\beta_s$  e  $\beta_r$ ) devem ser aproximadamente iguais. Na análise ao MRVC que se apresenta seguidamente, considerar-se-á que o arco polar do estator é maior que o do rotor, surgindo assim uma zona de indutância máxima constante (idealmente) durante o alinhamento. A existência ou não desta zona de indutância constante terá implicações ao nível do controlo do motor, bem como na produção de binário.

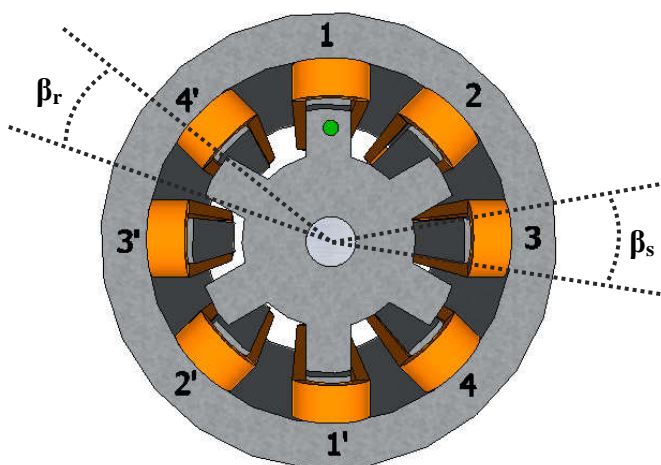


Fig. 2.1 – MRVC tetrafásico 8/6 pólos.

Na fig. 2.1 encontra-se representado um motor de relutância variável tetrafásico, equivalente ao objecto desta tese, com 8 pólos no estator ( $N_s=8$ ) e 6 pólos no rotor ( $N_r=6$ ). Neste motor, o enrolamento de cada uma das fases encontra-se dividido pelos dois pólos diametralmente opostos, representados como 1 e 1' para a fase 1, 2 e 2' para a fase 2 e assim sucessivamente. Nesta figura a fase 1 encontra-se na posição alinhada e a fase 3 na posição não alinhada. As restantes fases encontram-se em posições intermédias.

O arranque da máquina só pode ser efectuado através da excitação de uma das fases que se encontram em posição intermédia. A escolha desta fase irá ditar o sentido de rotação do motor (fase 2 – Rotação anti-horária; Fase 4 – Rotação horária).

A excitação de cada uma das fases provoca pequenos deslocamentos, denominados de passos, cuja amplitude se denomina por ângulo de passo, podendo ser obtida através da seguinte expressão [Fonseca 01]:

$$\alpha = \frac{2\pi}{N_f \times N_r} \tag{2.1}$$

A excitação sequencial das quatro fases provoca neste uma rotação igual a  $2\pi/N_r$ , pelo que são necessárias  $N_r$  excitações de cada uma das fases para se obter uma rotação completa do motor. A fig. 2.2 mostra a sequência de fases (4-3-2-1) necessária á obtenção do movimento de rotação horário.

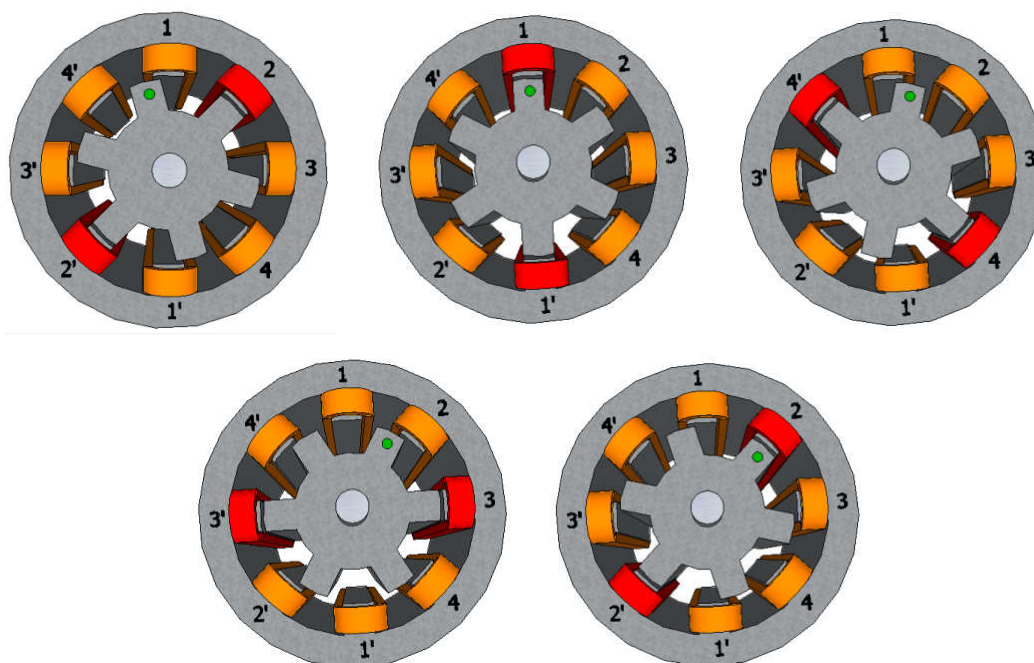


Fig. 2.2 – Rotação horária do motor de relutância variável.

A produção de binário num MRVC obtém-se pelo princípio da conversão electromecânica de energia numa bobina em que o circuito magnético possua uma parte que, ao mover-se, permita a diminuição da relutância do circuito magnético. Quando a relutância magnética do circuito é dominada pela relutância do ou dos entreferros, a curva fluxo versus força magneto motriz é aproximadamente linear (fig. 2.3). Quando o rotor se move, reduzindo o entreferro, o circuito magnético satura com maior facilidade, dando origem a uma curva não linear.

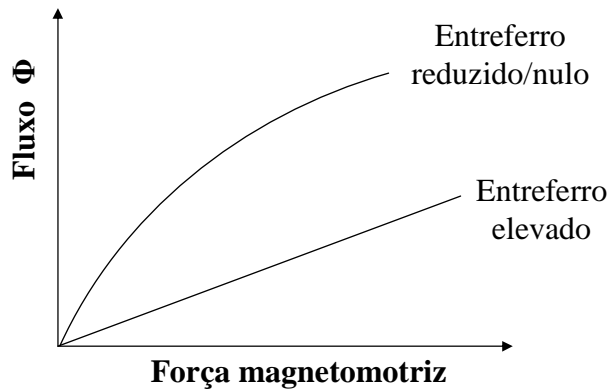


Fig. 2.3 – Curva característica fluxo – força magnetomotriz.

A energia eléctrica consumida pode ser obtida através da integração da força magnetomotriz e é igual à soma da energia magnética armazenada e da energia convertida em energia mecânica durante o deslocamento da parte móvel (desprezando o efeito de Joule) [Krishnan 01].

$$W_e = \int F d\Phi = W_{mag} + W_{mec} \quad (2.2)$$

Por outro lado, numa máquina rotativa, a variação da energia mecânica é igual ao produto entre o binário electromagnético da máquina e a variação do ângulo.

$$\delta W_{mec} = T_e \times \delta\theta \quad (2.3)$$

No caso da corrente de excitação ser constante, a variação da energia mecânica é igual à variação da coenergia magnética [Krishnan 01].

$$\delta W_{mec} = \delta W'_{mag} \Rightarrow T_e = \frac{\delta W'_{mag}}{\delta\theta} \quad (2.4)$$

Sabendo que a coenergia magnética pode ser obtida por integração da curva de magnetização da máquina, tem-se:

$$\delta W'_{mag} = \int L(i, \theta) \times i \partial i \quad (2.5)$$

Por manipulação matemática das duas equações anteriores, obtém-se a equação do binário electromagnético desenvolvido pelo motor, para uma corrente constante, em função da indutância magnética do circuito, e consequentemente da posição relativa entre o estátor e o rotor:

$$T_e = \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \times \frac{i^2}{2} \quad (2.6)$$

Partindo desta equação, facilmente se constata que:

- O binário é proporcional ao quadrado da corrente, tal como nos motores dc série, o que lhe confere um binário de arranque elevado.

- Devido ao facto da indutância ser função da posição relativa entre o rotor e o estátor, o binário obtido não é constante.
- Pode obter-se um binário resistente, mantendo o sentido da corrente, desde que a variação da indutância seja negativa, o que acontece durante o desalinhamento das saliências polares do estátor e do rotor.

Esta última característica permite a utilização desta máquina como gerador, bem como fazer travagem regenerativa, o que conjuntamente com a possibilidade de inverter o sentido de rotação do motor, lhe permite trabalhar nos quatro quadrantes.

### 2.3 Relação entre a indutância e a posição do rotor

Conhecer a relação entre a posição do rotor e a indutância é a chave para conceber e otimizar o controlo do MRVC. A figura 2.4 mostra o perfil de variação da indutância para uma das fases de um MRVC em que os arcos polares do estátor e do rotor são diferentes, formando-se assim quatro zonas distintas:

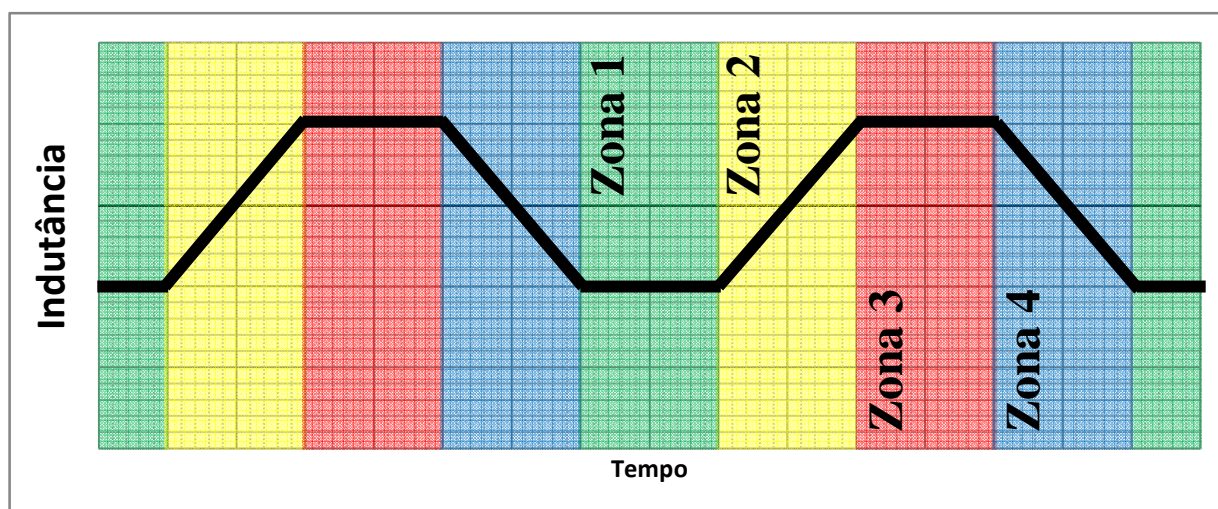


Fig. 2.4 – Perfil de variação da relutância num MRVC.

De referir que este perfil de indutância, na realidade, apresenta um encurvamento junto ao ponto de indutância máxima, devido ao efeito da saturação, reduzindo assim o binário [Krishnan 01].

- Zona 1: Indutância mínima / Posição não alinhada

Nesta zona os pólos do estátor e do rotor não se encontram sobrepostos, o que faz com que o entreferro assumo o seu valor máximo e conseqüentemente, a indutância o seu valor mínimo, praticamente constante [Krishnan 01]. Nesta região, a produção de binário é muito baixa ou mesmo nula, devido à fraca variação da indutância. Esta zona pode ser reduzida ou eliminada através do correcto dimensionamento dos arcos polares do estátor e do rotor, o que pode ser vantajoso, visto que esta zona não contribui para a produção de binário.

*- Zona 2: Início da sobreposição / variação positiva da indutância*

Nesta zona dá-se o início da sobreposição entre os pólos do estátor e do rotor, conduzindo à redução do entreferro e a uma variação positiva da indutância, o que permite a obtenção de um binário motor positivo, sempre que a fase é percorrida por uma corrente.

*- Zona 3: Alinhamento / Indutância máxima*

Esta zona existe apenas quando os arcos polares do estátor e do rotor são diferentes, caso contrário esta condição só se verificaria na chamada posição alinhada, reduzindo esta zona a um ponto. Embora nesta zona também não haja produção de binário, a sua existência pode ser vantajosa, pois permite a extinção da corrente da fase antes da zona de variação negativa da indutância, o que evita o aparecimento de um binário resistente.

*- Zona 4: Fim da sobreposição / variação negativa da indutância.*

Nesta zona inicia-se o desalinhamento dos pólos do estátor e do rotor, o que provoca um aumento gradual do entreferro e a consequente diminuição da indutância. Devido ao perfil descendente da indutância, é possível nesta zona, alimentando a fase correspondente, obter um binário resistente e fazer regeneração de energia.

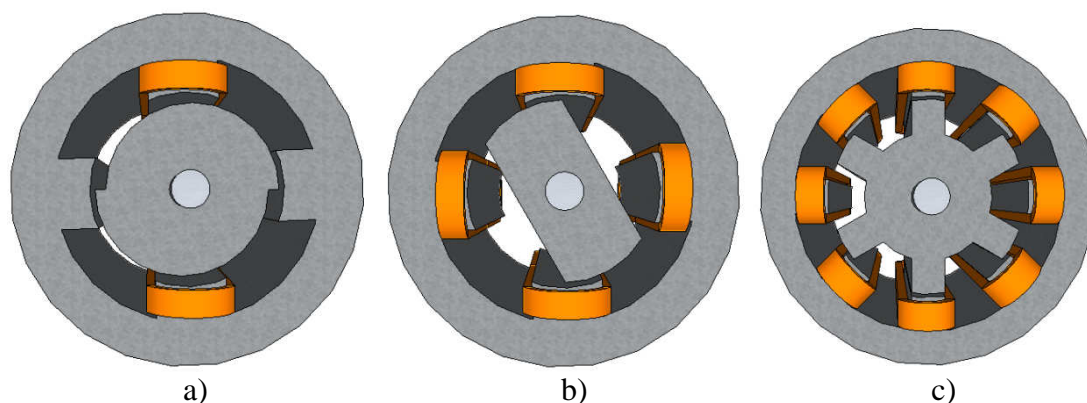
## **2.4 Configurações da MRVC**

As máquinas de relutância variável comutadas podem ser basicamente divididas em dois grupos: máquinas rotativas e máquinas lineares, podendo haver outras subdivisões consoante a direcção do campo magnético no interior da máquina (axial ou radial / transversal ou longitudinal), o percurso deste (curto ou longo), consoante o número de pólos, entre outros.

*- Máquinas rotativas*

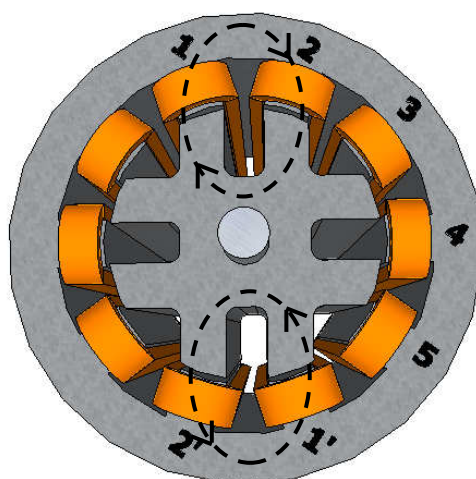
A figura 2.5 mostra várias máquinas rotativas cujos enrolamentos de fase são colocados em pólos diametralmente opostos, o que faz com que o fluxo magnético tenha de percorrer todo o rotor para atingir o outro pólo do estátor, sendo por isso denominadas de máquinas de percurso magnético longo. Estas máquinas diferem entre si essencialmente quanto ao número de fases, e consequentemente no número de saliências polares estatóricas e rotóricas.

De referir que a máquina rotativa monofásica possui uma fraca capacidade de arranque quando se encontra próxima do alinhamento, pelo que têm de ser usadas estratégias (como a utilização de magnetos permanentes) para mover o rotor da máquina para uma posição de desalinhamento quando em repouso, de modo a permitir o seu arranque com o máximo de binário. Embora as máquinas que possuem um número reduzido de fases produzam uma grande oscilação de binário, o seu baixo custo e a simplicidade de controlo podem justificar a sua utilização em aplicações de velocidade variável de baixo custo e baixa performance [Krishnan 01].



**Fig. 2.5** – Máquinas rotativas de fluxo radial e percurso magnético longo  
 a) monofásica; b) bifásica; c) tetrafásica.

Quando os enrolamentos de cada uma das fases são colocados em pólos adjacentes do estátor, o percurso do fluxo magnético pelo rotor é mais curto, pelo que estas máquinas são designadas de percurso magnético curto. Devido a esta característica, nesta configuração, as saliências polares do rotor têm uma configuração diferente das anteriores, como mostra a figura 2.6.



**Fig. 2.6** – Máquina rotativa de fluxo radial e percurso magnético curto.

Devido à direcção axial do fluxo magnético, as máquinas descritas acima podem ser também designadas de máquinas de fluxo magnético radial. No entanto, existem outras configurações de MRVC's em que o fluxo magnético é paralelo ao eixo da máquina, sendo por isso designadas de máquinas de fluxo magnético axial. A figura 2.7 mostra uma MRVC rotativa de fluxo magnético axial. Nesta máquina o rotor tem a forma de um disco onde são encastrados os pólos em material ferromagnético. Quando a fase é excitada, estes tendem a alinhar-se com as saliências polares do estátor, produzindo, dessa forma, um binário motor.

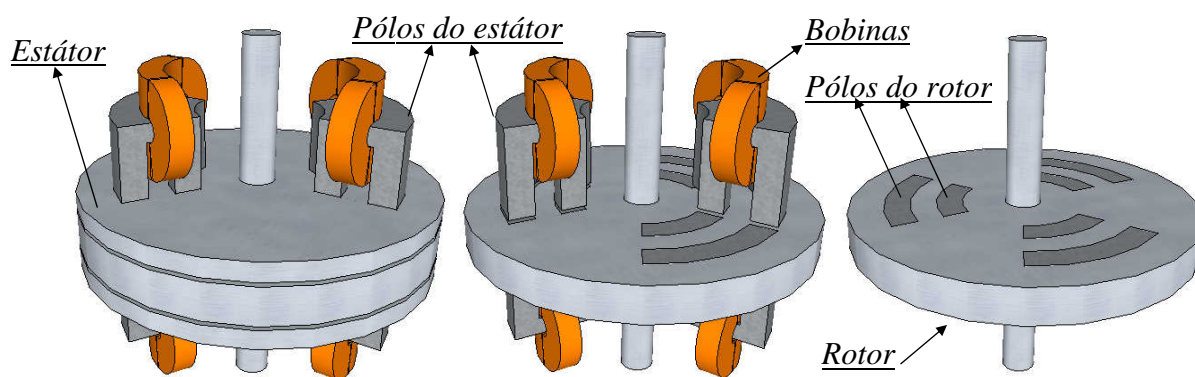


Fig. 2.7 – Máquina rotativa de fluxo axial bifásica.

