



**Manuel Luís Pinto Ferreira Gomes**

Licenciado em Ciências da Engenharia Electrotécnica  
e de Computadores

## **Motor de indução polifásico de pólos variáveis**

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em  
Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Orientador : João Miguel Murta Pina, Professor Doutor, Faculdade  
de Ciências e Tecnologia da Universidade Nova de  
Lisboa

Co-orientador : Mário Ventim Neves, Professor Doutor, Faculdade de  
Ciências e Tecnologia da Universidade Nova de Lisboa

Júri:

Presidente: Prof. Doutor Tiago Oliveira Machado de Figueiredo Cardoso

Arguente: Prof. Mestre Daniel José Medronho Foito

Vogais: Prof. Doutor João Miguel Murta Pina  
Prof. Doutor Mário Ventim Neves



FACULDADE DE  
CIÊNCIAS E TECNOLOGIA  
UNIVERSIDADE NOVA DE LISBOA

**Setembro, 2012**



## **Motor de indução polifásico de pólos variáveis**

Copyright © Manuel Luís Pinto Ferreira Gomes, Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade Nova de Lisboa

A Faculdade de Ciências e Tecnologia e a Universidade Nova de Lisboa têm o direito, perpétuo e sem limites geográficos, de arquivar e publicar esta dissertação através de exemplares impressos reproduzidos em papel ou de forma digital, ou por qualquer outro meio conhecido ou que venha a ser inventado, e de a divulgar através de repositórios científicos e de admitir a sua cópia e distribuição com objectivos educacionais ou de investigação, não comerciais, desde que seja dado crédito ao autor e editor.



# Agradecimentos

Agradeço ao meu orientador, Professor Doutor João Murta Pina pela orientação proporcionada neste trabalho, pelas sugestões de melhoria e pelos conselhos transmitidos. Ao Professor Doutor Mário Ventim Neves, expresso o meu reconhecimento e agradecimento, tanto pela disponibilidade e orientação na dissertação como pelos conhecimentos transmitidos ao longo do curso. Gostaria ainda de agradecer ao Professor Daniel Foito pela disponibilidade e orientação na realização dos ensaios práticos.

Agradeço à Lusonave e em particularmente ao Sr. Miguel Santos, pela disponibilidade e amabilidade com que me recebeu nas instalações desta empresa, bem como no apoio para obtenção do motor e rebobinagem do mesmo.

Aos meus colegas e amigos que fiz ao longo do curso, agradeço o incondicional apoio e amizade demonstrados ao longo de todo curso. Não posso deixar de salientar a preciosa ajuda do David Inácio pela sua disponibilidade e contribuição preciosa para realização desta dissertação.

À minha namorada, família e amigos agradeço encarecidamente o apoio e a atenção que me deram de forma incondicional e, especialmente, pelos conselhos, correções e revisões que ajudaram a finalizar este trabalho.



# Resumo

---

É do conhecimento geral que os motores de indução apresentam diversas vantagens quando comparados com os motores de corrente contínua, normalmente utilizados em aplicações em que é necessário uma ampla gama de velocidades.

Nesta dissertação apresenta-se um método de Modulação da Fase dos Pólos (MFP) aplicado aos motores de indução, como alternativa aos métodos de variação do número de pólos já existentes e que permitem apenas duas velocidades de operação. Através da variação do número de fases que alimentam o estator do motor, varia-se o número de pólos e conseqüentemente aumenta-se a gama de velocidades. Este método mantém a frequência de alimentação constante variando apenas o número de fases.

A presente dissertação consiste na explicação do método e no estudo experimental do funcionamento de um motor de indução com alimentação polifásica, comparando com a alimentação trifásica, de modo servir de base a trabalhos futuros.

**Palavras-chave:** Motor de indução polifásico, Modulação da Fase dos Pólos, variação da velocidade, variação de binário

---



# Abstract

---

It is well known that induction motors have several advantages when compared to the DC motors, normally used in applications where it is necessary a wide range of speeds.

This thesis presents one method of pole phase modulation for induction motors, as an alternative to the existing methods of varying the number poles, which allow only two speeds of operation. Through the variation of the number of phases that supply the motor stator, an increase in speed range is achieved by changing the number of poles. This method maintains constant the supply frequency changing only the number of phases. This method maintains constant the supply frequency changing only the number of phases.

The goal of this thesis consists in explaining the method and the experimental study of the operation of the induction motor with multiphase power supply, compared to the three phase power supply, in order to provide the basis for further works.

**Keywords:** Keywords: multiphase induction motor, Modulação da dos polos, speed change torque change.

---



# Acrónimos e Símbolos

MFP - *Modelação fase de pólos*

CDB - *Controlo directo do binário*

fmm - *força magnetomotriz*

RPM - *Rotações por minuto*

MFP - *Modelação da fase dos pólos*

MLP - *Modelação por largura de pulso*

$N_r$  - Velocidade do rotor

$N_s$  - Velocidade síncrona

$s$  - Escorregamento do motor

$f$  - Frequência de alimentação

$B_\theta$  - Intensidade magnética

$i$  - Corrente

$p$  - Número de par de pólos

$\theta$  - Ângulo espacial

$N_c$  - Número de cavas

$m$  - Número de fases

$\lambda$  - passo de bobine

$\omega$  - Frequência angular

$\theta_i$  - Ângulo de desfasamento da corrente

$R_1$  - Resistência equivalente a uma fase do estator, equivalente de uma fase do estator

$R_2$  - Resistência equivalente a uma fase do rotor, equivalente de uma fase do rotor

$X_1$  - Impedância relativa ao coeficiente de indução da dispersão, equivalente de uma fase do estator

$X_2$  - Impedância relativa ao coeficiente de indução da dispersão, equivalente de uma fase do rotor

$X_M$  - Impedância relativa ao coeficiente de indução de magnetização, equivalente de uma fase do rotor

$Z_{cc}$  - Impedância de curto circuito

$U_{cc}$  - Tensão simples de uma fase do ensaio em curto circuito

$I_{cc}$  - Corrente de uma fase do ensaio em curto circuito

$Z_{vz}$  - Impedância em vazio mecânico

$U_{vz}$  - Tensão simples de uma fase do ensaio em Vazio mecânico

$I_{vz}$  - Corrente de uma fase do ensaio em vazio mecânico

$T$  - Binário mecânico

$P$  - Potência eléctrica

$U_2$  - Tensão no rotor relativa a uma fase

$U_1$  - Tensão no Estator relativa a uma fase

$I_1$  - Corrente no estator relativa a uma fase

$I_2$  - Corrente no rotor relativa a uma fase

$Z_{par}$  - Impedância do paralelo entre a impedância do rotor e a impedância de magnetização