- Máquinas lineares

As máquinas lineares funcionam de forma análoga às suas congêneres rotativas, visto que têm por base o mesmo princípio de funcionamento. O seu funcionamento pode ser entendido através da planificação da máquina rotativa [Fonseca 08][Krishnan 01].

Para além da distinção que é feita quanto ao percurso do fluxo magnético (transversal ou longitudinal), as máquinas lineares podem distinguir-se quanto à sua simetria, quanto à colocação das bobinas de fase na parte fixa ou na parte móvel da máquina, entre outros aspectos.

A figura 2.8 mostra duas máquinas lineares assimétricas de fluxo magnético transversal e longitudinal.

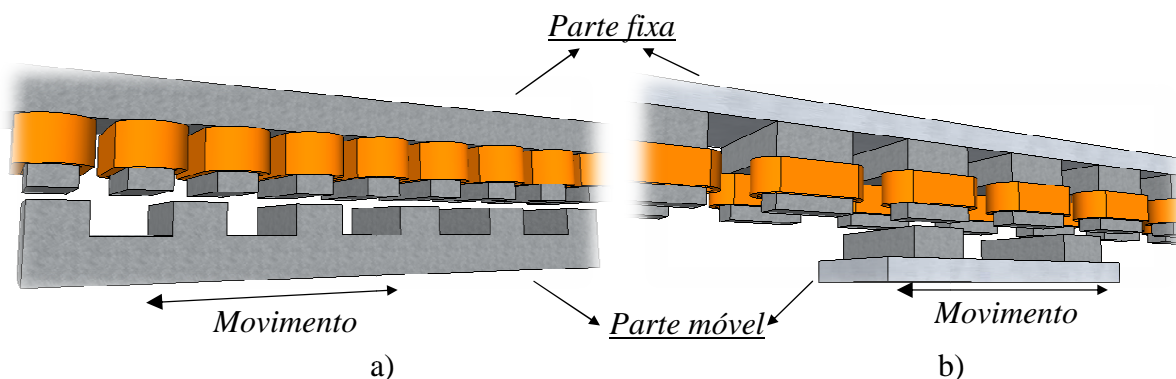


Fig. 2.8 – Máquina linear assimétrica de fluxo transversal (a) / longitudinal (b).

Quando, neste tipo de máquina, é alimentada uma das fases gera-se uma força de atracção entre a parte fixa e a parte móvel da máquina. Esta característica pode ser explorada na criação de sistemas de levitação magnética [Krishnan 01].

Por outro lado, nas máquinas lineares simétricas estas forças anulam-se mutuamente, devido à simetria da máquina. Esta configuração, representada na figura 2.9, permite a obtenção de máquinas com uma menor impedância e uma maior densidade de força, em comparação com as máquinas lineares de relutância variável assimétricas [Krishnan 01].

Motor de relutância variável comutado

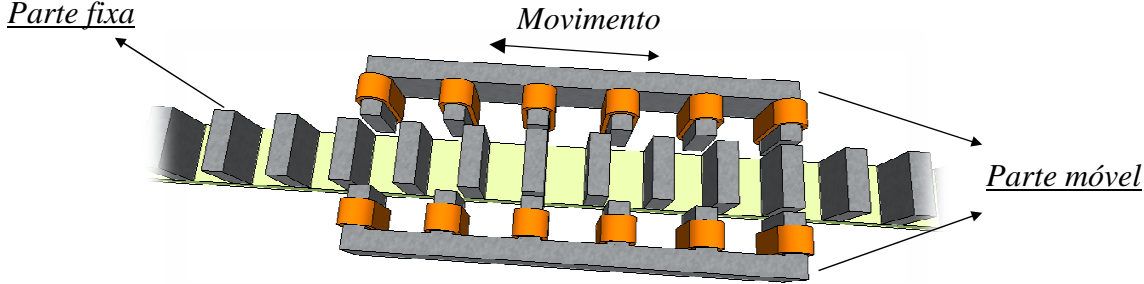


Fig. 2.9 – Máquina linear simétrica de fluxo transversal.

---

# CAPÍTULO

# 3

---

## **Estratégias de controlo do MRVC**

*Neste capítulo apresenta-se uma breve análise às estratégias de controlo da máquina de relutância variável comutada, de acordo com os princípios de funcionamento descritos no capítulo anterior.*

### 3.1 Introdução

Como a produção de binário na MRVC é directamente proporcional ao produto coeficiente de variação da indutância e do quadrado da corrente, o controlo ideal, com vista à obtenção de um binário motor máximo, deveria ser capaz de aplicar a corrente máxima admissível pelos enrolamentos imediatamente após o início da variação positiva da indutância e deveria ser capaz de extinguir completamente a corrente antes do início da variação negativa da indutância. Tal não é possível devido, essencialmente, ao armazenamento de energia no circuito magnético.

Este facto pode ser minimizado recorrendo a estratégias capazes de aumentar a taxa de crescimento da corrente no início da excitação da fase, bem como a taxa de decrescimento da corrente no final da alimentação do enrolamento.

As estratégias mais utilizadas para acelerar o crescimento inicial da tensão vão desde a aplicação de uma tensão mais elevada no início da condução (que se traduz numa maior percentagem de tempo à condução no caso do controlo PWM), ou pela antecipação do início da condução, que pode gerar o aparecimento de um binário resistente residual, que geralmente é compensado pelo aumento de binário motor resultante deste adiantamento.

No caso da extinção da corrente, para além do balanço feito habitualmente entre os ganhos de o binário motor resultantes do corte mais tardio da alimentação da fase e o eventual aparecimento de binário resistente, são também utilizadas estratégias de controlo que permitem a aplicação de uma tensão negativa à fase durante o período de extinção, de modo a acelerar o decréscimo da corrente.

No funcionamento como gerador ou como travão são utilizados os mesmos princípios, mas aplicados à zona de variação negativa da indutância, de modo a maximizar a potência produzida ou o binário resistente.

Um correcto dimensionamento dos arcos polares, número de saliências polares, etc., pode facilitar o controlo da MRVC, na medida em que pode prever zonas de indutância constante que permitem a extinção da corrente sem que haja produção de binário resistente.

É o equilíbrio entre o dimensionamento e o controlo da MRVC que permite a obtenção da máquina óptima, no entanto, devido à não linearidade dos fenómenos envolvidos, essa optimização não é trivial. Por tudo isto se diz que a MRVC tem um princípio de funcionamento e de controlo relativamente simples, mas que a sua aplicação é complexa.

### 3.2 Controlo por um só impulso

A estratégia mais simples e óbvia de controlo da MRVC é designada por operação de um só impulso [Fonseca 01]. Esta estratégia de controlo consiste em alimentar a fase no início da zona ascendente da indutância (ou eventualmente um pouco antes) e cortar a alimentação de modo a que a corrente se extinga antes de poder desenvolver um binário resistente.

Esta estratégia, embora simples e de fácil implementação, sub-aproveita claramente uma grande parte da zona útil do perfil de indutância, principalmente a velocidades mais elevadas, onde os fenómenos transitórios da corrente ocupam uma maior percentagem desta zona útil. Já a baixas velocidades, o facto de a fase ser alimentada quando a impedância é mais baixa, pode levar a um forte aumento da corrente, podendo mesmo atingir valores perigosos para a integridade dos condutores e isolamentos.

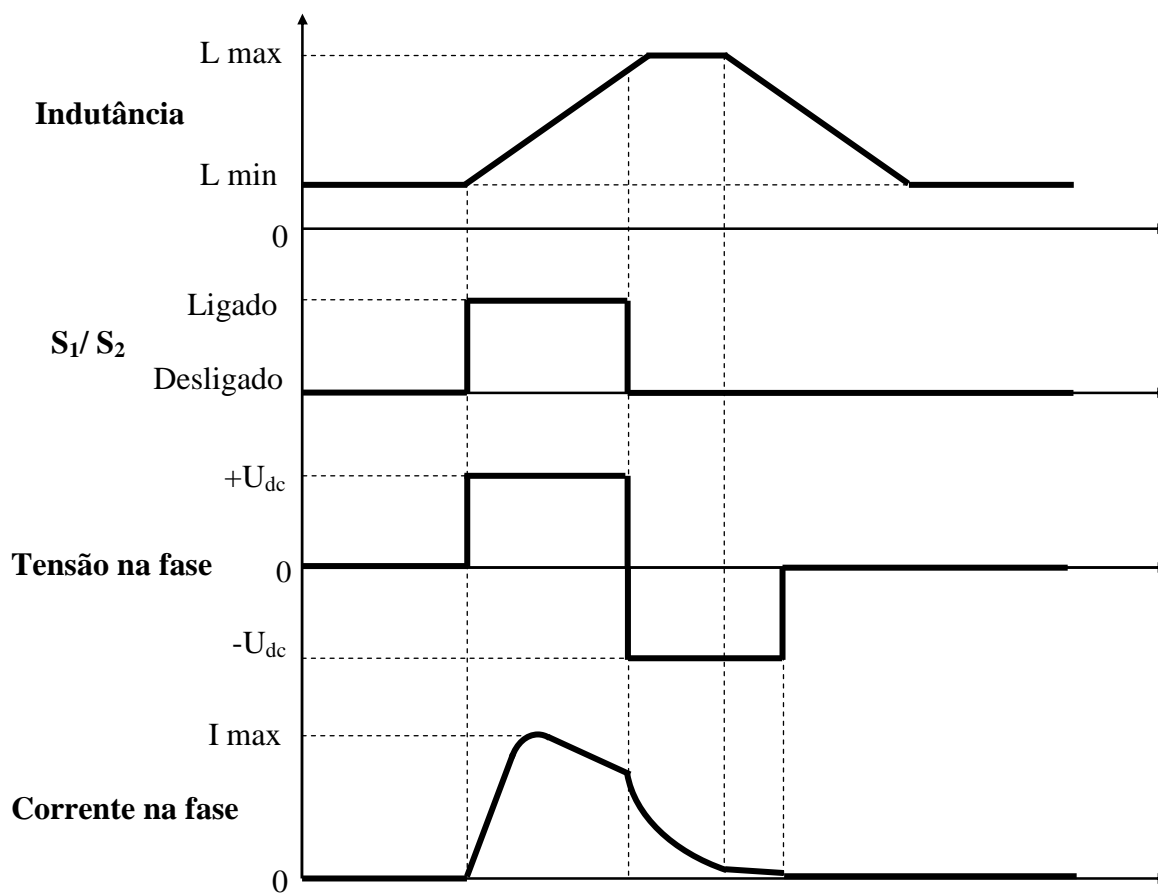


Fig. 3.1 – Controlo por um só impulso.

Para permitir um decréscimo mais rápido da corrente na fase no final da condução, dependendo da topologia do conversor utilizada, pode ser ainda possível com esta estratégia de controlo aplicar uma tensão negativa à fase, como mostra a fig. 3.1. Esta possibilidade de comutação é designada de comutação dura e não implica um aumento da complexidade do controlo (visto que depende da topologia do conversor e não do controlo). Note-se que esta abordagem ao controlo do MRVC é a mais habitual a velocidade elevada.

Podem-se, assim, estabelecer dois tipos de comutação da tensão na fase:

- Comutação suave – quando a tensão aplicada à fase varia entre a tensão da fonte e uma tensão nula.
- Comutação dura – quando a tensão aplicada à fase varia entre a tensão da fonte e uma tensão negativa, em geral de valor igual à tensão da fonte, podendo no entanto tomar outros valores consoante a topologia do conversor utilizada.

Cada uma destas estratégias de comutação tem as suas vantagens e desvantagens, pelo que a maior parte das topologias de conversores recorrem a uma combinação das duas, como se verá adiante.

### 3.3 Controlo por talhamento da tensão na fase (PWM)

Esta estratégia de controlo, representada na fig. 3.2, consiste em fazer o talhamento da tensão na fase durante o período de condução [Miller 93]. Desta forma pode evitar-se um aumento exagerado da corrente na fase, principalmente a baixas velocidades.

A frequência e, sobretudo, a relação cíclica (duty cycle) do sinal PWM podem ser fixas (fig. 3.2 – a) ou variáveis (fig. 3.2 – b), de modo a permitir um aumento mais rápido da corrente no início da condução. A variação da relação cíclica do sinal PWM pode ser independente da corrente ou estar associada à realimentação do sinal da corrente, o que faz com que esta estratégia também se possa integrar no controlo de corrente apresentado no ponto seguinte.

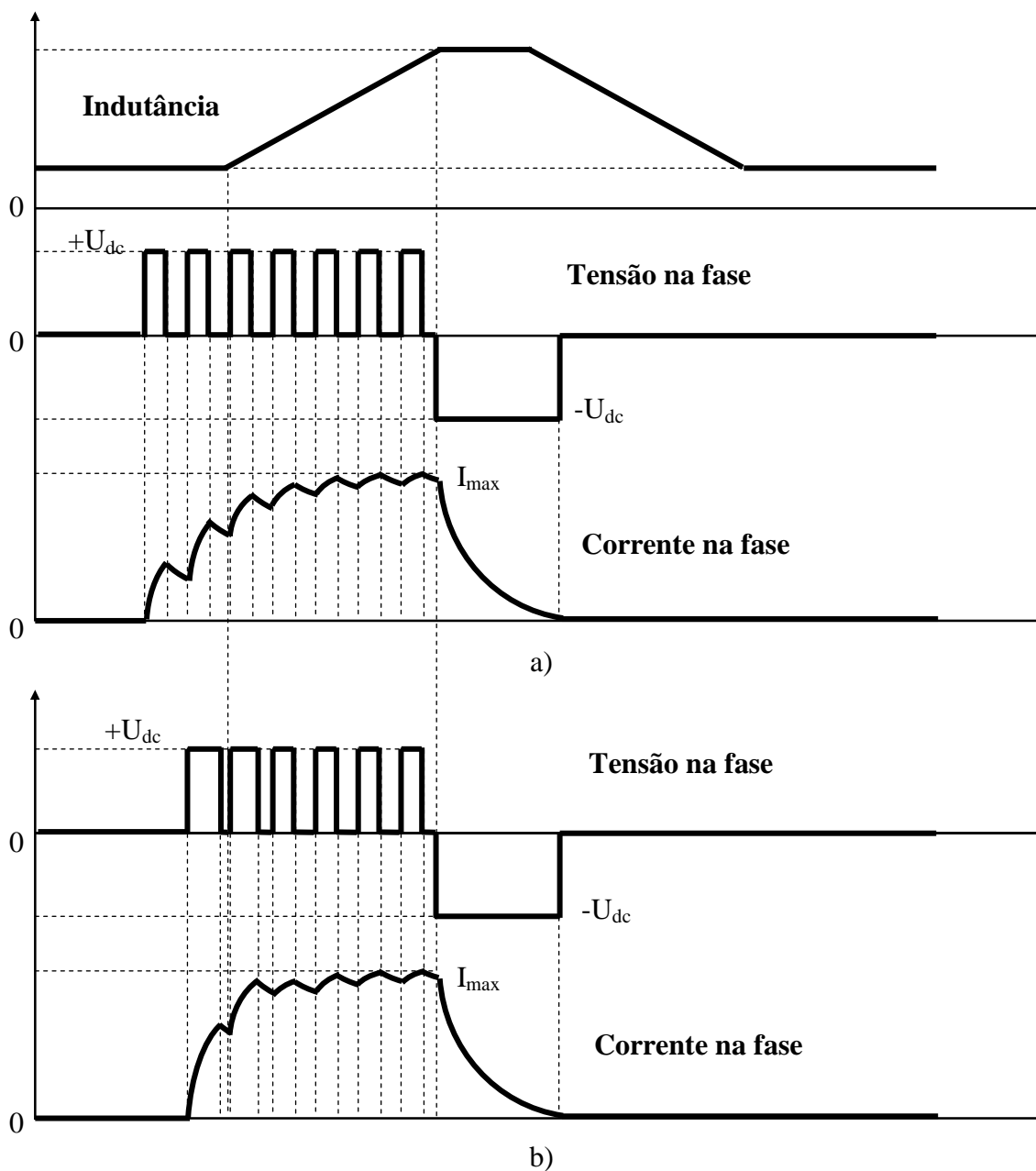


Fig. 3.2 – Controlo por talhamento da tensão na fase. a) “duty cycle” constante; b) “duty cycle” variável;

A estratégia de comutação utilizada para o controlo PWM é em geral uma combinação da comutação dura e suave, em que a comutação suave é utilizada durante o período de condução e a comutação dura é utilizada apenas para a extinção da corrente na fase.

### 3.4 Controlo histerético da corrente de fase

Uma outra forma de fazer o talhamento da tensão, que permite um controlo mais preciso da corrente na fase, consiste em fazer a realimentação do sinal da corrente e fazer a sua comparação com o valor de corrente pretendido [Miller 93]. Desta forma é possível, através da definição de um valor máximo para a diferença entre a corrente na fase e a corrente pretendida (erro), manter a corrente dentro de uma determinada banda de histerese, independentemente da velocidade da máquina (fig. 3.3).

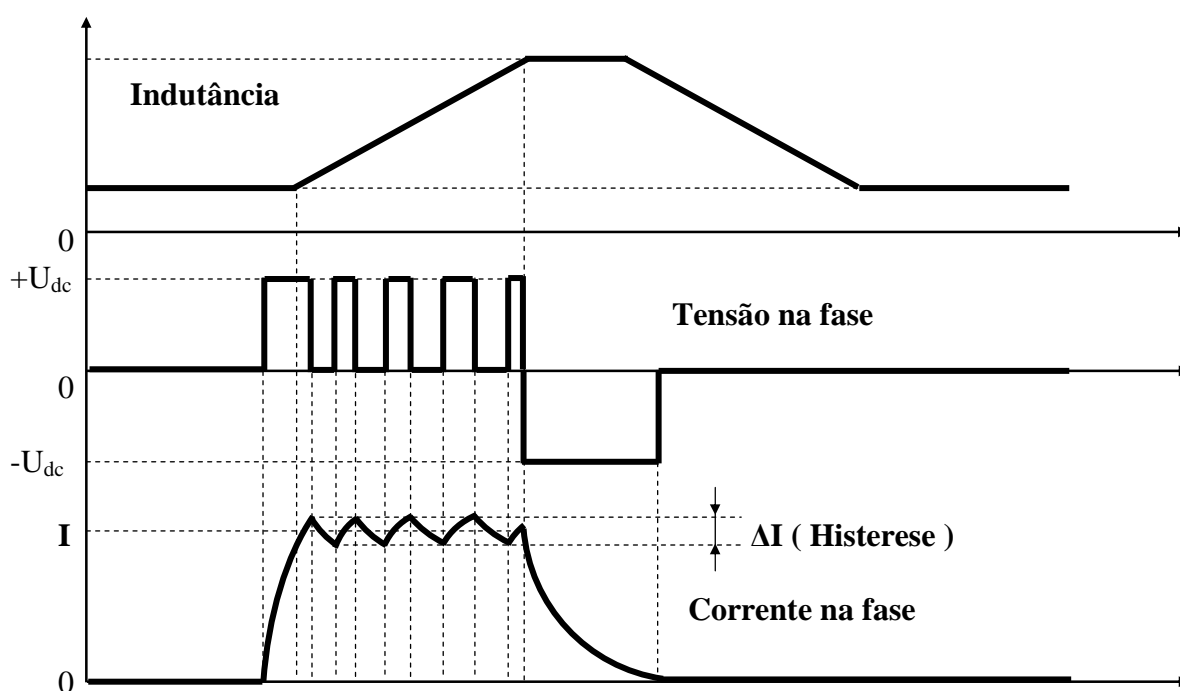


Fig. 3.3 – Controlo histerético da corrente de fase.

À semelhança das estratégias de controlo anteriormente descritas, também para o controlo histerético da corrente de fase se recorre, frequentemente, a uma combinação das estratégias de comutação suave e da comutação dura.

---

## CAPÍTULO

# 4

---

### **Topologias de conversores**

*Neste capítulo são apresentadas algumas das topologias de conversores usadas no comando de motores de relutância variável comutados, efectuando-se uma breve comparação entre si, relativamente à possibilidade de funcionamento nos quatro quadrantes e á possibilidade de aplicação de uma tensão nula aos enrolamentos da fase, dado que esta característica assume grande importância na performance do motor. Finalmente será apresentada a topologia de conversor que foi proposta para o controlo do motor que é objecto desta tese, para a qual será realizado o programa de controlo através de um micro controlador.*

## 4.1 Introdução

As várias topologias apresentadas neste capítulo reflectem necessidades específicas do funcionamento do MRVC: funcionamento em vários quadrantes, reaproveitamento da energia magnética armazenada, extinção da corrente na fase, entre outros. A selecção da topologia do conversor para um determinado MRVC deve ter por isso em conta a aplicação a que este se destina, bem como a análise custo benefício da adopção de topologias mais eficientes para o desempenho de determinada função.

A necessidade de dissipação ou reaproveitamento da energia magnética armazenada deu origem ao surgimento de múltiplas topologias de conversores para o MRVC, que podem ser agrupadas segundo o número de interruptores electrónicos por fase [Krishnan 01]. Serão assim apresentadas as topologias que recorrem a  $N_f$ ,  $(N_f + 1)$ ,  $1,5N_f$  e  $2N_f$  interruptores por fase, sendo  $N_f$  o número de fases do motor.

## 4.2 Dois interruptores electrónicos por fase

Na fig. 4.1 encontra-se representada, esquematicamente, uma fase do MRVC controlada por um conversor do tipo  $2N_f$ , também conhecido por conversor de ponte assimétrica [Krishnan 01]. As restantes fases do motor são alimentadas de igual forma.

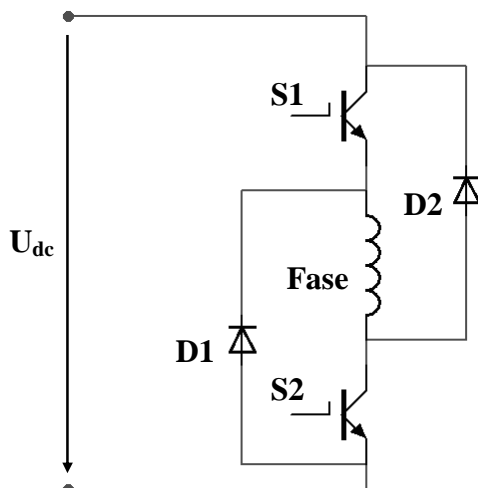


Fig. 4.1 – Conversor de ponte assimétrica.

Nesta topologia a alimentação da fase é feita colocando simultaneamente os dois interruptores electrónicos à condução, o que sujeita a fase a uma tensão igual à tensão da fonte, iniciando assim a passagem de corrente pelos enrolamentos da fase segundo o sentido convencional da corrente.

Devido a esta configuração de interruptores electrónicos e díodos, a extinção da corrente da fase pode ser feita de duas formas, consoante sejam colocados ao corte os dois interruptores electrónicos simultaneamente ou separadamente. Estas duas estratégias são designadas de comutação dura e comutação suave respectivamente.

### 4.2.1 Comutação dura

Conforme mostra a fig. 4.1, ao colocar ao corte simultaneamente os dois interruptores electrónicos, a corrente continuará a circular com a mesma polaridade até à sua extinção através dos díodos D1 e D2, voltando assim para a fonte, regenerando a energia magnética armazenada. Esta estratégia sujeita os enrolamentos da fase a uma tensão negativa de valor igual à tensão da fonte ( $U_{dc}$ ), o que permite uma redução mais rápida da corrente da fase e a regeneração de energia, no entanto sujeita os enrolamentos da fase a uma variação de tensão igual ao dobro da tensão da fonte, o que gera uma maior degradação dos isolamentos e aumenta o ruído electromagnético [Krishnan 01].

#### 4.2.2 Comutação suave

Ao colocar ao corte apenas um dos interruptores electrónicos ( $S_2$ , por exemplo), a corrente irá circular através de um diódo e do interruptor electrónico que se mantém à condução, aplicando uma tensão nula aos enrolamentos da fase. Esta estratégia permite manter a produção de trabalho durante a extinção da corrente, no entanto esta é mais lenta, pelo que existe a possibilidade de não se extinguir a corrente antes do início do desalinhamento das saliências polares, o que provoca o aparecimento de um binário resistente, reduzindo assim o binário médio desenvolvido pelo motor.

#### 4.2.3 Comutação mista

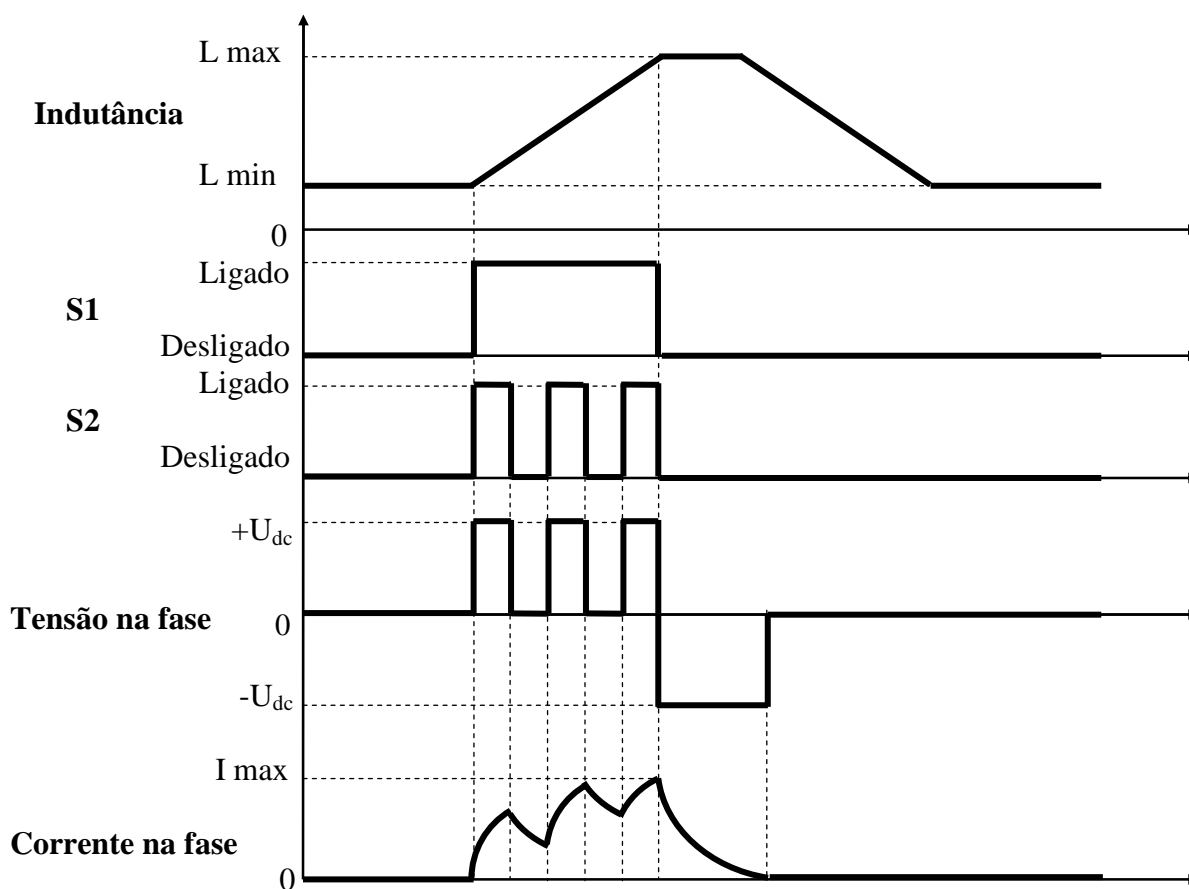


Fig. 4.2 – Formas de onda para a comutação mista.

De modo a combinar as vantagens de ambas as estratégias de extinção da corrente da fase, é usada uma estratégia combinada, onde durante o perfil ascendente da indutância (zona 2) é usada a comutação suave associada a um sinal PWM ou ao controlo histerético da corrente da fase (no controlo por um único impulso esta combinação não é exequível), permitindo assim manter a produção de trabalho durante a extinção da corrente. Após o alinhamento das saliências polares do estátor e do rotor, torna-se necessário extinguir rapidamente a corrente da fase de modo a evitar a produção de binário resistente, pelo que neste momento é utilizada a comutação dura.

As formas de onda que se obtêm pela utilização desta estratégia de controlo encontram-se representadas na fig. 4.2.

### 4.3 Um interruptor electrónico por fase ( $N_f$ )

As topologias que recorrem a apenas um interruptor por fase, devido à sua simplicidade, dimensão reduzida e baixo custo, são usadas em aplicações de baixo custo e desempenho reduzido. As suas características particulares podem justificar a sua aplicação em accionamentos que delas tirem partido. As topologias apresentadas abaixo apresentam como principais desvantagens o facto de não permitirem a aplicação de uma tensão nula à fase, de aplicarem nesta uma tensão superior à tensão da fonte e de possuírem em geral um rendimento reduzido.

#### 4.3.1 Dissipação resistiva

Esta topologia, representada na fig. 4.3, recorre a um díodo e um interruptor electrónico e um díodo por fase, bem como uma resistência e um condensador comuns a todas as fases. Quando o interruptor electrónico é colocado ao corte, a corrente passa a circular através do díodo, dissipando a energia magnética armazenada na resistência.

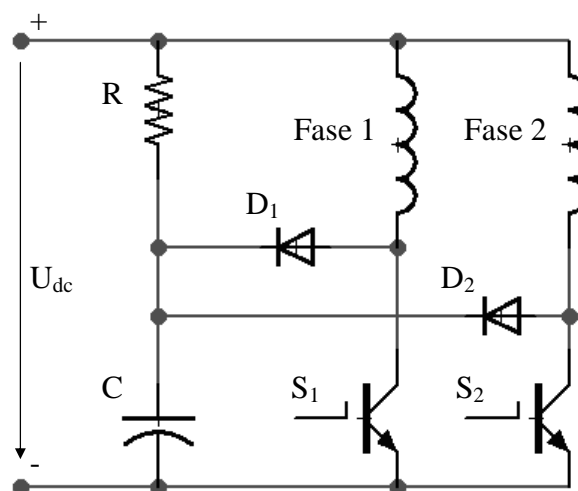


Fig. 4.3 – Dissipação resistiva.

O facto de a energia magnética armazenada ser dissipada na resistência, para além de diminuir o desempenho do conversor, faz também com que o tempo de extinção da corrente

seja superior comparativamente com a recarga da fonte, com as consequências que daí advêm, particularmente a geração de binário resistivo [Krishnan 01].

#### 4.3.2 Enrolamento duplo/bifilar

Esta topologia, representada na fig. 4.4, só é aplicável em motores que disponham de dois enrolamentos por fase, de modo a que quando o interruptor electrónico for colocado ao corte, a energia magnética armazenada possa ser transferida para a fonte. A polaridade dos dois enrolamentos de cada fase deve ser oposta, de modo a que a corrente possa circular através do díodo para a fonte.

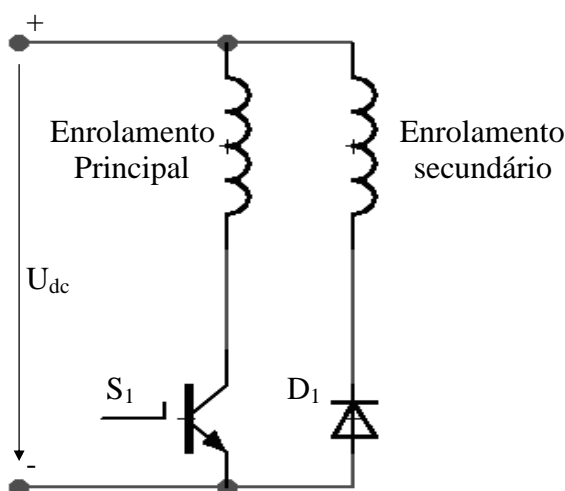


Fig. 4.4 – Enrolamento duplo/bifilar.

Durante a extinção da corrente, a tensão aplicada ao enrolamento que está em série com o interruptor electrónico, e consequentemente a tensão aplicada a este último depende da relação entre o número de espiras de cada um dos enrolamentos da fase e é sempre maior que a tensão da fonte, com os inconvenientes já descritos anteriormente. Por outro lado, o facto de o motor necessitar de dois enrolamentos por fase aumenta o seu custo e reduz a sua relação peso/potência [Krishnan 01].

#### 4.3.3 Conversor de tensão de alimentação repartida

Esta topologia, representada na fig. 4.5, requer um número par de fases. Quando o interruptor electrónico de uma das fases é colocado à condução, a corrente circula através da fase carregando um dos condensadores. Quando o interruptor electrónico é colocado ao corte, a corrente da fase continua a circular no mesmo sentido através do díodo correspondente, carregando o condensador oposto.

Esta topologia permite a regeneração da energia magnética, no entanto apenas permite a aplicação a cada uma das fases de uma tensão igual a metade da tensão da fonte e requer um correcto dimensionamento das capacidades dos condensadores  $C_1$  e  $C_2$  [Krishnan 01].

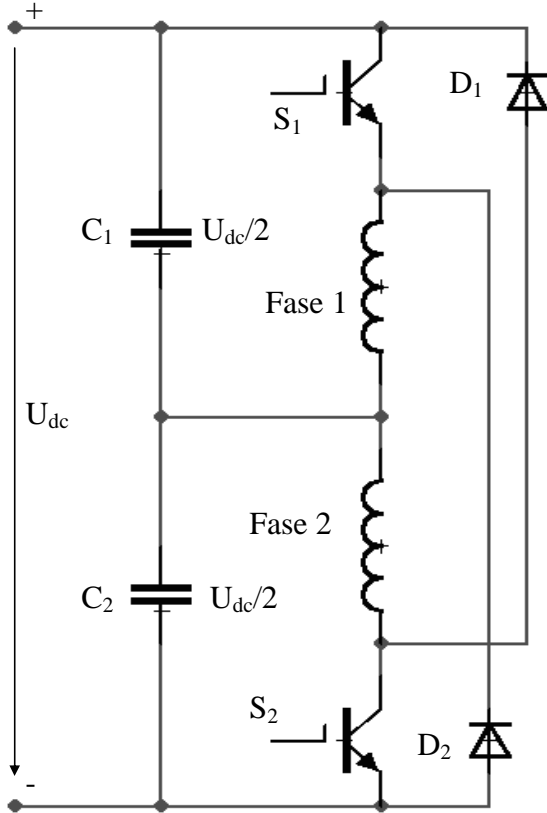


Fig. 4.5 – Conversor de tensão de alimentação repartida.

4.3.4  $N_f$  interruptores electrónicos e  $2N_f$  díodos

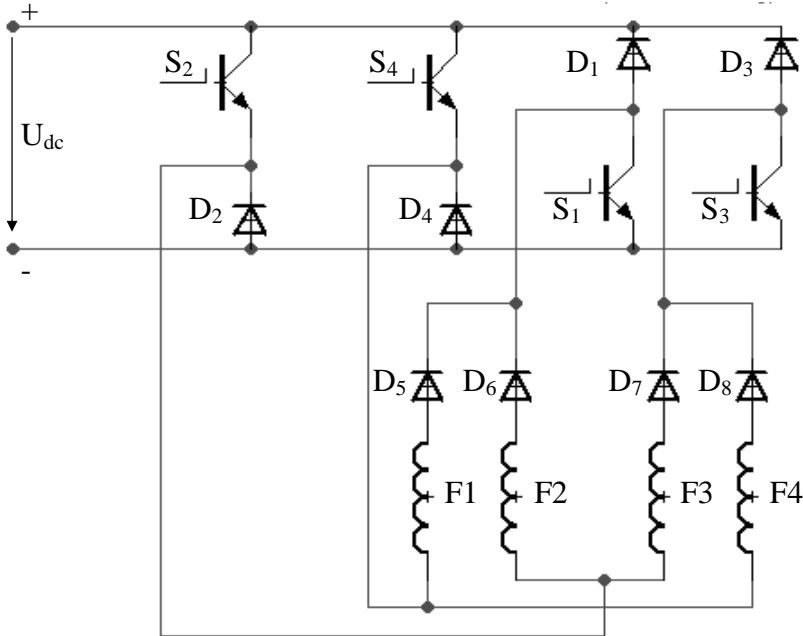


Fig. 4.6 – Conversor de  $N_f$  interruptores electrónicos  $2N_f$  díodos por fase.