$P_{int}$  - Potência interna passada pela ligação magnética ao rotor

$P_{elec}$  - Potência eléctrica

$P_{mec}$  - Potência mecânica

$\omega_r$  - Velocidade angular do rotor

# Conteúdo

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Enquadramento e Motivação . . . . .	1
1.2	Objectivo . . . . .	2
1.3	Sumário do trabalho desenvolvido . . . . .	2
1.4	Contribuições . . . . .	3
1.5	Estrutura da dissertação . . . . .	3
<b>2</b>	<b>Estado de Arte / Revisão bibliográfica</b>	<b>5</b>
2.1	Máquina polifásica . . . . .	5
2.1.1	Introdução . . . . .	5
2.1.2	Vantagens e Desvantagens . . . . .	5
2.1.3	Controlo da máquina polifásica com velocidade variável . . . . .	6
2.2	Variação da velocidade de um motor de indução através do número de par de pólos . . . . .	10
2.2.1	Comutação mecânica do número de pólos . . . . .	11
2.2.2	Múltiplos enrolamentos de estator . . . . .	13
2.2.3	MAP - Modelação por amplitude de pólo . . . . .	14
2.2.4	Modelação da fase dos pólos . . . . .	17
2.3	Tranformação trifásico para m-fases . . . . .	18
2.3.1	Trifásico para hexafásico . . . . .	18
2.3.2	Trifásico para dodecafásico . . . . .	19
2.3.3	Conclusão . . . . .	21

<b>3</b>	<b>Simulação da força magnetomotriz</b>	<b>23</b>
3.1	Introdução . . . . .	23
3.2	Simulação em Matlab com alimentação trifásica . . . . .	23
3.2.1	Simulação com 4 pólos . . . . .	24
3.2.2	Simulação com 8 pólos . . . . .	25
3.3	Simulação em Matlab com pólos variáveis . . . . .	27
3.3.1	Simulação com 4 pólos . . . . .	27
3.3.2	Simulação com 8 pólos . . . . .	28
3.4	Conclusão . . . . .	30
<b>4</b>	<b>Motor de indução polifásico de pólos variáveis</b>	<b>31</b>
4.1	Introdução . . . . .	31
4.2	Modulação da Fase dos Pólos . . . . .	31
4.3	Aplicações . . . . .	37
4.4	Conclusão . . . . .	37
<b>5</b>	<b>Implementação e Resultados Práticos</b>	<b>39</b>
5.1	Introdução . . . . .	39
5.2	Reconfiguração do motor de indução trifásico . . . . .	39
5.3	Ensaio do Motor de indução polifásico . . . . .	40
5.3.1	Ensaio com rotor bloqueado . . . . .	41
5.3.2	Ensaio em vazio . . . . .	43
5.4	Ensaio em Carga . . . . .	45
5.5	Resultado Experimentais . . . . .	46
5.5.1	Alimentação dodecafásica e hexafásica . . . . .	47
5.5.2	Alimentação trifásica . . . . .	49
5.6	Conclusão . . . . .	50
<b>6</b>	<b>Conclusão</b>	<b>51</b>

# Lista de Figuras

2.1	<i>Indirect rotor flux oriented controller</i> para um motor de indução com $m$ -fases com distribuição sinusoidal da força magnetomotriz. . . . .	7
2.2	Indirect rotor field oriented controller para um motor de indução com $m$ -fases. . . . .	9
2.3	Característica Binário/Velocidade para diferentes números de pólos. . . . .	11
2.4	Enrolamento com 4 pares de pólos. . . . .	12
2.5	Enrolamento com dois pares de pólos. . . . .	12
2.6	Comutação mecânica do número de pólos com uma razão de 3:1. a) Diagrama da força magnetomotriz e diagrama vectorial das fases com dois pólos b) Diagrama da força magnetomotriz e diagrama vectorial das fases com seis pólos c) Esquema de ligações para dois pólos d) Esquema de ligações para seis pólos e) Esquema do estator antes e depois de se repartir os enrolamentos das fases em três. Adaptado de [11] . . . . .	13
2.7	Princípio de funcionamento do MAP [10]. . . . .	14
2.8	Modelação da fase dos pólos de 3 e 4 pares de pólos. Adaptado de [10]. . . . .	16
2.9	Diagrama de conexões para 6 e 8 pólos. Adaptado de [10]. . . . .	16
2.10	Esquema de ligações para um motor MAP. Adaptado de [10] . . . . .	17
2.11	Esquema de ligações para transformação de um sistema trifásico em hexafásico . . . . .	19
2.12	Diagrama vectorial hexafásico . . . . .	19
2.13	Esquema de ligações para transformação de um sistema trifásico para dodecafásico . . . . .	20

2.14	Diagrama vectorial dodecafásico . . . . .	20
3.1	Representação plana do estator com um só enrolamento. . . . .	23
3.2	Esquema do estator com sentido das correntes para quatro pólos, com alimentação trifásica. . . . .	24
3.3	F.m.m. para 4 pólos em 4 instantes diferentes. a) instante $t$ b) instante $t + \Delta t$ c) instante $t + 2\Delta t$ d) instante $t + 3\Delta t$ . . . . .	25
3.4	Esquema do estator com sentido das correntes para 8 pólos, com alimentação trifásica. . . . .	26
3.5	F.m.m. para 8 pólos em 4 instantes diferentes. a) instante $t$ b) instante $t + \Delta t$ c) instante $t + 2\Delta t$ d) instante $t + 3\Delta t$ . . . . .	26
3.6	Esquema do estator com sentido das correntes para 4 pólos, com alimentação polifásica. . . . .	27
3.7	f.m.m. para 4 pólos em 4 instantes diferentes. a) instante $t$ b) instante $t + \Delta t$ c) instante $t + 2\Delta t$ d) instante $t + 3\Delta t$ . . . . .	28
3.8	Esquema do estator com sentido das correntes para 8 pólos, com alimentação polifásica. . . . .	28
3.9	F.m.m. para 8 pólos em 4 instantes diferentes. a) instante $t$ b) instante $t + \Delta t$ c) instante $t + 2\Delta t$ d) instante $t + 3\Delta t$ . . . . .	29
4.1	Representação da força magnetomotriz na periferia do estator do motor polifásico, para o caso particular de 72 cavas e um par de pólos. $N$ é o número de espiras de cada enrolamento e $I_m$ é a amplitude da corrente de alimentação. a) Força magnetomotriz devido a camada externa do estator. b) Força magnetomotriz devido a camada interna do estator. c) Força magnetomotriz total .[6] . . . . .	33
4.2	Representação da força magnetomotriz na periferia do estator do motor polifásico, para o caso particular de 72 cavas e dois pares de pólos. $N$ é o número de espiras de cada enrolamento e $I_m$ é a amplitude da corrente de alimentação. a) Força magnetomotriz devido a camada externa do estator. b) Força magnetomotriz devido a camada interna do estator. c) Força magnetomotriz total. [6] . . . . .	33