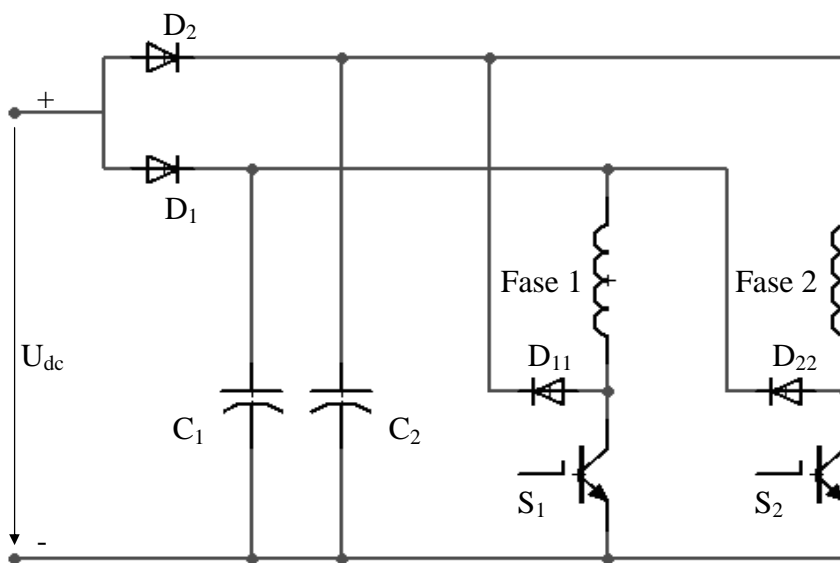
Esta topologia recorre, para além de um interruptor por fase, a dois díodos (um lento e um rápido) por fase. Para alimentar cada uma das fases é necessário colocar à condução dois dos interruptores electrónicos em simultâneo. No caso do conversor representado na fig. 4.6, ao colocar os interruptores electrónicos 1 e 4 à condução, a corrente irá circular através da fase 1.

Tal como no conversor de ponte assimétrica, este conversor permite duas formas de comutação (dura e suave), consoante sejam colocados ao corte os dois interruptores electrónicos em simultâneo, ou separadamente.

Ao colocar ao corte simultaneamente os interruptores electrónicos 1 e 4, a corrente passa a circular através dos díodos 1 e 4, aplicando uma tensão negativa à fase, regenerando a energia magnética armazenada. Se colocarmos ao corte apenas um deles (digamos  $S_1$ ), a corrente passa a circular através de  $S_4$ ,  $D_5$  e  $D_1$ , aplicando uma tensão nula à fase.

Conforme se pode constatar esta topologia só é aplicável a máquinas com um número par de fases. Pelo facto de cada um dos interruptores electrónicos servir duas fases, durante o alinhamento da fase perde-se o controlo independente das correntes, visto que ainda durante a extinção da corrente da fase é necessário ligar novamente o interruptor electrónico comum com a fase adjacente. Este efeito é indesejável em aplicações de elevado rendimento.

A topologia representada na fig. 4.7 permite, com recurso a um condensador por fase e ao mesmo número e tipo de interruptores electrónicos e díodos da topologia anterior, controlar, de modo independente, a corrente de cada uma das fases.



**Fig. 4.7** – Conversor de  $N_f$  interruptores electrónicos  $2N_f$  díodos por fase e controlo independente da corrente.

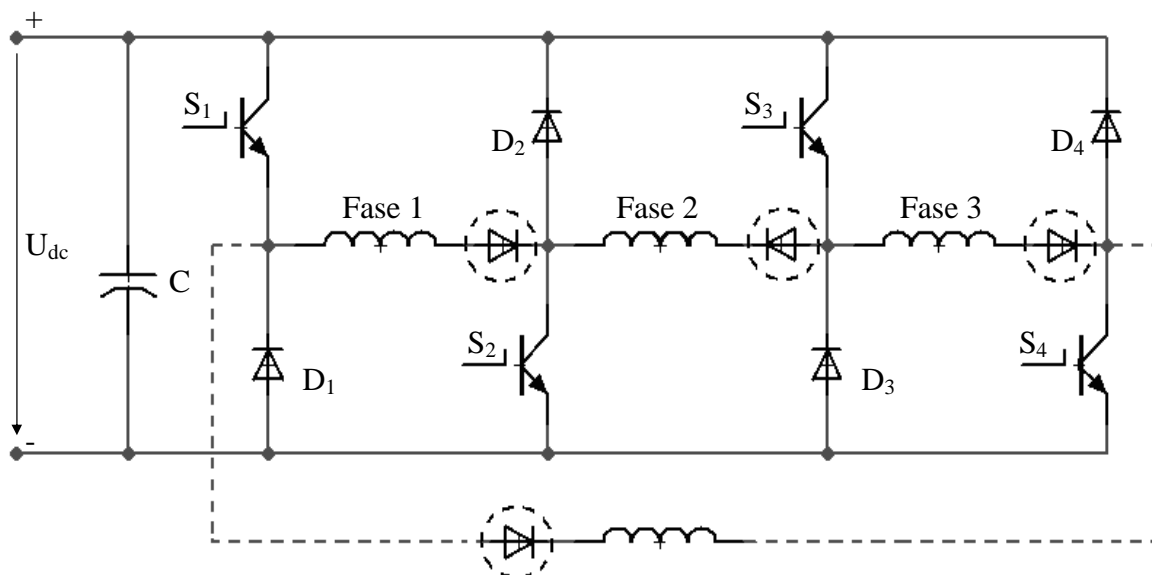
Quando o interruptor electrónico da fase 1 é colocado à condução, a corrente percorre o díodo  $D_1$ , e a fase 1. Neste momento o condensador  $C_1$  é carregado com uma tensão igual à tensão da fonte. Ao colocar o interruptor electrónico ao corte, a corrente passa a circular através do díodo  $D_{11}$ , sendo impedida de regressar à fonte pelo díodo  $D_1$ , carregando desta forma o condensador  $C_1$  com uma tensão até duas vezes a tensão de alimentação. Quando esta fase volta a ser alimentada, essa tensão faz subir rapidamente a corrente na fase, permitindo um menor avanço do ângulo de início de condução, aumentando assim o desempenho da máquina.

Apesar desta vantagem, esta topologia não permite a regeneração, aplica uma tensão elevada aos enrolamentos do motor e aos semi-condutores, e não permite a aplicação de uma tensão nula à fase, com as desvantagens que daí resultam.

#### 4.4 ( $N_f + 1$ ) interruptores electrónicos

##### 4.4.1 Configuração com utilização repartida dos interruptores electrónicos

A topologia apresentada na fig. 4.8 (a cheio) permite o controlo da corrente em cada uma das fases com recurso a dois interruptores electrónicos e dois díodos. A fase 1 é alimentada colocando os interruptores electrónicos  $S_1$  e  $S_2$  à condução simultaneamente. Tal como noutras topologias, esta configuração permite a aplicação de uma tensão nula ou de uma tensão negativa à fase (comutação suave/dura), consoante sejam desligados os interruptores electrónicos separadamente ou em simultâneo.



**Fig. 4.8** – Configuração com utilização repartida dos interruptores electrónicos.

Esta configuração permite uma utilização repartida dos interruptores electrónicos, mas este facto faz com que cada interruptor sirva duas fases, o que, como é sabido, afecta o controlo independente da corrente das fases durante o alinhamento. Em sistemas tetrafásicos ou superiores, esta topologia permite o controlo independente de duas ou mais fases, mas nunca a sua totalidade.

A utilização dos interruptores electrónicos  $S_1$  e  $S_4$  é inferior aos restantes, pois estes servem apenas a fase 1 e a fase 3 respectivamente. Através da adição de mais um diodo por fase, esta topologia pode ser transformada numa topologia de  $N_f$  interruptores e  $2N_f$  díodos, conforme mostra a fig. 4.8 (a tracejado), permitindo assim igualar as taxas de utilização de todos os interruptores electrónicos, no entanto esta alteração só é aplicável a máquinas com um número par de fases.

4.4.2 Extinção através de condensador

Esta topologia (representada na fig. 4.9) permite com um número mínimo de interruptores electrónicos o controlo independente da corrente na fase e o reaproveitamento da energia magnética armazenada com recurso a um talhador constituído pelo interruptor electrónico  $S_d$ , do díodo  $D_d$  e a indutância  $L_d$ . Ao colocar o interruptor electrónico da fase ao corte, a energia magnética armazenada é conduzida através do díodo correspondente, carregando o condensador  $C_d$ . Posteriormente, este é descarregado com recurso ao interruptor electrónico de descarga ( $S_d$ ), a quando da alimentação da fase seguinte.

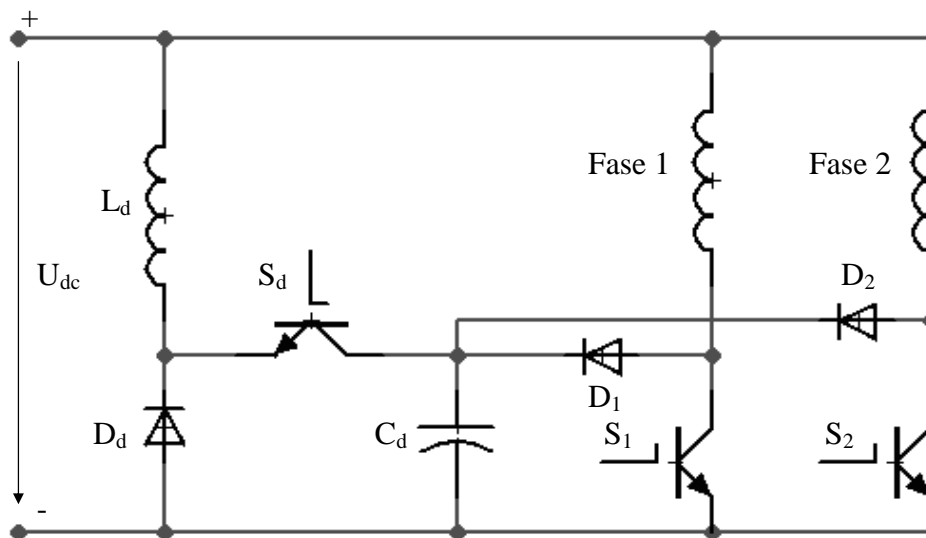


Fig. 4.9 – Extinção através de condensador.

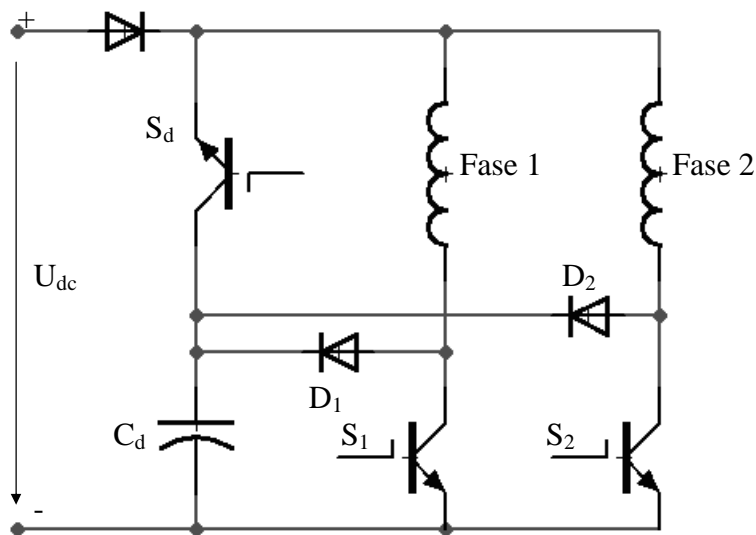


Fig. 4.10 – Extinção através de condensador e interruptor de roda livre.

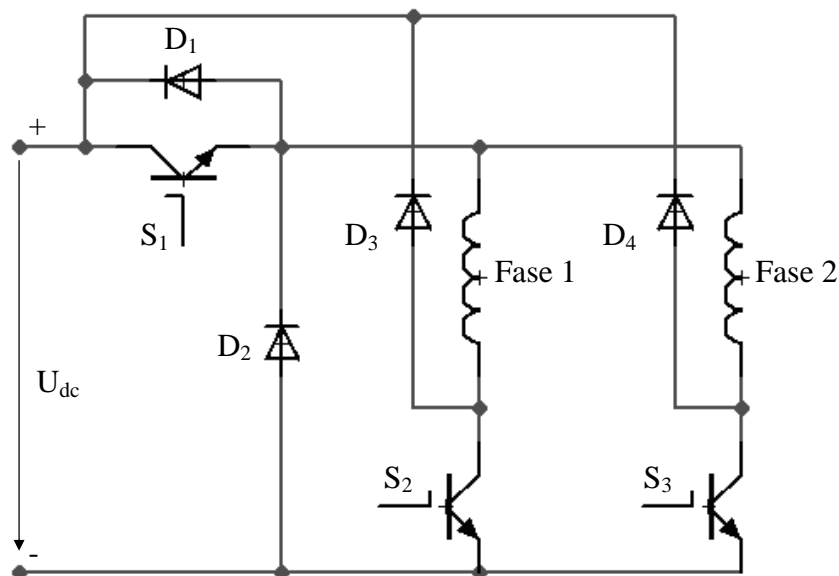
A carga do condensador sujeita a fase a uma tensão negativa, pelo que não permite a aplicação de uma tensão nula à fase. No entanto, é possível alterar esta topologia e utilizar um interruptor electrónico como interruptor de roda livre (fig. 4.10). Desta forma não só é possível aplicar uma tensão nula à carga, como fazer regeneração da energia ou reaproveitamento da mesma para a excitação da fase seguinte (devido ao diódo  $D_3$ ), consoante a forma como é feita a gestão entre a carga do condensador e a entrada à condução do interruptor electrónico de roda livre.

#### 4.4.3 Um interruptor electrónico comum

A fig. 4.11 mostra uma topologia em que o interruptor electrónico  $S_1$  é comum a todas as fases. Esta topologia permite três estratégias de extinção da corrente da fase:

- Mantendo o interruptor electrónico da fase ligado e desligando o interruptor comum.
- Mantendo o interruptor electrónico comum ligado e desligando o interruptor da fase.
- Desligar ambos os interruptores electrónicos em simultâneo.

Esta última estratégia de controlo permite a aplicação de uma tensão negativa à fase, enquanto as duas primeiras permitem a aplicação de uma tensão nula à fase.



**Fig. 4.11** – Um interruptor electrónico comum.

#### 4.5 ( $1,5N_f$ ) interruptores electrónicos

Para máquinas que apresentem um número par de fases, a topologia representada na fig. 4.12 permite o controlo independente da corrente da fase, com recurso a 3 interruptores electrónicos e 3 díodos por cada duas fases. O número de fases terá ainda de ser superior a dois para permitir o controlo independente da corrente nas fases, visto que existe um interruptor comum a duas fases. Por esta razão, as fazes que partilham um mesmo interruptor electrónico não poderão ser fases adjacentes.

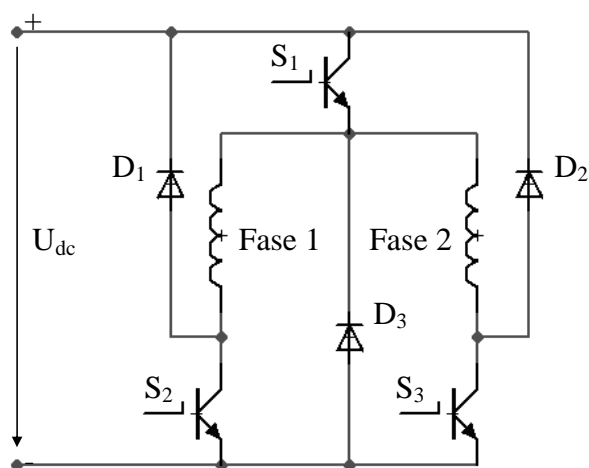


Fig. 4.12 –  $1,5N_f$  interruptores electrónicos.

Esta topologia permite a aplicação de uma tensão nula à fase (colocando ao corte apenas um interruptor electrónico) ou a aplicação de uma tensão negativa e consequente regeneração da energia magnética armazenada.

---

# CAPÍTULO

# 5

---

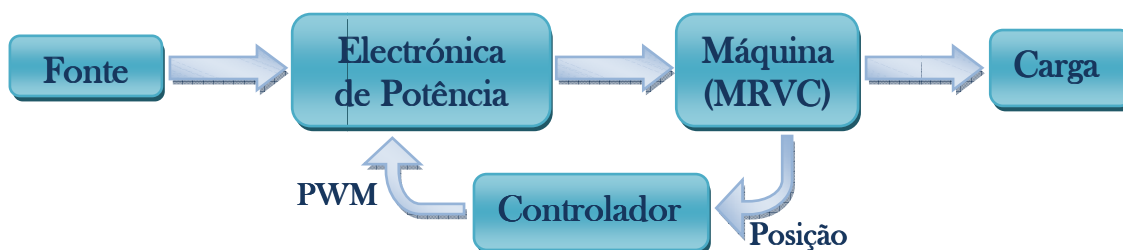
## **Desenvolvimento**

*Neste capítulo são apresentadas as soluções seleccionadas, acompanhadas dos princípios que levaram à sua adopção, para o controlo do MRVC em questão, de acordo com as condicionantes económicas e temporais. Serão apresentadas as ferramentas de desenvolvimento adoptadas, os componentes principais do sistema de controlo, apresentando-se ainda uma breve descrição do programa de controlo desenvolvido.*

## 5.1 Introdução

Tendo em vista os objectivos deste trabalho, que tem por base um conjunto máquina – controlador existente, tomou-se como ponto de partida o material e condicionantes físicas da máquina para entender o seu funcionamento e poder redimensionar o seu controlo de acordo com as novas condicionantes.

Começou-se portanto por estabelecer o diagrama de blocos do novo sistema electromecânico, representado na fig. 5.1.



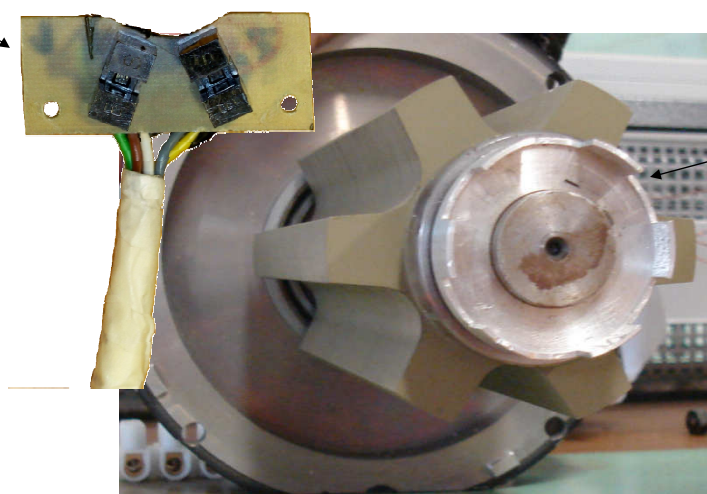
**Fig. 5.1** – Diagrama de blocos do sistema electromecânico.

Por simplicidade, e porque o conversor disponível não possuía sensores de corrente, optou-se por não fazer a realimentação da corrente da fase, optou-se pela adopção da estratégia de controlo por talhamento da tensão na fase.

## 5.2 Aquisição da posição do rotor

Um dos grandes condicionantes no desenvolvimento do controlador foi o sistema de aquisição da posição do rotor de que dispunha o accionamento existente. O sistema de aquisição da posição, apresentado na fig. 5.2, consiste num encoder de quadratura constituído por dois sensores ópticos e um anel dentado solidário com o veio da máquina. Os dentes do anel estão alinhados com as saliências polares do rotor da máquina.

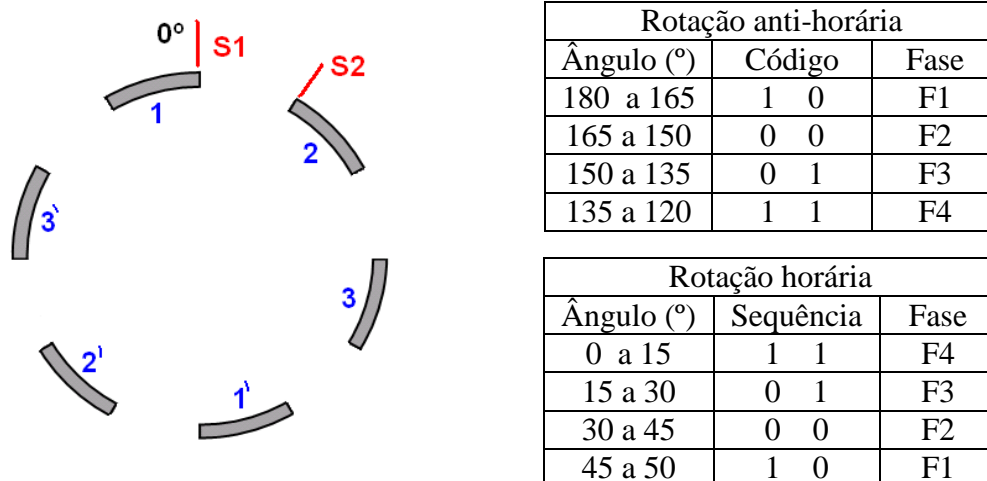
Sensores ópticos



Anel dentado

**Fig. 5.2** – Encoder de quadratura disponível.

Quando os “dentes” do rotor interrompem o feixe luminoso dos sensores ópticos geram um impulso de tensão que pode ser interpretado como um sinal digital. A combinação dos sinais dos dois sensores pode ser facilmente associada à fase que se encontra mais próxima da posição alinhada e à posição angular do rotor, como mostra a fig. 5.3.



**Fig. 5.3** – Sinais do encoder.

Durante o desenvolvimento do controlador verificou-se que o sinal do encoder era fortemente afectado pelo ruído electromagnético do motor, o que praticamente impedia a leitura da posição a partir de determinados valores de carga do motor originando falhas fatais no controlo.

Com vista à resolução deste problema foram implementadas diversas estratégias, que no seu conjunto conseguiram aparentemente (o motor não foi ainda testado a plena carga) corrigir este problema. As estratégias foram:

- Substituição do cabo de interligação entre os sensores e o controlador por um cabo blindado e ligação da malha do cabo à terra e à blindagem feita também em redor do controlador e dos sensores. Esta estratégia conseguiu apenas uma ligeira redução do ruído.
- Redimensionamento da resistência encastrada no circuito impresso junto dos sensores ópticos, de acordo com as especificações do fabricante dos mesmos, com vista à maximização da corrente associada ao sinal em tensão, de modo a tornar o sinal menos vulnerável ao ruído. Esta estratégia produziu bons resultados principalmente quando associada à seguinte.
- Dimensionamento de um filtro passe a baixo, do tipo RC paralelo, com uma frequência de corte na ordem dos 8 kHz, de modo a eliminar ruídos electromagnéticos de maior frequência sem afectar o sinal do encoder.

A associação desta última estratégia com as restantes, possibilitou a realização dos testes laboratoriais apresentados no capítulo seguinte, não tendo o sistema de aquisição apresentado quaisquer outras falhas, no entanto, para a confirmação da robustez do sistema terão de ser realizados os testes a plena carga do motor.

Embora dispondo de um sinal, aparentemente de boa qualidade, relativo à posição do rotor, este sinal apresenta uma resolução muito baixa ( $15^\circ$ ), o que torna o arranque da máquina e o seu funcionamento a baixas velocidades problemático. Se em rotação estável é possível estimar com bastante precisão a posição do rotor com base na frequência de comutação dos sensores, já nas acelerações e desacelerações a baixa velocidade e principalmente no arranque do motor, a posição estimada pode ter um erro significativo, não sendo portanto possível obter binários de arranque óptimos com a utilização deste encoder.

### 5.3 Topologia do conversor

O conversor adoptado teve por base o conversor e o respectivo circuito de disparo desenvolvido por antigos alunos do departamento de electromecânica, em colaboração com o Prof. Doutor Davide Fonseca, na sequência do seu projecto de fim de curso. Este conversor, representado na fig. 5.4, adopta a topologia do conversor de ponte assimétrica e recorre a IGBT's (Insulated Gate Bipolar Transistors) como interruptores electrónicos.

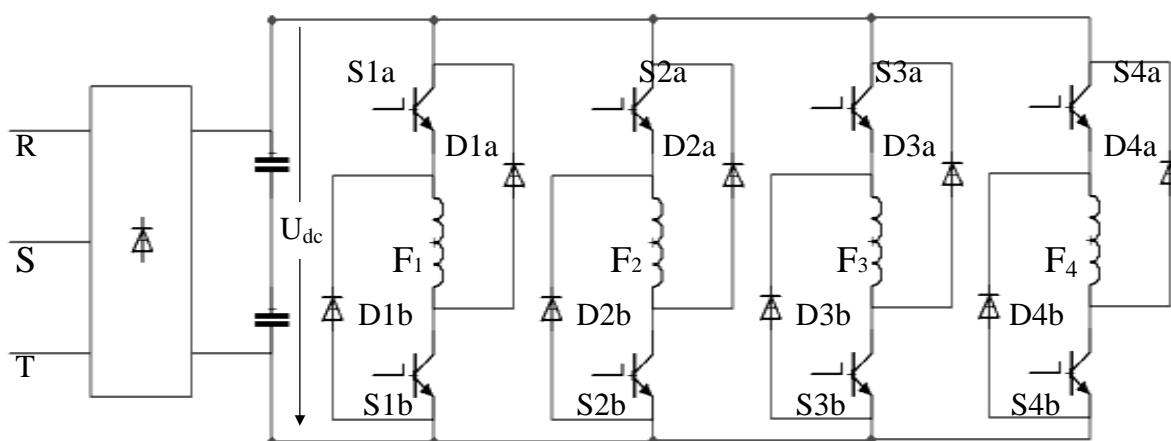


Fig. 5.4 – Conversor adoptado[Fonseca 01].

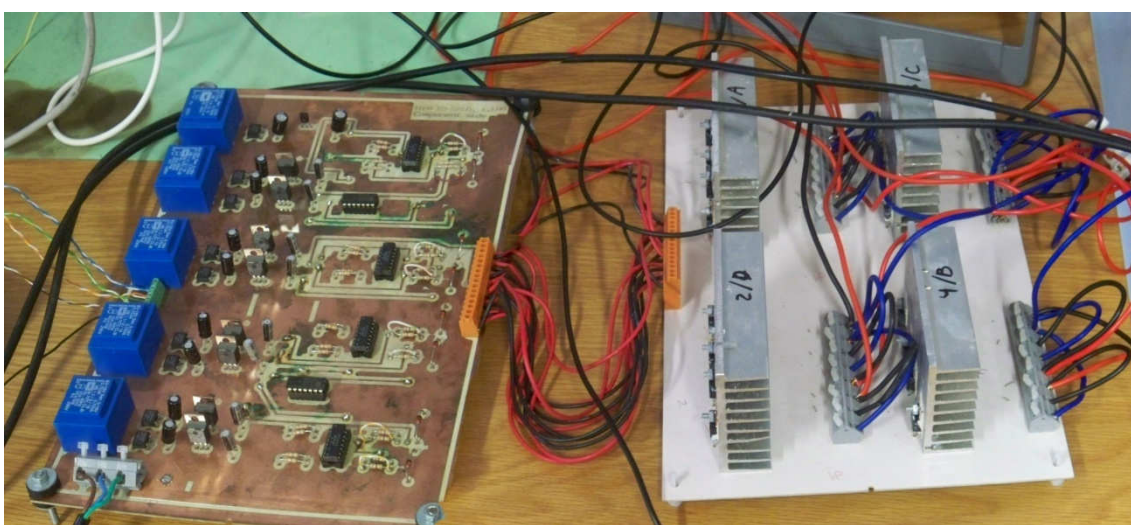


Fig. 5.5 – Conjunto composto pelo circuito de disparo (esquerda da imagem) e conversor (direita da imagem).

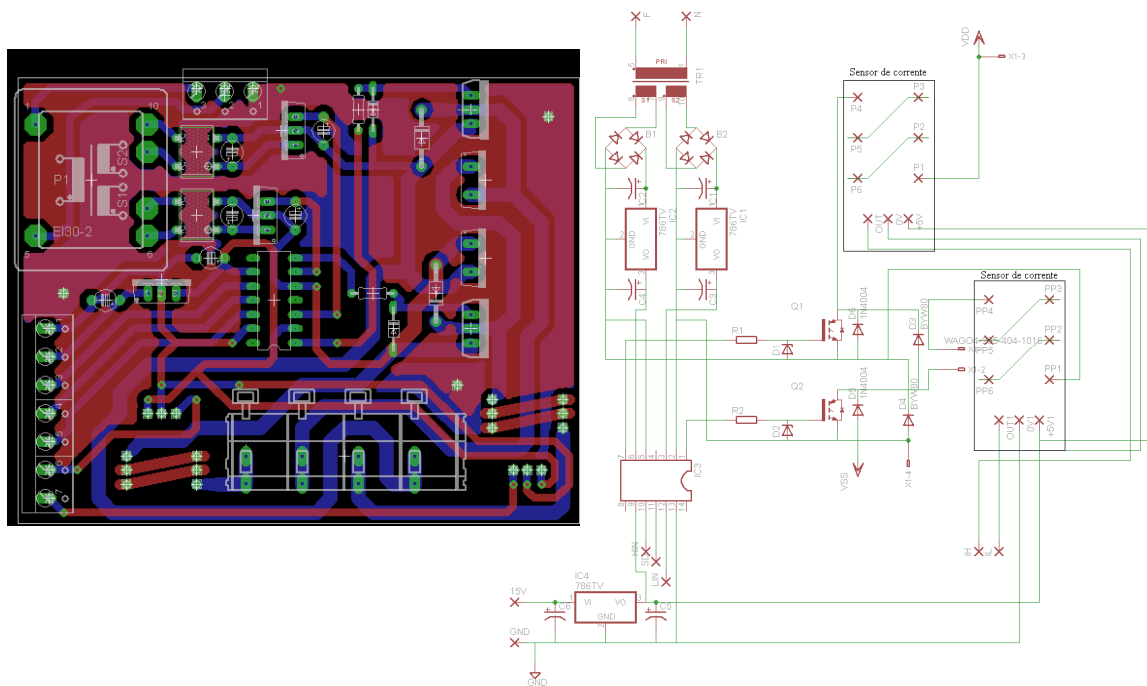
## Desenvolvimento

Este conversor demonstrou-se capaz de fazer a alimentação do motor e garantir o seu funcionamento para tensões entre os 0 e os 300 V DC, no entanto com tensões mais elevadas os semi-condutores entram em rotura devido aos picos de tensão originados pelas comutações dos mesmos, que ultrapassam a tensão de rotura de 600V.

Para solucionar o problema optou-se por utilizar semi-condutores com tensões de rotura mais elevadas (1000V), solução que se tornou mais simples e económica que a utilização de circuitos auxiliares de comutação.

Por não ser possível dispor de imediato de novos semi-condutores, foram realizados os ensaios laboratoriais partindo das tensões mais reduzidas, no entanto constatou-se que o ruído electromagnético gerado a partir de determinados valores de carga interfere com o funcionamento da aparelhagem de aquisição dos sinais de tensão e de corrente nas fases, nomeadamente com o computador, que se torna inutilizável.

Por esta razão optou-se por redesenhar a electrónica de potência segundo um projecto já existente, de modo a tentar minimizar o ruído electromagnético e ao mesmo tempo dotar o circuito de potência de sensores de corrente que permitam posteriormente fazer o controlo histerético da corrente na fase se necessário.



**Fig. 5.6** – Novo circuito de potência e de disparo.

Na fig. 5.6 encontra-se representado o novo circuito de potência e respectivo o circuito de disparo, bem como os sensores de corrente necessários ao controlo de uma fase, pelo que o sistema final deverá ser constituído por quatro destes circuitos.

Para minimizar o ruído electromagnético prevê-se ainda a criação de uma gaiola de Faraday em redor do futuro circuito de potência.

### 5.4 Unidade de controlo

Devido à experiência académica e profissional adquirida no desenvolvimento e implementação de unidades de controlo com recurso a micro controladores PIC, bem como

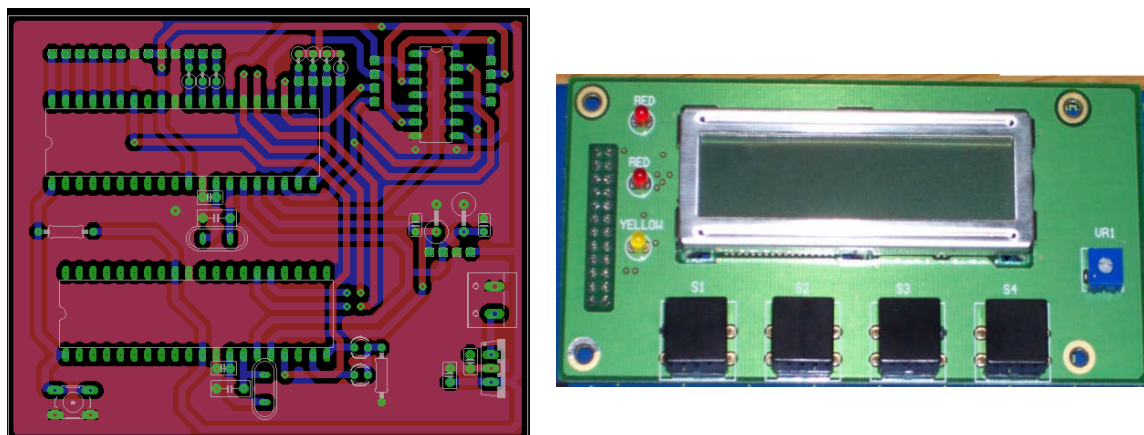
pela disponibilidade de um programador e de um compilador para a linguagem Pascal, optou-se por fazer o controlo da MRVC com recurso a um micro controlador da família PIC18FXX2. Na fig. 5.7 encontram-se representados o programador e o compilador utilizados.



**Fig. 5.7** – Programador e compilador para as famílias PIC12F, 16F e 18F.

Durante o desenvolvimento do controlador optou-se por desenvolver um sistema com dois microcontroladores ligados entre si através do periférico de comunicação em serie síncrona e assíncrona (USART). Desta forma separou-se a aquisição do sinal do encoder e respectiva estimativa da posição do rotor dos restantes processos, nomeadamente o sinal de comando dos semi-condutores de fase.

O sistema implementado, representado na fig. 5.8, consiste nos dois microcontroladores já referidos, um barramento de comunicação com o painel que contém o LCD, 4 botões e 3 led, o barramento de ligação aos sensores de posição e a lógica de controlo do sinal PWM e dos sinais de comando de fase, de modo à obtenção da estratégia mista de comutação suave e dura.



**Fig. 5.8** – Controlador e painel frontal.

A fig. 5.9 mostra a lógica adoptada para o controlo dos dois semi-condutores com vista à utilização da estratégia de comutação mista.