4.3	Representação da força magnetomotriz na periferia do estator do motor polifásico, para o caso particular de 72 cavas e três pares de pólos. $N$ é o número de espiras de cada enrolamento e $I_m$ é a amplitude da corrente de alimentação. a) Força magnetomotriz devido a camada externa do estator. b) Força magnetomotriz devido a camada interna do estator. c) Força magnetomotriz total. [6] . . . . .	34
4.4	Representação da força magnetomotriz na periferia do estator do motor polifásico, para o caso particular de 72 cavas e quatro pares de pólos. $N$ é o número de espiras de cada enrolamento e $I_m$ é a amplitude da corrente de alimentação. a) Força magnetomotriz devido a camada externa do estator. b) Força magnetomotriz devido a camada interna do estator. c) Força magnetomotriz total. [6] . . . . .	34
4.5	Representação da força magnetomotriz na periferia do estator do motor polifásico, para o caso particular de 72 cavas e cinco pares de pólos. $N$ é o número de espiras de cada enrolamento e $I_m$ é a amplitude da corrente de alimentação. a) Força magnetomotriz devido a camada externa do estator. b) Força magnetomotriz devido a camada interna do estator. c) Força magnetomotriz total. [6] . . . . .	35
4.6	Representação da força magnetomotriz na periferia do estator do motor polifásico, para o caso particular de 72 cavas e seis par de pólos. $N$ é o numero de espiras de cada enrolamento e $Im$ é a amplitude da corrente de alimentação. a)Força magnetomotriz devido a camada externa do estator. b)Força magnetomotriz devido a camada interna do estator. c)Força magnetomotriz total. [6] . . . . .	35
4.7	Diagrama de blocos do motor polifásico e respectivo sistema de operação.	36
5.1	Motor de indução em gaiola de esquilo. . . . .	40
5.2	Esquema equivalente de steinmetz. . . . .	40
5.3	Circuito equivalente por fase do motor de indução para o ensaio em curto circuito . . . . .	42
5.4	Circuito equivalente por fase do motor de indução para o ensaio em vazio.	43
5.5	Comparação da característica binário-velocidade, dos dados teóricos e experimentais, com alimentação dodecafásica e dois pares de pólos. . . . .	47

5.6	Compração da caractristica binário-velocidade, dos dados teóricos e experimentais, com alimentação hexafásica e oito pólos. . . . .	48
5.7	Gráfico do andamento das correntes com alimentação hexafásica . . . . .	48
5.8	Gráfico do andamento das tensões com alimentação hexafásica . . . . .	49
5.9	Comparação da característica binário-velocidade, dos dados teóricos e experimentais, com alimentação trifásica e dois pares de pólos. . . . .	49
5.10	Comparação da característica binário-velocidade, dos dados teóricos e experimentais, com alimentação trifásica e quatro pares de pólos. . . . .	50

# Lista de Tabelas

4.1	Número de fases e defasagens para as diferentes configurações . . . . .	32
5.1	Dados do ensaio em curto circuito. . . . .	42
5.2	Parâmetros do esquema equivalente, calculados a partir do ensaio com rotor bloqueado. . . . .	43
5.3	Dados do ensaio em vazio. . . . .	44
5.4	Parâmetros do esquema equivalente, obtidos a partir do ensaio em vazio	44
5.5	Valores do ensaio em carga, com alimentação dodecafásico e quatro pólos.	45
5.6	Valores do ensaio em carga, com alimentação trifásico e quatro pólos. . . .	45
5.7	Valores do ensaio em carga, com alimentação hexafásica e oito pólos. . . .	45





# Introdução

## 1.1 Enquadramento e Motivação

A partir da lei da indução electromagnética (1831) e das equações de Maxwell (1860), rapidamente surgiu o motor de indução, onde se destacaram Galileo Ferraris (1885) e Nicola Tesla (1886). Em 1889, Dolivo-Dobrovolsky inventou o rotor bobinado e seguidamente o rotor em gaiola de esquilo, topologia muito similar ao que é usado hoje em dia. Por volta de 1900, o motor de indução era já muito usado na indústria. Contudo, os transportes e outras aplicações onde era requerida velocidade variável, utilizavam motores DC.

Vários métodos foram desenvolvidos para variar a velocidade do motor de indução como a variação do número de pólos ou variação da resistência rotórica. No entanto, estes métodos são bastante limitativos na obtenção de uma ampla gama de velocidades. Só por volta dos anos 60, com a descoberta do Rectificador de Silício Controlado (SCR) que proporcionou a invenção da modulação por largura de impulso (MLP) e, assim a variação de frequência, se tornaria possível a variação do binário/velocidade que trouxe novamente o motor de indução a aplicações onde a variação de velocidade era requerida. Este reaparecimento dos motores de indução proporcionou pelas suas vantagens como um custo menor, um peso e volume menores, uma maior robustez e menor ruído.

A presente dissertação pretende estudar a possibilidade de variar o número de pólos e contornar a limitação que os métodos existentes apresentam em obter uma gama de velocidades vasta, apresentando um método, que combinado com a variação da frequência atinge-se uma maior flexibilidade.

## 1.2 Objectivo

Pretende-se, nesta dissertação, o estudo e concepção de uma máquina eléctrica polifásica e o estudo do seu funcionamento quando possui diferentes número de fases. Os objectivos desta dissertação são:

- Proceder ao estudo das forças magnetomotrices com alimentação polifásica e trifásica.
- Construir um motor de indução em gaiola de esquilo polifásico.
- Ensaiar o motor com alimentação polifásica e trifásica.
- Comparar as curvas de binário/velocidade do motor de indução em gaiola de esquilo com alimentação polifásica e trifásica.

## 1.3 Sumário do trabalho desenvolvido

O trabalho referido nesta dissertação seguiu os seguintes passos até à conclusão:

- Revisão bibliográfica referente a motores de indução polifásicos e possíveis métodos para controlar a velocidade ;
- Revisão bibliográfica referente a métodos de controlo de velocidade por variação do número de pólos;
- Simulação das forças magnetomotrices, para alimentação trifásica e polifásica, com estator de dupla camada;
- Ensaio do motor com alimentação polifásica e trifásica e obtenção das curvas binário/velocidade.