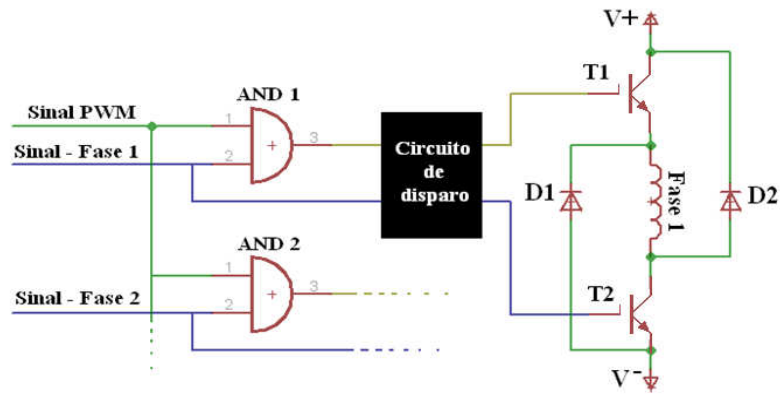
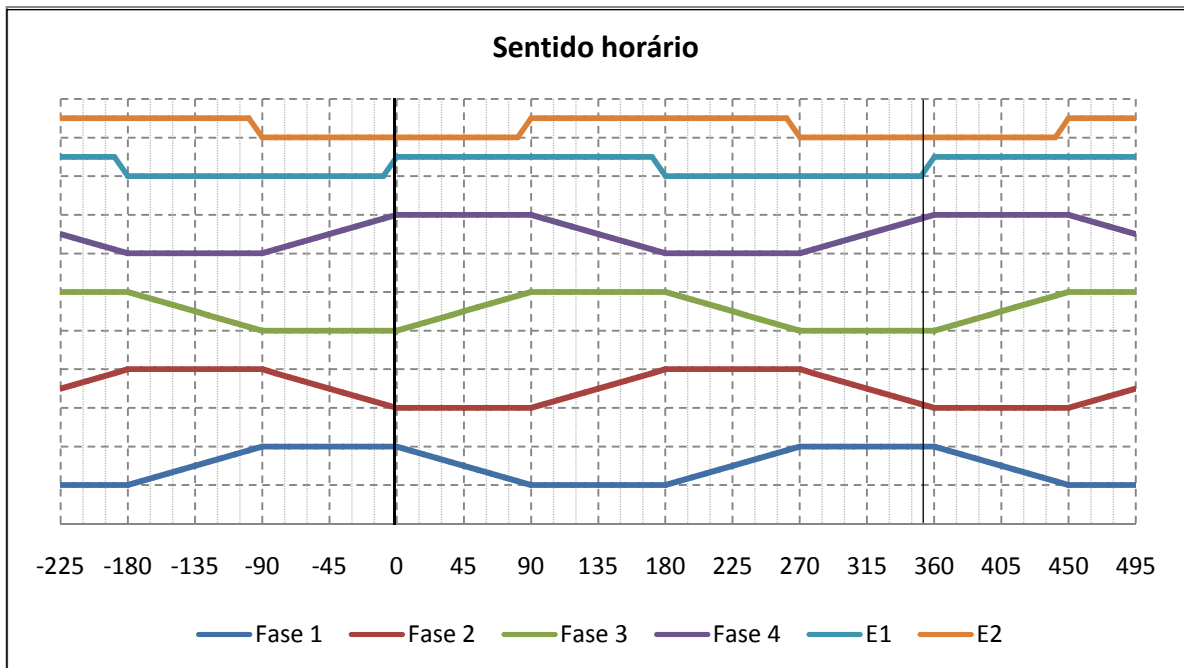


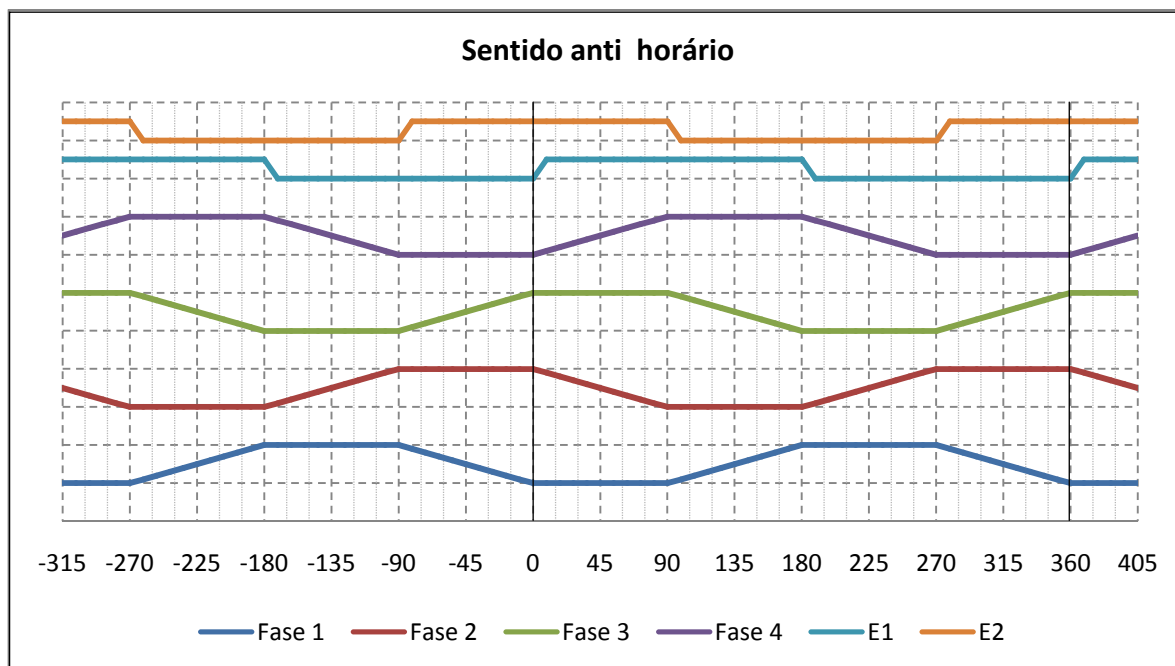
Fig. 5.9 – Lógica de controlo dos interruptores electrónicos de fase.

Quando o microcontrolador dá o sinal de início de condução a uma das fases, o IGBT “T2” correspondente a essa fase entra de imediato à condução e assim permanece enquanto este sinal estiver activo, devido à porta lógica AND, o IGBT “T1” passa a ser controlado pelo sinal PWM, originando desta forma a alternância entre a tensão da fonte e uma tensão nula no enrolamento da fase, que tal como descrito anteriormente corresponde à estratégia de comutação suave. Quando é dado o sinal do final de condução, ambos os IGBT passam a estar ao corte, fazendo com que a corrente passe a circular através dos díodos, aplicando assim uma tensão negativa ao enrolamento da fase, correspondente à estratégia de comutação dura.

### 5.5 Idealização

Para facilitar o desenvolvimento da unidade de controlo, esquematizou-se a variação temporal das indutâncias das várias fases, de forma simplificada, de modo a permitir a visualização das zonas de funcionamento da máquina associadas ao sinal do encoder de posição.





**Fig. 5.10** – Idealização da máquina.

A fig. 5.10 mostra a idealização dos perfis de indutância das fases associados aos sinais do encoder de posição para a rotação no sentido horário e no sentido anti-horário. Nesta figura, o eixo das abcissas refere-se ao ângulo eléctrico associado à fase dois no gráfico correspondente ao sentido horário e à fase 1 no gráfico correspondente ao sentido anti-horário.

Com base nesta idealização, estabeleceu-se que o ponto correspondente a zero graus eléctricos de cada uma das fases é obtido quando existe uma mudança no valor de saída do encoder e associado à fase que nesse momento se encontra no final do perfil descendente da indutância. Desta forma, a posição não alinhada corresponde ao ângulo de 45 graus e a posição alinhada corresponde a um ângulo de 225 graus.

De referir que, na fig. 5.10, a zona de indutância máxima constante nada tem a ver com as dimensões dos arcos polares do estátor e do rotor, sendo apenas uma mera representação que ajuda a identificar a zona de extinção da corrente na fase.

## 5.6 Software do controlador

Como foi referido, a unidade de controlo é constituída por dois microcontroladores independentes, ligados entre si por um bus de comunicação bidireccional em série.

O programa do micro controlador responsável pela aquisição do sinal do encoder e estimativa da posição funciona em ciclo infinito segundo o algoritmo representado na fig. 5.11.

Quando a velocidade é nula ou reduzida (arranque do motor) não é possível fazer uma boa estimativa da posição do rotor, pelo que neste caso a cada combinação do encoder é atribuído o valor da posição média do intervalo correspondente, o que origina um erro máximo de 45 graus eléctricos. Esta característica impede a obtenção de um binário de arranque óptimo.

A posição do rotor é enviada constantemente para o segundo micro controlador, independentemente de o motor se encontrar parado ou não. Este micro controlador recebe a posição do rotor e compara-a constantemente com os ângulos de início e de fim de condução

de cada uma das fases. Quando é dada a ordem de funcionamento da máquina e a posição do rotor é igual ou superior à posição de início ou de fim de condução de qualquer uma das fases, é negado o bit correspondente à fase em questão, dando assim a ordem de comutação da fase. Para além da comunicação série, o micro controlador principal envia ainda o sentido de rotação pretendido para o motor através de um porto de saída de um bit.

A fig. 5.12 mostra esquematicamente os principais blocos constituintes do programa de controlo da comutação das fases.

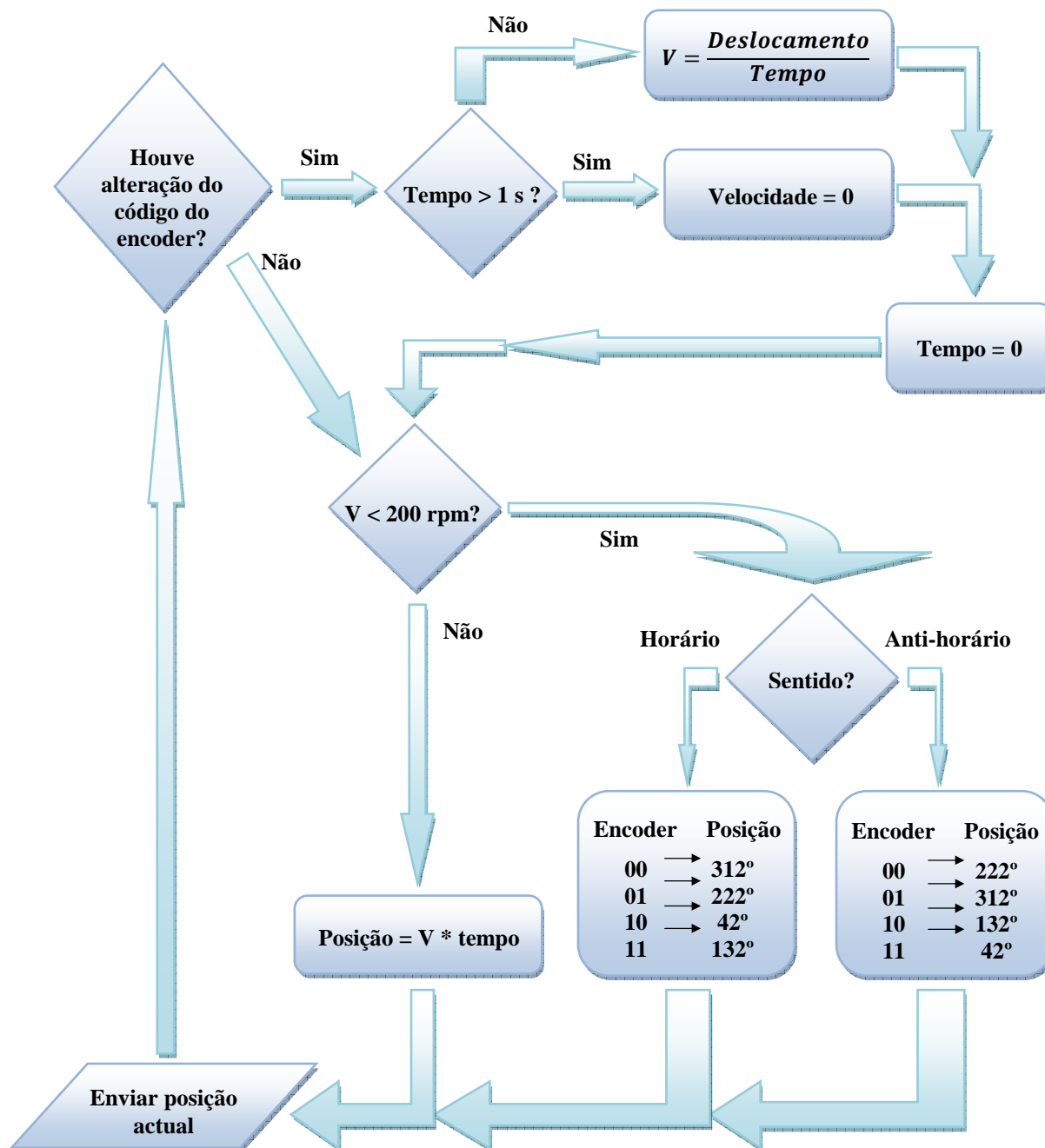


Fig. 5.11 – Algoritmo de estimativa da posição.

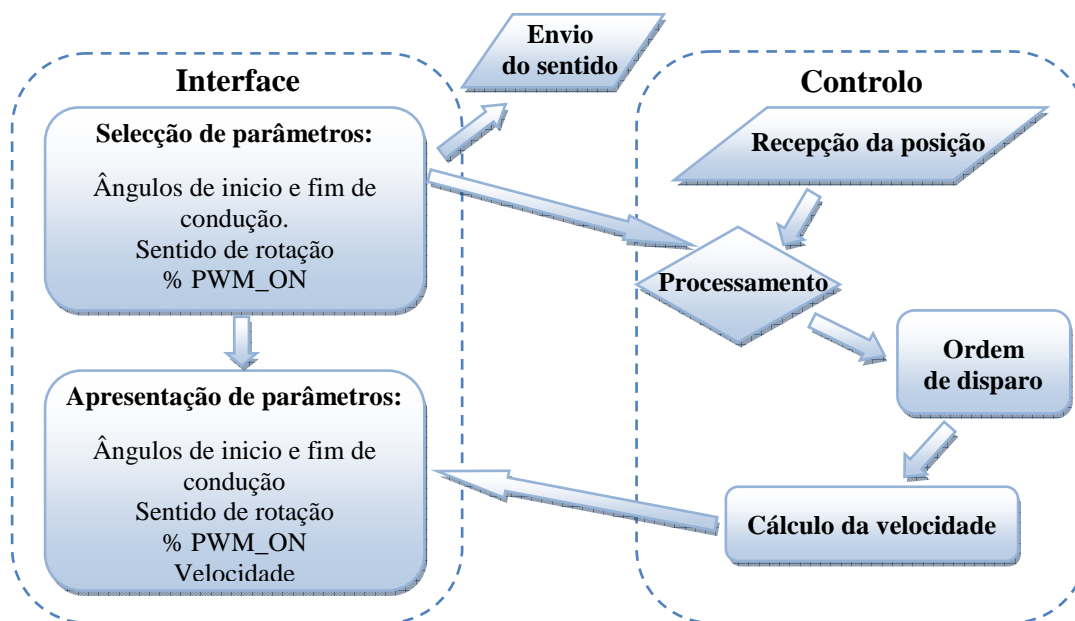


Fig. 5.12 – Programa principal.

Os processos mais críticos de ambos os programas, como é o caso da aquisição da posição, do cálculo da velocidade e do disparo das fases são feitos através de interrupções, quer controladas pelo temporizador (no caso da contagem do tempo e do disparo das fases), quer por interrupções baseadas na mudança de estado do encoder de posição. Desta forma é garantida a aquisição da posição imediatamente após a variação do sinal do encoder, bem como o cálculo da velocidade e o disparo das fases como um erro mínimo.

---

# CAPÍTULO 6

---

## **Resultados experimentais**

*Neste capítulo são apresentados os ensaios laboratoriais realizados com recurso ao controlador desenvolvido, bem como a análise dos dados recolhidos nesses ensaios.*

## 6.1 Introdução

Tendo em vista a validação do controlador foram realizados diversos ensaios em vazio e em carga, com recurso à montagem experimental apresentada na fig. 6.1.

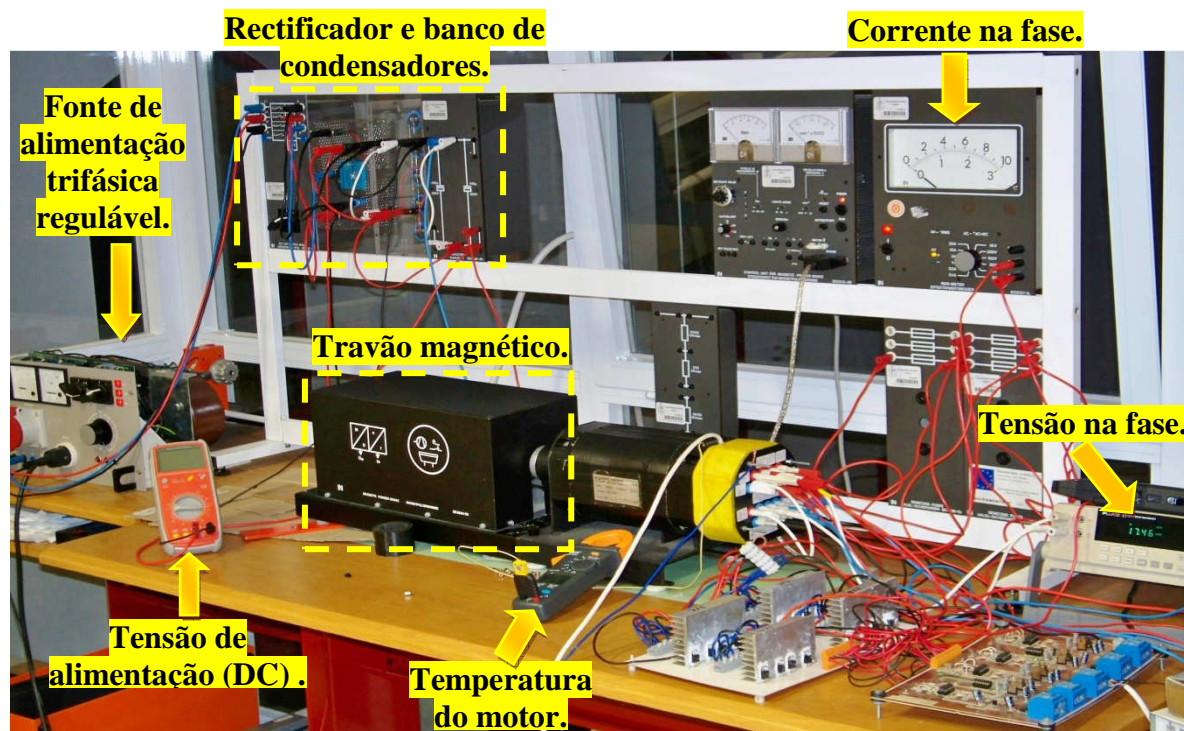


Fig. 6.1 – Montagem laboratorial.

Os condutores de comunicação dos sinais de comutação das fases, provenientes do controlador, foram ligados aos respectivos circuitos de disparo, que por sua vez se encontravam ligados ao conversor descrito anteriormente.

Para além dos aparelhos de medida descritos acima, recorreu-se ainda a um sistema de aquisição de dados e a um amplificador de isolamento disponível no laboratório para a aquisição das formas de onda da tensão e da corrente numa das fases.

A velocidade de rotação do motor calculada e apresentada no LCD do controlador foi validada com recurso a um tacogerador, disponível no laboratório, e frequentemente comparada com a velocidade apresentada pelo controlador do travão magnético (sempre que este se encontrava acoplado ao motor).

Decidiu-se fazer um conjunto de ensaios para diferentes valores da tensão de alimentação, separados entre si por 100V (dc), até se atingir a tensão máxima da fonte.

Para cada valor da tensão de alimentação, seriam então realizados vários ensaios com diferentes ângulos de início e fim de condução e diferentes sinais PWM, segundo os seguintes procedimentos:

- 1- Alimentação do controlador e do circuito de disparo.
- 2- Regulação da tensão de alimentação da fonte (100V, 200V, 300V....)
- 3- Selecção dos ângulos de início e fim de condução para o arranque do motor.
- 4- Ordem de arranque do motor, dada através da variação do “duty cycle” do sinal PWM do controlador para o valor pretendido.

- 5- Selecção do binário resistente do travão magnético (para os ensaios em vazio este deverá estar desacoplado do motor).
- 6- Para cada combinação de ângulos de início e fim de condução que permitem o funcionamento do motor é feita a aquisição dos seguintes valores:
  - Velocidade de rotação do motor
  - Tensão eficaz na fase 1 ( $U_{rms}$ )
  - Corrente eficaz na fase 1 ( $I_{rms}$ )
- 7- Aquisição das formas de onda da tensão na fase 1,2 e 4, e da corrente na fase 1.

Foi ainda decidido que os ensaios iriam incidir sobre ângulos de início e fim de condução compreendidos entre -42 e 192 graus eléctricos, de modo a centrar a análise na zona de variação positiva da indutância, que se encontra compreendida entre 45 graus eléctricos (posição não alinhada) e 225 graus eléctricos (posição alinhada), conforme a idealização do perfil de variação da indutância do motor feita no capítulo anterior. Não sendo neste trabalho pretendida a análise detalhada de todos os modos de funcionamento da máquina, como é o caso dos modos de funcionamento com maior geração de binário resistente, ou como gerador, optou-se pelo adiantamento do início de condução em 42 graus eléctricos, de modo a poder observar a variação do desempenho do motor no caso da antecipação do início de condução, em detrimento do atraso do final da condução.

## 6.2 Ensaios

Tendo por base o método descrito acima, foram realizados aproximadamente 700 ensaios para as tensões de alimentação de 100 e 200 V (DC), tendo para cada uma destas tensões sido realizados os ensaios em vazio e com carga de 0,5 e 1/0,8 Nm. Por comodidade, os resultados obtidos apresentam-se na forma gráfica.

Não foram realizados ensaios para valores mais elevados de tensão e binário devido ao surgimento de ruído electromagnético descrito anteriormente, que ao afectar o computador responsável pela aquisição de dados, impediu a realização destes ensaios para potências mais elevadas.

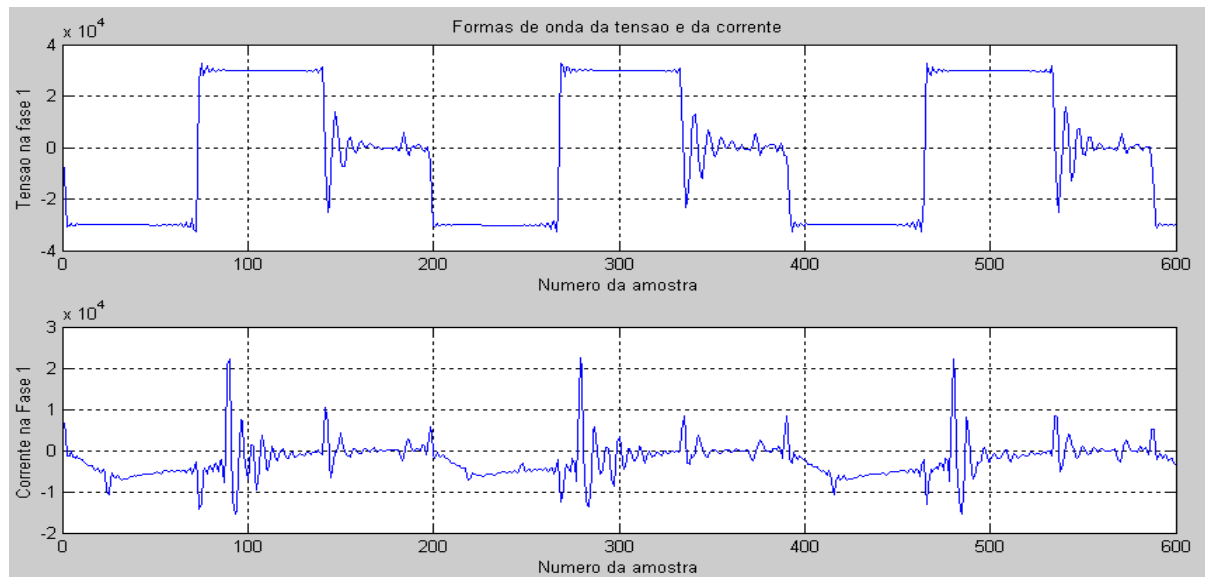
A título de exemplo apresentam-se, na tabela. 6.1, alguns resultados obtidos em laboratório.

Duty cycle = 75%					Duty cycle = 100%				
$\theta_0$	$\theta_c$	V(rpm)	Urms (V)	Irms (A)	$\theta_0$	$\theta_c$	V(rpm)	Urms (V)	Irms (A)
-42	192	1900	171	1,1	-30	168	2280	196	1,3
-42	180	1500	173	0,84	-30	156	1880	197	0,9
-30	192	1500	174	0,8	-18	180	2400	191	1,3
-30	180	1390	169	0,84	-18	168	1800	193	0,84
-30	168	1300	164	0,88	-18	156	1700	187	0,88
-18	192	1360	170	0,78	-6	192	2330	194	1,1
-18	180	1320	166	0,8	-6	180	1800	197	0,78
-18	168	1230	160	0,84	-6	168	1730	190	0,8
-6	192	1270	166	0,74	-6	156	1650	183	0,82

**Tabela. 6.1** – Exemplo dos resultados obtidos nos ensaios laboratoriais, considerando uma tensão de alimentação de 200V e um binário desenvolvido de 1,5Nm.

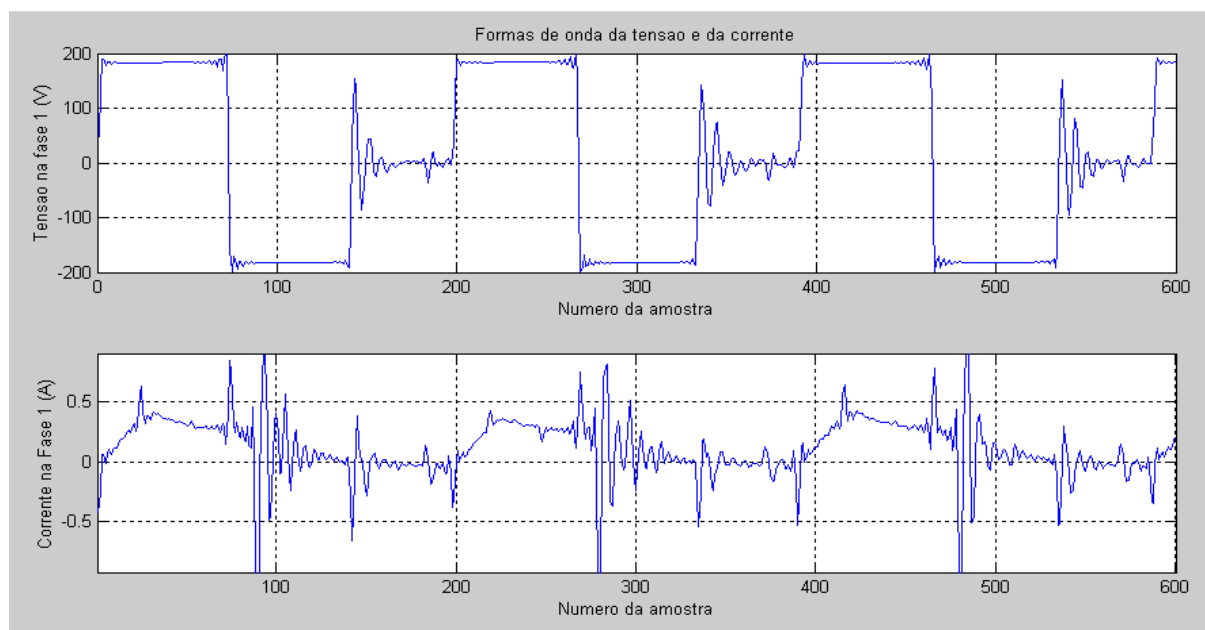
## Resultados experimentais

Ainda a título de exemplo, a fig. 6.2 mostra as formas de onda da tensão e da corrente na fase 1, obtidas com recurso ao sistema de aquisição de dados, para um ensaio em vazio, com uma tensão de alimentação de 200V (DC), um “duty cycle” de 100% e com os ângulos de inicial e final de condução iguais a 66 e 192 respectivamente.



**Fig. 6.2** – Formas de onda adquiridas (antes do processamento).

Conforme se pode constatar, as formas de onda obtidas não representam directamente tensão e corrente, mas apenas o valor digital correspondente à conversão analógico-digital da tensão à entrada da placa de aquisição de dados, compreendido entre -5 e 5 V. Adicionalmente, refira-se que o amplificador de isolamento apresenta um ganho inversor.



**Fig. 6.3** – Formas de onda (após o processamento).

### 6.3 Processamento

Com recurso ao programa Matlab, os dados correspondentes às formas de onda da tensão e da corrente, provenientes da placa de aquisição de dados, foram processados de modo a permitir a sua utilização e interpretação.

A fig. 6.3 mostra os mesmos dados do ensaio correspondente à figura anterior após a aplicação dos factores de conversão do sistema de aquisição de dados.

Para além dos valores eficazes da tensão e da corrente na fase, obtidos com recurso aos aparelhos de medida, houve ainda necessidade de ser feita uma análise mais aprofundada dos dados obtidos, de modo a obter informação mais detalhada acerca do funcionamento da máquina.

Esta análise foi feita com recurso aos conhecimentos gerais de accionamentos eléctricos, bem como a metodologias de cálculo discreto comuns. Para cada um dos ensaios realizados foram calculados os valores das seguintes grandezas:

- Tensão média na fase:

$$U_{med} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} u(n) \quad (6.1)$$

- Corrente média na fase:

$$I_{med} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} i(n) \quad (6.2)$$

- Factor de forma da corrente:

$$F.F.I_1 = \frac{I_{med}}{I_{rms}} \quad (6.3)$$

- Potência eléctrica da fase:

$$P_{el} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} u(nT_s) i(nT_s) \quad (6.4)$$

- Potência mecânica total:

$$P_{mec} = \frac{T \times n(rpm) \times 2\pi}{60} \quad (6.5)$$

- Rendimento:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{mec}}{4 \times P_{el}} \quad (6.6)$$

Para além destas grandezas, embora já conhecidas, foram também calculadas a tensão eficaz e a corrente eficaz, com base nos sinais adquiridos, através da equação:

$$X_{rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(nT_s)^2} \quad (6.7)$$

A tabela 6.2 mostra os resultados dos ensaios com um “duty cycle” de 100%, constantes da tabela 6.1, complementados com as grandezas calculadas posteriormente.

Duty cycle = 100%										
$\theta_0$	$\theta_c$	V (rpm)	$U_{med}$ (V)	$U_{rms}$ (V)	$I_{med}$ (A)	$I_{rms}$ (A)	F.F. $I_1$	$P_{el}$ (W)	$P_{mec}$ (W)	$\eta$
-30	168	2280	26,927	198,348	1,125	1,385	0,812	137,353	119,381	0,217
-30	156	1880	19,449	199,108	0,745	1,087	0,685	92,807	98,437	0,265
-18	180	2400	27,010	193,096	1,160	1,405	0,826	139,267	125,664	0,226
-18	168	1800	17,556	195,216	0,681	0,997	0,683	82,987	94,248	0,284
-18	156	1700	17,597	188,794	0,696	1,027	0,677	82,594	89,012	0,269
-6	192	2330	25,438	197,171	1,046	1,245	0,840	123,649	121,999	0,247
-6	180	1800	17,432	198,211	0,648	0,894	0,724	78,392	94,248	0,301
-6	168	1730	17,172	192,644	0,637	0,955	0,668	78,925	90,583	0,287
-6	156	1650	16,968	185,197	0,643	0,965	0,667	76,480	86,394	0,282

Tabela. 6.2 – Resultados após o processamento.

### 6.4 Resultados

Tendo em conta os resultados obtidos começou-se por analisar a relação entre a velocidade e a tensão eficaz, conforme mostram as figuras seguintes.

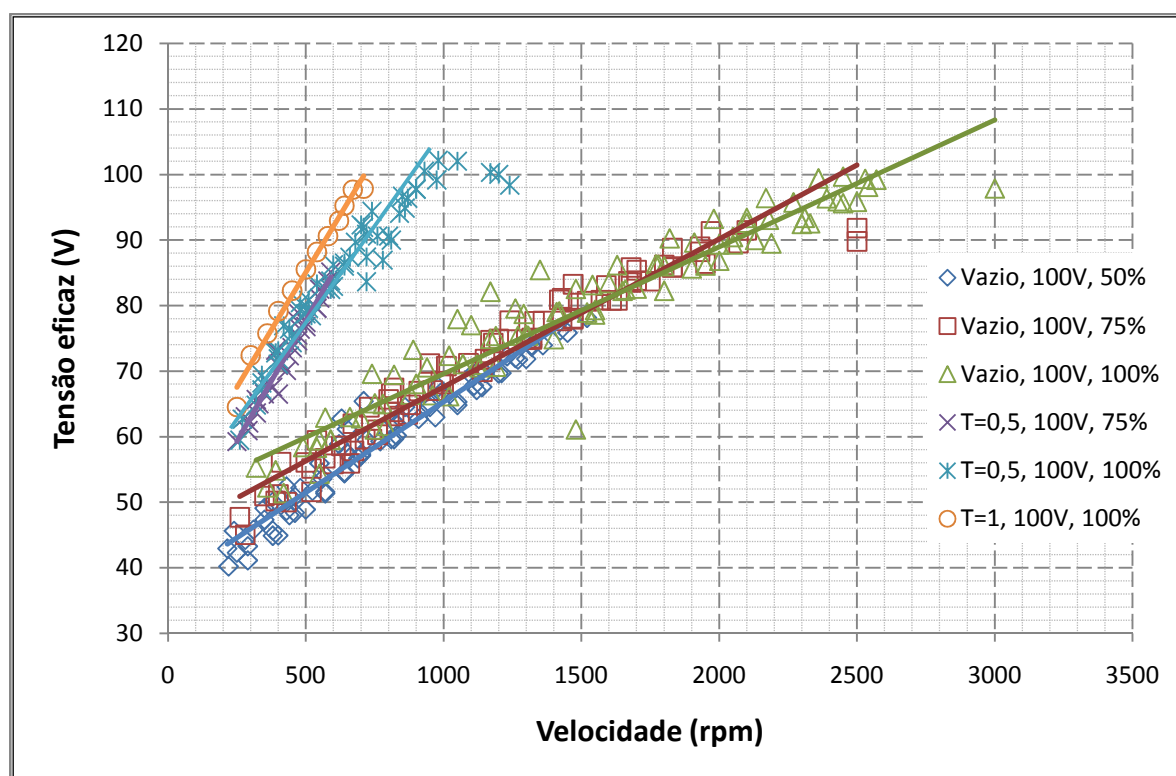


Fig. 6.4 – Relação entre a velocidade do motor e a tensão eficaz para uma tensão de alimentação de 100V.

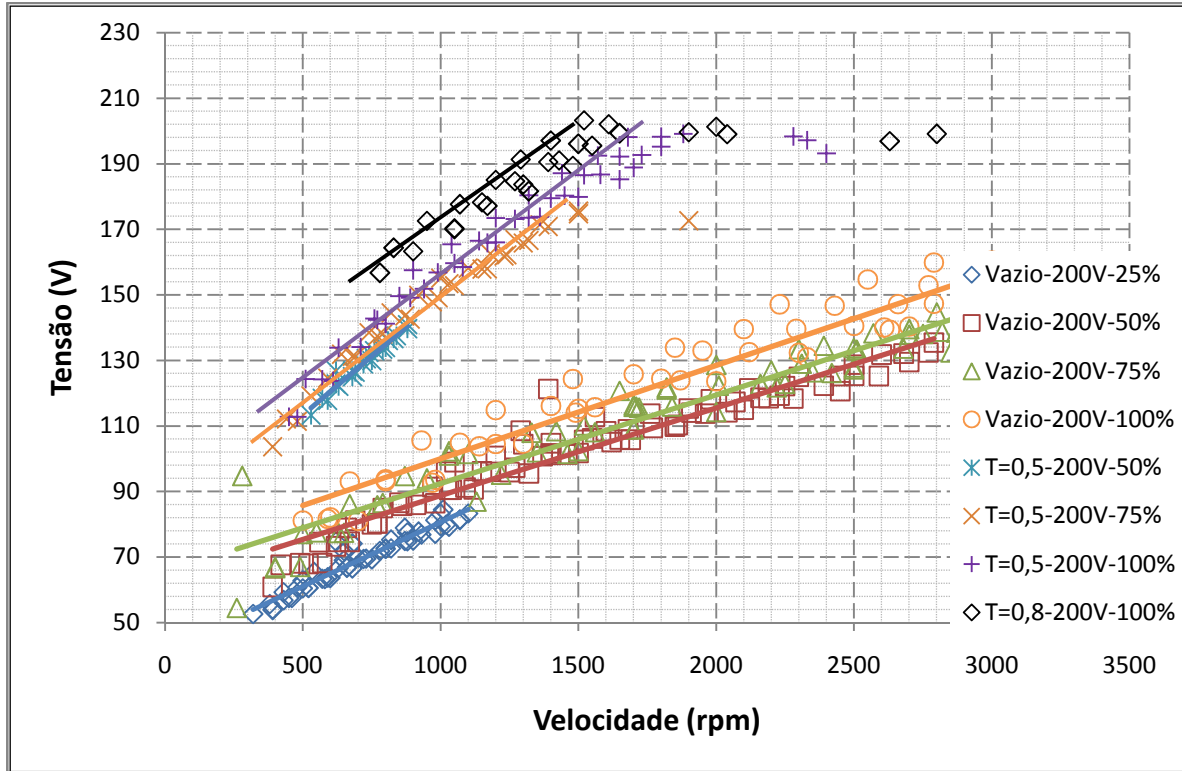


Fig. 6.5 – Relação entre a velocidade do motor e a tensão eficaz para uma tensão de alimentação de 200V.

Conforme se pode verificar, existe uma relação directa entre o valor eficaz da tensão na fase e a velocidade do motor. No caso da relação entre a corrente eficaz e a velocidade do motor, apresentada nas figuras seguintes, esta relação não é linear, no entanto pode verificar-se uma maior variação desta com o binário resistente do motor.