## 1.4 Contribuições

As contribuições originais desta dissertação são as seguintes:

- Implementação de um método que permite variar a velocidade/binário do motor de indução com gaiola de esquilo por injeção de correntes polifásicas, alternando assim o número de pólos.
- Obtenção da característica binário/velocidade teórica e experimental, com o motor a funcionar segundo a abordagem de pólos variáveis.

## 1.5 Estrutura da dissertação

A presente dissertação está dividida em seis capítulos, para além do presente, Introdução, que estão enumerados e com uma breve descrição seguidamente:

- Capítulo 2 - Breve revisão bibliográfica dos assuntos abordados na presente dissertação;
- Capítulo 3 - Simulação das força magnetomotizes para alimentação trifásica e polifásica, com estator de dupla camada;
- Capítulo 4 - Apresentação do método que é alvo de estudo nesta dissertação;
- Capítulo 5 - Apresentação dos resultados experimentais e comentários dos mesmos;
- Capítulo 6 - Conclusão e trabalhos futuros.





# Estado de Arte / Revisão bibliográfica

## 2.1 Máquina polifásica

### 2.1.1 Introdução

Neste capítulo é realizada uma breve introdução aos motores de indução polifásicos, em que são evidenciadas as suas vantagens e desvantagens e alguns métodos de controlo de velocidade/binário. São apresentadas as técnicas tradicionais de controlo da velocidade/binário através da variação do número de pólos dos motores de indução. Descreve-se também o método de obtenção de um sistema hexafásico e dodecafásico a partir do sistema trifásico.

### 2.1.2 Vantagens e Desvantagens

O primeiro registo de uma máquina polifásica de velocidade variável remota a 1969 [16]. Durante os 20 anos seguintes continuou a atrair alguma atenção mas muito limitada, só nos anos 90 é que o número de pesquisas se intensificou, tornando-se na viragem do século, alvo de grande atenção. Isto foi resultado predominantemente de três áreas específicas de aplicação denominadas propulsão eléctrica em barcos, tracção eléctrica (incluindo carros híbridos) e o conceito de mais electricidade na aviação [3].

Existem inúmeras vantagens de um motor com mais do que as três fases

convencionais de alimentação, tais como [2, 13, 8]:

- A excitação de uma máquina polifásica produz um campo com menos harmónicas espaciais, o que melhora a eficiência;

- As máquinas polifásicas têm uma maior tolerância a falhas, isto é, um defeito numa fase pode permitir o funcionamento do dispositivo.

- As máquinas polifásicas são menos susceptíveis que as máquinas trifásicas homologas às componentes harmónicas temporais, na forma de onda de excitação. Tais componentes produzem binários pulsantes nos múltiplos pares da frequência fundamental de excitação;

- A redução das perdas no cobre, devido à distribuição da potência por mais das três fases convencionais, conduz a uma maior eficiência;

- O facto de se poder dividir a potência requerida por mais das três fases convencionais, permite obter níveis mais altos de potência e conversores de electrónica de potência com um alcance de potência limitada, que podem ser usados para controlar o motor;

- Redução da corrente por fase sem baixar a tensão;

- Com o aumento do número de fases é possível aumentar o binário para a mesma corrente de alimentação;

- As frequências das componentes mais baixas do tremor do binário, sendo proporcionais a  $2m$ , em que  $m$  é o número de fases, aumentam com o número de fases;

### 2.1.3 Controlo da máquina polifásica com velocidade variável

Os métodos de controlo de velocidade de uma máquina polifásica são basicamente os mesmos que os de motores trifásicos. Os métodos de controlo vectorial e Controlo Directo de Binário (CDB) têm sido, no entanto, os métodos de maior ênfase. Desde que seja considerado uma máquina polifásica com distribuição sinusoidal nos enrolamentos do estator, os mesmos esquemas de controlo vectorial das máquinas trifásicas podem ser aplicados independentemente do número de fases. A única diferença é que a transformação do sistema de coordenadas tem de produzir um conjunto de  $m$ -fases, em que  $m$  é o número de fase de referência de correntes do estator (ou tensões)[4].

### 2.1.3.1 Controlo vectorial

Desde que o motor de indução seja simétrico com distribuição sinusoidal dos enrolamentos do estator, os mesmos esquemas de controlo vectorial do motor trifásicos podem ser aplicados, independentemente do número de fases. A única diferença, é que o sistema de coordenadas tem de produzir um conjunto de  $m$  correntes (ou tensões). Dois esquemas aplicando o método controlo indirecto por orientação de campo (FOC) utilizando o referencial estacionário e referencial de rotação síncrono são apresentados nas figuras 2.1 e 2.2, respectivamente. Assumindo que os enrolamentos do estator só tem um ponto neutro, o esquema da figura 2.1 utiliza o controlo de  $m - 1$  correntes estacionárias. Tanto a fase das correntes como a componente da fase das correntes no referencial estacionário podem ser controladas e o método de controle de corrente por comparação de rampa oferece a mesma qualidade e desempenho que o de um motor de indução trifásico. O esquema da figura 2.2 apresenta apenas o controlo de duas correntes, no entanto, uma vez que o motor tem  $m - 1$  fases independentes, a utilização do esquema da figura 2.2 só é aplicável quando não há qualquer tipo de assimetrias na distribuição dos enrolamentos estator. Em caso de assimetrias a aplicação do esquema da figura 2.2 requer um método adequado do controlo do inversor MLP para evitar harmónicas de baixa ordem indesejáveis [4].

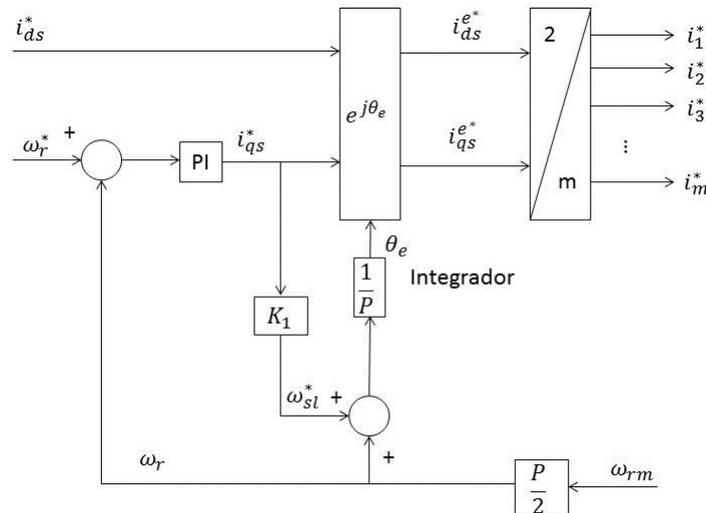


Figura 2.1: *Indirect rotor flux oriented controller* para um motor de indução com  $m$ -fases com distribuição sinusoidal da força magnetomotriz.

O parâmetros e simbolos da figura 2.1 são definidos por:

$$K_1 = \frac{2}{T_r^* \times i_{ds}^*}$$

onde  $T_r$  - constante de tempo do rotor

$\omega_r$  - frequência angular eléctrica da corrente do rotor

$\omega_{rm}$  - velocidade angular mecânica do rotor

$\omega_{sl}^*$  - velocidade angular eléctrica de referência

$\omega_r^*$  - velocidade mecânica de referência do rotor

$i_{qs}^*$  e  $i_{ds}^*$  - Correntes de referência segundo os eixos q e d

$PI$  - controlador integrador proporcional

$\theta_e$  - vector de posição instantânea do fluxo do rotor

$i_1^*, i_2^*, i_3^*, \dots, i_m^*$  - Correntes de referência por fase do estator

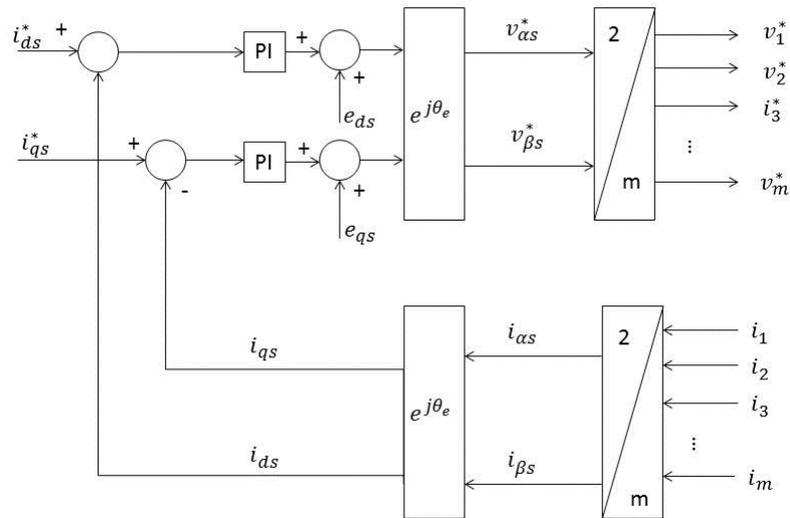


Figura 2.2: Indirect rotor field oriented controller para um motor de indução com m-fases.

O controlo da corrente da figura 2.2 está no eixo de referência de rotação. Os eixos de referência q e d das correntes do estator e a posição do fluxo do rotor são obtidos da mesma forma do que o esquema da figura 2.1. Alguns dos símbolos da figura 2.2, são:

$v_1^*, v_2^*, v_3^*, \dots, v_m^*$  - Tensões de referência por fase do estator

$i_1, i_2, i_3, \dots, i_m$  - Correntes por fase do estator

$v_{\alpha}^*$  e  $v_{\beta}^*$  - Tensão segundo os eixos  $\alpha$  e  $\beta$  referida ao referencial estacionário

$i_{\alpha}$  e  $i_{\beta}$  - Correntes segundo os eixos  $\alpha$  e  $\beta$  referida ao referencial estacionário

$i_{qs}$  e  $i_{ds}$  - Correntes segundo os eixos q e d referentes ao referencial sincrono

$v_{qs}^*$  e  $v_{ds}^*$  - Tensão de referência segundo os eixos q e d referentes ao referencial sincrono

$i_{qs}^*$  e  $i_{ds}^*$  - Correntes de referência segundo os eixos q e d referentes ao referencial sincrono

$\lambda'_{dr}$  - Fluxo de dispersão do rotor segundo o eixo d

### 2.1.3.2 Controlo Directo do Binário

Existem dois métodos de CDB (Controlo Directo do Binário) de uma máquina trifásica, que podem ser identificados. No primeiro método, são utilizadas curvas de histerese do estator e controladores de binário em conjunto com uma tabela de vectores de tensão do estator, conduzindo comutação de variação da frequência. No segundo, a frequência de comutação é mantida constante pela aplicação de um método apropriado de um inversor, controlador MLP (normalmente vector espacial MLP). Ambos são aplicáveis a máquinas polifásicas, obtendo-se uma performance dinâmica idêntica à das máquinas trifásicas. No entanto, existem algumas diferenças devido aos graus de liberdade adicionais.

Assumindo que na máquina polifásica é aplicada uma força magnetomotriz com distribuição sinusoidal, o esquema CDB precisa de ter tensões sinusoidais nos enrolamentos do estator sem as indesejáveis componentes de baixa ordem de frequência, o que pode ser evitado se forem aplicadas frequências constantes.

Por defeito, um problema similar aparece no CDB baseado em histerese. Neste método as mesmas tabelas de vectores de tensões do estator são aplicadas e desenhadas da mesma maneira que nos motores trifásicos. Infelizmente o vector espacial de tensão de saída de cada inversor individual gera harmónicas de baixa ordem indesejáveis [4].

## 2.2 Variação da velocidade de um motor de indução através do número de par de pólos

A velocidade de rotação,  $N_r$ , do rotor de um motor de indução é dada em rotações por minuto (RPM), pela fórmula 2.1.

$$N_r = N_s(1 - s) = \frac{f \times 60}{p}(1 - s)(RPM); \quad (2.1)$$

É possível verificar que, se se fixar a frequência e se se alterar o número de pares de pólos ou vice versa, é possível variar a velocidade. É também possível variar o escorregamento (por exemplo, variando a resistência do rotor bobinado), mas torna-se dispendioso. Num motor clássico, controlado apenas por frequência, a gama de

operação está limitada a algumas curvas de binário/velocidade, que corresponde a um número particular de pólos .

Outra método para variar a velocidade, focado nesta dissertação, é a variação do número de pares de pólos. Na figura 2.3, pode-se verificar o comportamento da velocidade e do binário para diferentes números de pares de pólos.