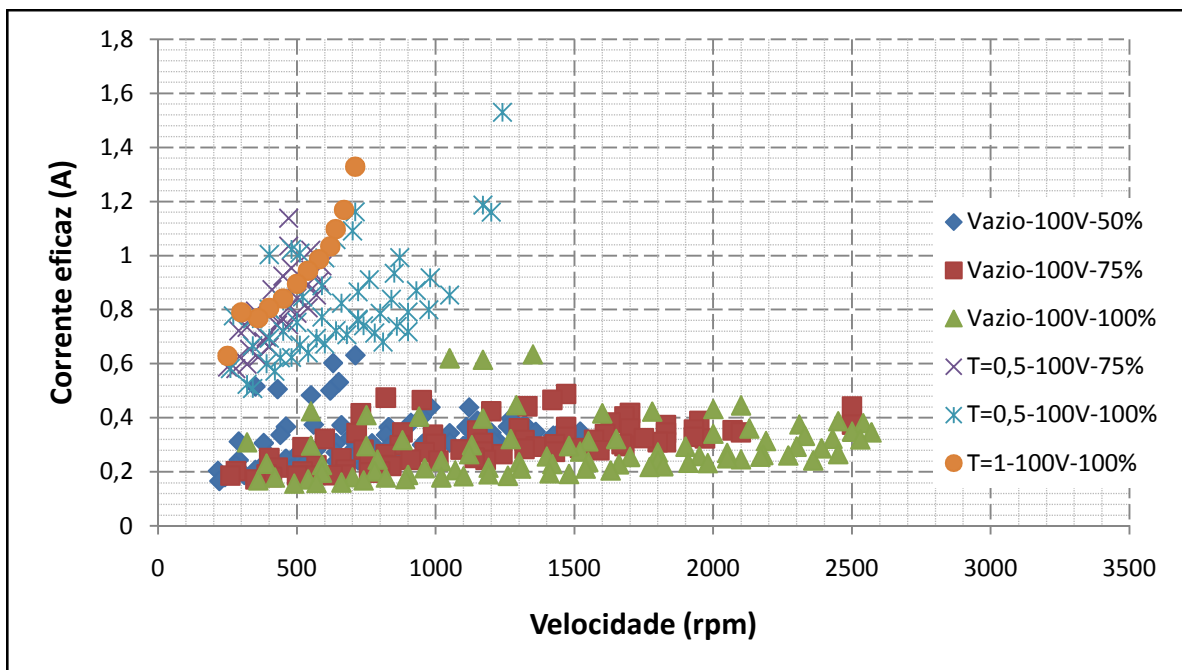


Fig. 6.6 – Relação entre a velocidade do motor e a corrente eficaz para uma tensão de alimentação de 100V.

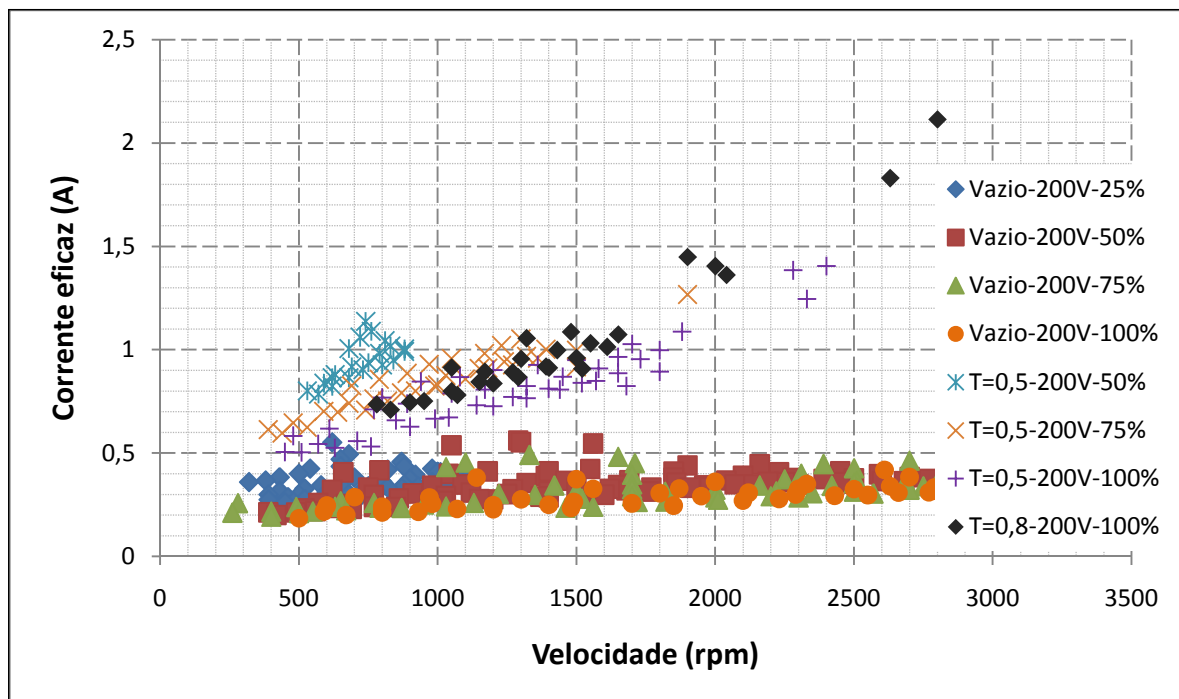


Fig. 6.7 – Relação entre a velocidade do motor e a corrente eficaz para uma tensão de alimentação de 200V.

Pode ainda verificar-se que nos ensaios em vazio a variação da corrente com a velocidade é muito reduzida, o mesmo não sucedendo com as perdas, que apresentam uma variação directamente proporcional à velocidade do motor, como mostra a fig.6.8.

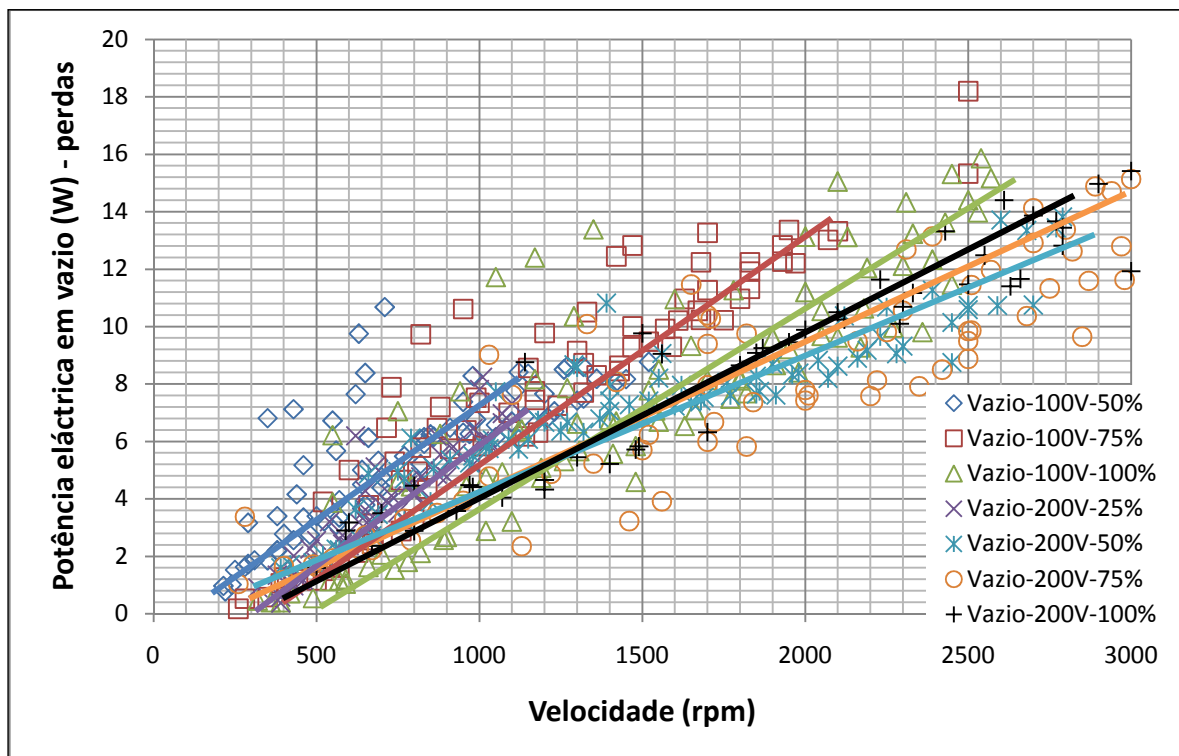
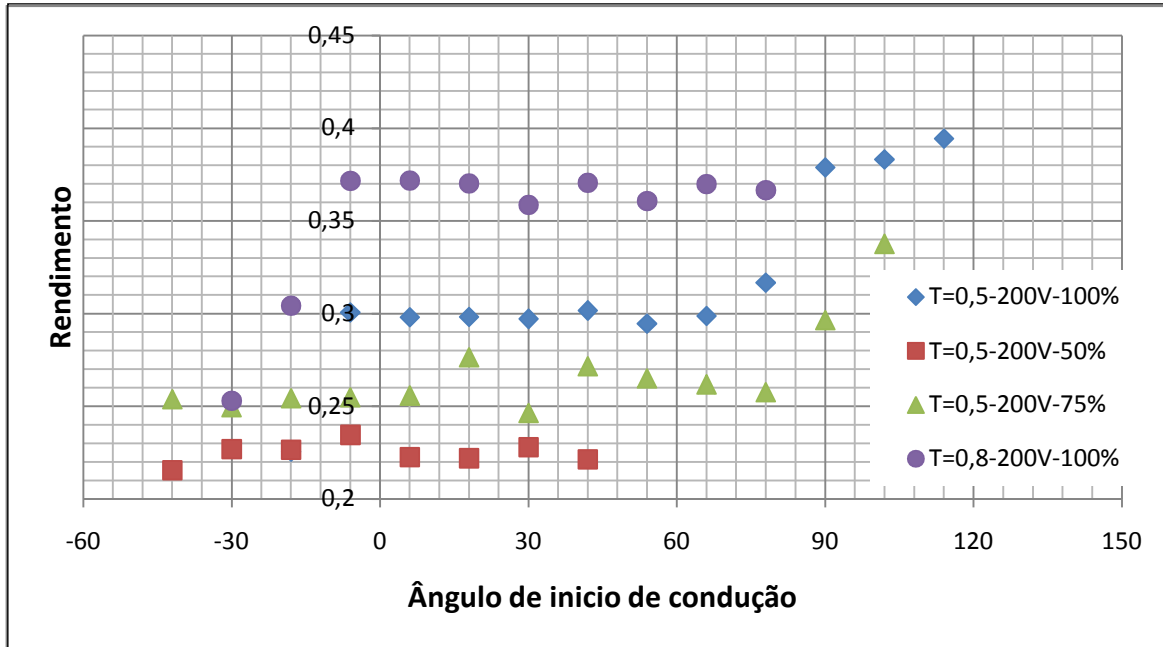


Fig. 6.8 – Perdas em vazio.

## Resultados experimentais

Ao fazer uma análise do rendimento do motor associado ao ângulo de início de condução, conforme representado na fig. 6.9, verifica-se que o rendimento aumenta quando o início de condução se aproxima da zona de variação positiva da indutância, pelo que facilmente se conclui que é preferível variar a velocidade com recurso à variação da tensão, que através do aumento do período de condução da fase.



**Fig. 6.9** – Variação do rendimento com a antecipação do início de condução.

De referir que os valores apresentados na fig. 6.9 se referem aos ensaios com o mesmo ângulo de fim de condução (180 graus eléctricos).

---

## CAPÍTULO

# 7

---

### **Contribuições e propostas de desenvolvimento**

*Neste capítulo será feita uma análise do cumprimento dos objectivos deste trabalho, bem como a apresentação de algumas propostas de desenvolvimento futuro do controlador de modo a permitir a sua aplicação a outras solicitações ou mesmo a outras máquinas de relutância variável comutadas.*

## 7.1 Contribuições

Foi desenvolvido e implementado um controlador capaz de controlar os parâmetros fundamentais do funcionamento da MRVC, com recurso aos equipamentos já disponíveis e a componentes economicamente acessíveis.

Procedeu-se à realização de vários ensaios ao conjunto controlador – conversor – accionamento, que demonstraram a sua aplicabilidade prática como ferramenta pedagógica de apoio ao estudo do MRVC.

Foi redesenhado o conversor existente para permitir o funcionamento da máquina em regimes de funcionamento de maior potência.

A ferramenta desenvolvida permite a adaptação a outras máquinas de relutância variável comutadas (desde que estas possuam um numero de fases igual ou inferior a 4) ou a outras estratégias de controlo para a mesma máquina, como é o caso do controlo histerético da corrente na fase.

Por tudo isto consideram-se cumpridos os objectivos propostos para este trabalho, não obstante da continuação do trabalho desenvolvido, tendo em vista a obtenção de uma ferramenta que permita uma ainda maior compreensão da MRVC.

## 7.2 Desenvolvimentos futuros

Tendo em vista o melhoramento da ferramenta desenvolvida, apresentam-se seguidamente propostas de trabalho futuro, que poderão permitir a melhoria do desempenho do controlador, sem alterar grandemente a sua constituição e o software de controlo.

### 7.2.1 Reformulação do encoder de posição.

Devido à disponibilidade de condutores livres no cabo de ligação entre o encoder de posição e o controlador e devido à disponibilidade de portos de entrada no micro controlador responsável pela estimativa da posição, apresenta-se como pertinente o projecto e implementação de um novo encoder, com recurso aos mesmos sensores ópticos (OPB860) utilizados no encoder actual, bem como ao mesmo “anel dentado” já incluído no motor, de modo a obter uma maior resolução na aquisição da posição do rotor, o que permitirá obter uma grande melhoria no binário de arranque do motor.

A fig. 7.1 apresenta uma proposta de inclusão de mais dois sensores ópticos, desfasados de 112,5 graus dos dois já existentes, de modo a obter uma resolução de 7,5 graus.

Sinais do encoder				
Ângulo (°)	S1	S2	S3	S4
0 a 7,5	1	1	1	1
7,5 a 15	1	1	1	0
15 a 22,5	1	0	1	0
22,5 a 30	1	0	0	0
30 a 37,5	0	0	0	0
37,5 a 45	0	0	0	1
45 a 52,5	0	1	0	1
52,5 a 60	0	1	1	1

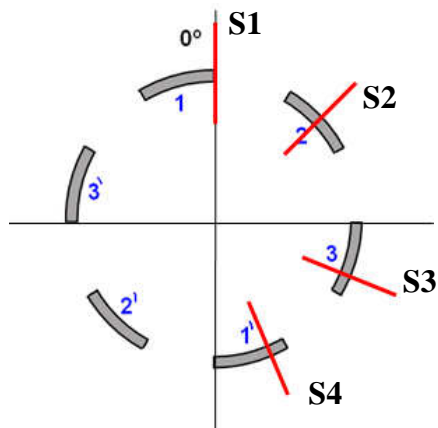


Fig. 7.1 – Proposta de alteração do encoder de posição.

Como é óbvio, o número de combinações possíveis com 4 sensores (16), permitiria uma resolução de 3,75 graus, no entanto, tal não parece ser possível com recurso ao anel dentado disponível, e a proposta que se apresenta, pretende uma vez mais utilizar os recursos existentes.

Qualquer alteração no encoder de posição implica apenas uma reformulação do programa do micro controlador responsável pela estimativa da posição e uma ligeira alteração na fórmula de cálculo da velocidade no micro controlador principal.

#### 7.2.2 *Adaptação do sistema a outras MRVC.*

Devido à flexibilidade do sistema e à disponibilidade de alguns portos de entrada/saída, é possível a sua adaptação a outras máquinas de relutância variável comutadas de até quatro fases (lineares ou rotativas), alterando apenas os programas de controlo e de estimativa da posição.

#### 7.2.3 *Controlo histerético da corrente na fase.*

Com a disponibilidade futura do novo conversor, que inclui dois sensores de corrente para cada uma das fases, será possível ligar os sinais analógicos de um destes sensores ao micro controlador principal, cujas entradas analógicas estão disponíveis. Desta forma será possível colocar a saída do sinal PWM sempre activa e fazer a comutação da fase com base na comparação da corrente da fase com a corrente pretendida.

Devido à lógica de controlo actual, seria ainda necessário proceder a alterações nas ligações eléctricas do controlador para poder combinar o controlo histerético da corrente com a estratégia de comutação mista das fases, no entanto, tal pode ser conseguido através da substituição do chip que contém as portas lógicas AND por um circuito (a desenvolver) que redireccione os sinais consoante as necessidades. Sem esta alteração apenas será possível associar o controlo histerético da corrente na fase à estratégia de comutação dura.

#### 7.2.4 *Melhoramento do software.*

Consoante as necessidades práticas, será ainda possível incluir no programa principal vários subprogramas, que permitam ao utilizador escolher o modo de funcionamento do controlador sem necessidade de reprogramar o processador.

Poderá, por exemplo, ser criado um menu em que o utilizador selecciona a máquina que pretende controlar, e o micro controlador utilizará as rotinas adequadas a essa máquina, ou ser incluído um modo de funcionamento em que o utilizador selecciona a velocidade pretendida e o micro controlador varia automaticamente o valor da tensão eficaz de modo à obtenção da velocidade pretendida, caso a carga do motor o permita.

## Referências bibliográficas

- [Fonseca 01] Fonseca, D.S.B., *Introdução ao estudo laboratorial do motor de relutância variável comutado*, Provas de aptidão pedagógica e capacidade científica, Aula prática laboratorial, Universidade da Beira Interior, Portugal, Julho de 2001.
- [Fonseca 01] Fonseca, D.S.B., *O motor de relutância variável comutado e a tolerância a falhas*, Provas de aptidão pedagógica e capacidade científica, Trabalho de síntese, Universidade da Beira Interior, Portugal, Julho de 2001.
- [Fonseca 08] Fonseca, D.S.B., *Accionamento linear de relutância variável comutado para tracção eléctrica ligeiras*, Tese de doutoramento, Universidade da Beira Interior, Portugal, Maio de 2008.
- [Krishnan 01] Krishnan, R., *Switched reluctance motor drives*, CRC Press LLC, New York, USA, 2001.
- [Miller 93] Miller, T.J.E., *Switched reluctance motor and their control*, Magna Physics publishing and Clarendon Press, Oxford, Reino Unido, 1993.