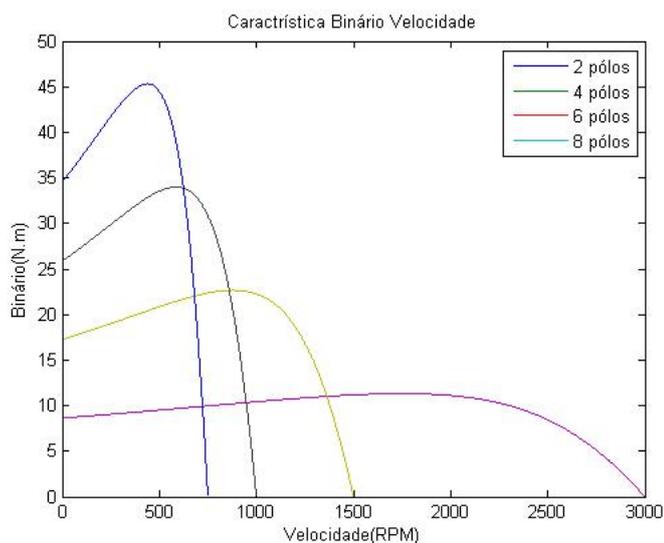


Figura 2.3: Característica Binário/Velocidade para diferentes números de pólos.

Torna-se claro que é possível variar a velocidade e o binário variando o número de pares de pólos. Nas secções seguintes apresentam-se diversos modos de o fazer.

### 2.2.1 Comutação mecânica do número de pólos

Segundo [1], neste método as conexões dos enrolamentos do estator são alteradas com a ajuda de um interruptor, reconfigurando a forma como os enrolamentos estão dispostos. Considere-se a figura 2.4 em que está representada uma fase de um sistema trifásico. Existem três pontos de acesso no enrolamento do estator, em que a alimentação é feita em dois desses pontos (identificados com a indicação alimentação). Verifica-se que a circulação da corrente cria quatro pares de pólos.

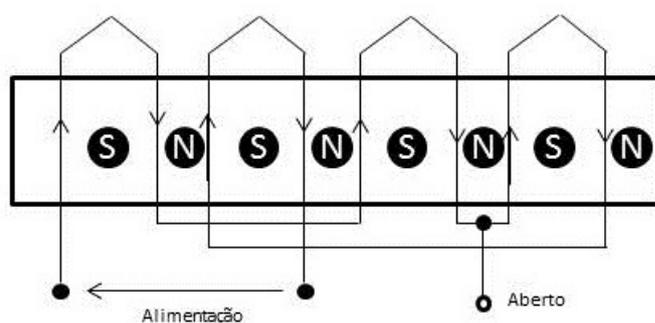


Figura 2.4: Enrolamento com 4 pares de pólos.

Se se ligarem os dois pontos alimentação da figura 2.4 onde anteriormente os enrolamentos eram alimentados e se se alimentar a máquina nesse ponto e no que tinha ficado em aberto, obtêm-se os pólos apresentados na figura 2.4.

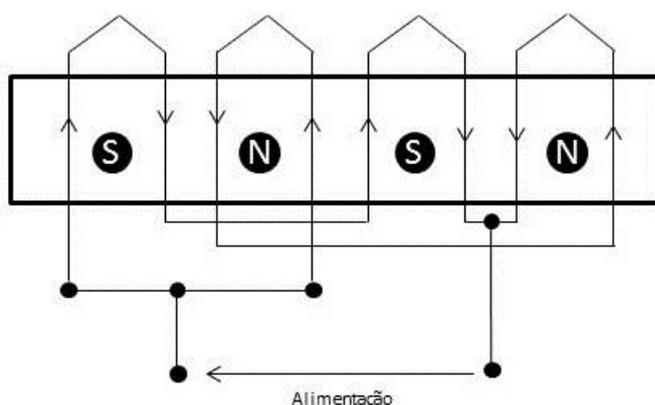


Figura 2.5: Enrolamento com dois pares de pólos.

Pode ser observado na figura 2.5 que, quando a corrente toma a direcção ascendente cria um polo S (sul) e quando a corrente toma a direcção descendente cria um pólo N (norte). Assim, obtêm-se dois pares de pólos.

A mudança dos pólos é modificada pelo razão 2:1, obtendo-se duas velocidades de sincronismo distintas. No entanto, a mudança de velocidade ocorre por passos, não sendo possível uma mudança suave de velocidade.

Uma outra tecnica permite reconfigurar os enrolamentos do estator numa relação de 3:1. Para o efeito considere-se um motor com dois pólos em que o enrolamento de cada fase (A, B, C), é dividido em três ( $A_1, B_1, C_1 : A_2, B_2, C_2 : A_3, B_3, C_3$ ), e distribuido ao longo do estator como apresenta a figura 2.6 e). Assim, se se utilizar o esquema de ligações da figura 2.6 c), obtêm-se os dois pólos como se constata na figura a), se por outro lado se se alterar as ligações para o esquema da figura d) obtêm-se seis pólos (o

triplo), como é possível verificar na figura b). [11].

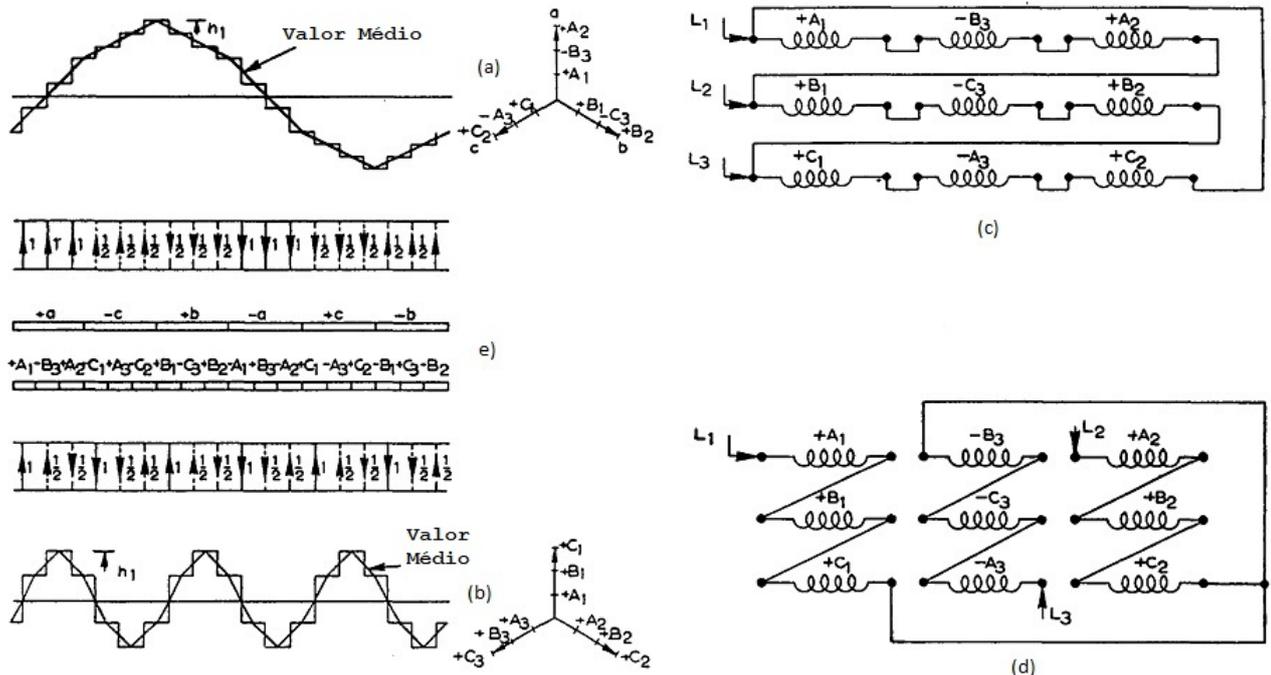


Figura 2.6: Comutação mecânica do número de pólos com uma razão de 3:1. a) Diagrama da força magnetomotriz e diagrama vectorial das fases com dois pólos b) Diagrama da força magnetomotriz e diagrama vectorial das fases com seis pólos c) Esquema de ligações para dois pólos d) Esquema de ligações para seis pólos e) Esquema do estator antes e depois de se repartir os enrolamentos das fases em três. Adaptado de [11]

### 2.2.2 Múltiplos enrolamentos de estator

Neste método são colocados dois enrolamentos separados, isolados electricamente um do outro. O estator é bobinado com dois enrolamentos distintos com diferentes números de pólos. Quando um enrolamento está a ser utilizado o outro encontra-se em aberto e vice-versa. Duas velocidades podem ser obtidas, mas utilizando a técnica anterior em cada um dos dois enrolamentos é possível obter quatro velocidades no total. O controlo de velocidade neste método não é suave, havendo uma mudança brusca de uma velocidade para outra. O facto de esta técnica necessitar de dois enrolamentos encarece o motor [1].

Para um aumento de eficiência e uma maior rentabilização do cobre, todos os enrolamentos são utilizados ao mesmo tempo. As bobinas são dispostas nos enrolamentos de modo a formar um enrolamento de duas camadas. Os dois enrolamentos passam a ser controlados por dois inversores trifásicos separados, e para

obter o número de pólos de maior ordem, a sequência dos dois inversores é  $i_a, i_b, i_c$ . Para diminuir para metade o número de pólos o primeiro inversor mantém a sequência  $i_a, i_b, i_c$ , enquanto que o segundo passa a ter à saída  $-i_a, -i_b, -i_c$ . Esta técnica é proposta em [7] para obter 4 e 2 pólos.

### 2.2.3 MAP - Modelação por amplitude de pólo

Suponha-se que uma única fase de um enrolamento trifásico produz uma força magnetomotriz (e um fluxo resultante), como está apresentado no diagrama da figura 2.7. Para simplificar a compreensão, o sinal é representado em forma de rectângulos.

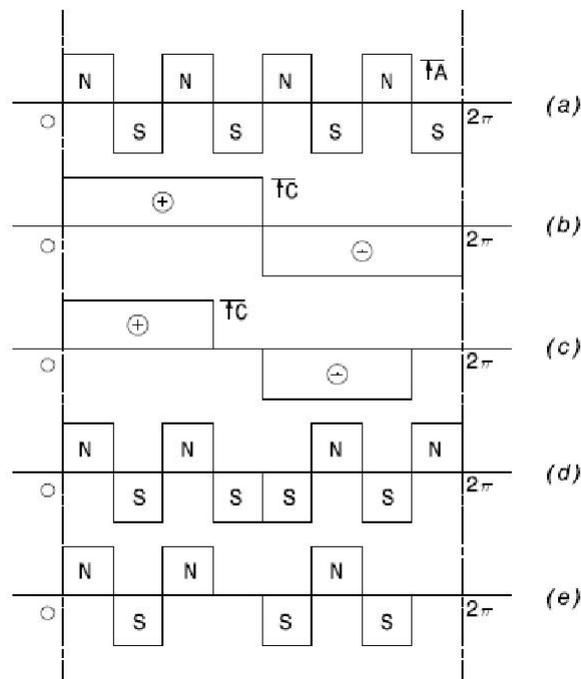


Figura 2.7: Princípio de funcionamento do MAP [10].

No caso da figura 2.7, tem-se quatro pares pólos. A intensidade do campo magnético pode ser expressa por:

$$B_{\theta} = A \sin(p)\theta \quad (2.2)$$

Agora suponha-se que a amplitude do pólo foi modulada no espaço, tomando a seguinte forma:

$$A = C \sin(k\theta) \quad (2.3)$$

Onde,  $k$  é um número inteiro (na figura 2.7,  $k$  é igual a um), substituindo a expressão 2.3 em 2.2, obtém-se:

$$B_{\theta} = A \sin(p)\theta = C \sin(k\theta) \sin(p)\theta \Leftrightarrow B_{\theta} = \frac{C}{2} \cos(p - k)\theta - \cos(p + k)\theta \quad (2.4)$$

A equação 2.4 indica a existência de um campo duplo com 2 pólos,  $(p - k)$  e  $(p + k)$  respectivamente, sobrepostos, em que um número de pólos é maior que o original e outro é menor. No caso da figura 2.7, o campo resultante  $B_{\theta}$  vai ser de seis, como é apresentado na figura 2.7 (d) e 2.7 (e), embora apenas a componente de seis pólos seja visível.

Existem dois métodos de modulação baseados na conexão. O primeiro é obtido invertendo a corrente na segunda metade de cada fase em respectivamente à primeira metade. No segundo método uma secção de cada metade é omitida e o que resta da segunda metade é invertida relativamente à primeira metade. Estes dois métodos são equivalentes a multiplicar a onda original, (a) pelas ondas (b) e (c) (figura 2.7). Considere-se o exemplo prático em que o número de pares de pólos para velocidade inicial,  $p_1$ , é oito (por exemplo). Para o número de pólos  $p_1$  o motor funciona normalmente como outro motor qualquer. Se uma onda modulada com um número de pares de pólos,  $p_2$ , igual a dois (por exemplo) for aplicada, os pólos resultantes serão  $(p_1 - p_2) = 6$  e  $(p_1 + p_2) = 10$  pólos. A posição apropriada da onda modulada de dois pólos pode eliminar completamente a resultante que não se quer. Uma vez modulado, o motor irá funcionar com a segunda velocidade, que pode ser oito e dez ou seis e oito. Uma fórmula simples que é aplicada a qualquer sistema modulado em amplitude é:

$$\sin P_1 \times \sin P_2 = \frac{1}{2} [\cos(P_1 - P_2) - \cos(P_1 + P_2)] \quad (2.5)$$

A figura 2.8 apresenta o exemplo anterior, para quatro e três pares de pólos, aplicando uma onda modulada de de um par de pólos.

Observe-se o esquema dos enrolamentos da figura 2.9. Os oito pólos são obtidos colocando os enrolamentos em série, conectando para este exemplo em particular em estrela com alimentação no terminais A, B e C. A corrente flui dos pontos A, B e C para S. Para obter a segunda velocidade, os enrolamentos do estator são comutados para a conexão em paralelo de cada metade, e a tensão de alimentação é realizada através dos pontos a, b e c. Novamente, a corrente flui para o ponto S, ao contrário do caso anterior em que fluía de "A" para "a". A corrente que flui de "a" até "S" mantém-se intacta, que é

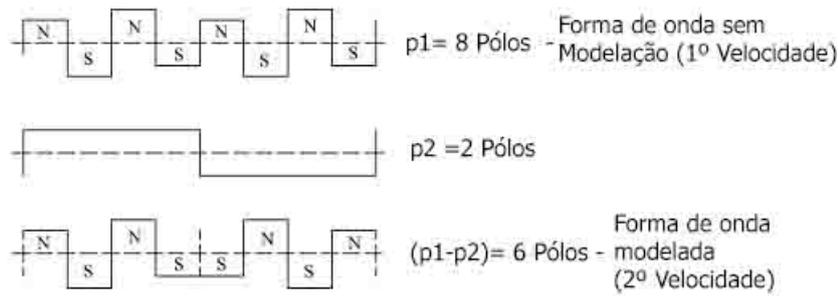


Figura 2.8: Modulação da fase dos pólos de 3 e 4 pares de pólos. Adaptado de [10].

equivalente à parte positiva da figura 2.7 (b). Na parte do enrolamento 'a' até 'A' a direcção da corrente é inversa e corresponde à parte negativa da figura 2.7 (b). Assim, a modulação é feita pela simples comutação dos enrolamentos que é equivalente à onda de dois pólos. A modulação é conseguida pela inversão da corrente na metade do enrolamento de cada fase.

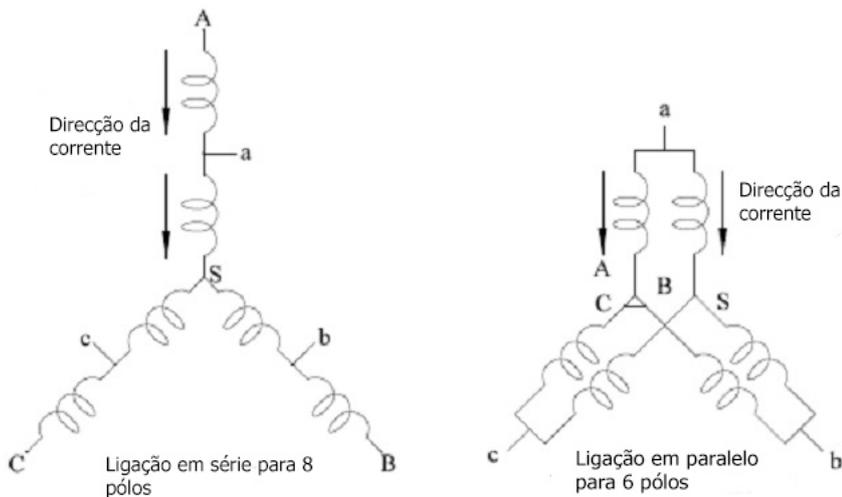


Figura 2.9: Diagrama de conexões para 6 e 8 pólos. Adaptado de [10].

A figura 2.10 representa o esquema de ligações para comutar as velocidades. Para arrancar o motor no modo de operação a baixa velocidade, mantém-se o interruptor um fechado. Para comutar para a alta velocidade quando o motor estiver em operação, abre-se o interruptor um e o interruptores dois e três são fechados e conectados um ao outro, para uma conexão em paralelo dos enrolamentos através do terminais a, b e c, até ao curto circuito A, B e C.

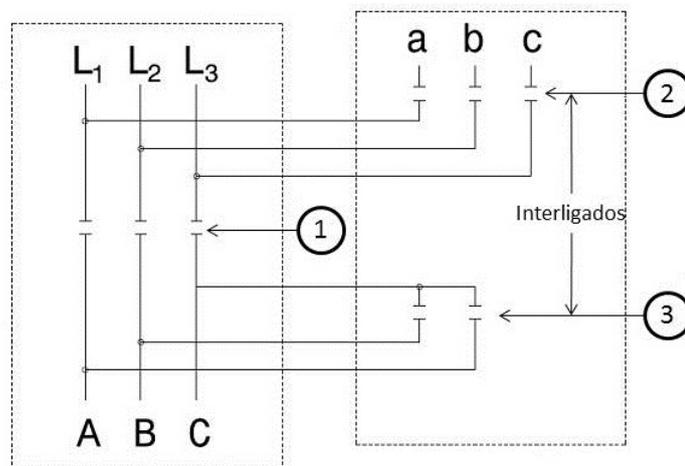


Figura 2.10: Esquema de ligações para um motor MAP. Adaptado de [10]

No processo de comutação não se interrompe a corrente. É importante, no entanto, fazer com que o fluxo magnético no entreferro diminua antes de finalmente fechar o interruptor geral. Esta pausa normalmente demora cerca de um a dois segundos, dependendo do tamanho motor [10].

Este método tem a vantagem de ao contrário dos métodos anteriores, ser possível uma troca suave entre velocidades. Outra vantagem é o facto de não ter forçosamente a razão entre velocidades de 2:1, o que o torna mais versátil. Uma grande vantagem deste método é o facto de só ser necessário 6 terminais acessíveis e ter um controlador bastante simples para fazer a alteração de velocidade [10].

#### 2.2.4 Modelação da fase dos pólos

Modelação da fase dos pólos (MFP) é a maneira mais usual de controlo de velocidade discreto de um motor AC, alimentado através de uma fonte com frequência constante. Ao contrário dos métodos anteriores, o número de fases é diferente nas duas velocidades. Com este grau de liberdade, é possível obter quase todos as razões de velocidades desde que o número de cavas seja correctamente seleccionado. Sob certas circunstâncias os enrolamentos podem ser reconectados e ter mais do que duas velocidades [5].

No geral, o número de par de pólos,  $p$ , é função do total do número de cavas  $N_c$ , do número de fase  $m$ , e do passo polar,  $q$  em número de cavas, traduzido pela seguinte equação:

$$p = \frac{N_c}{2 \times q \times m} \quad (2.6)$$

Onde  $q$  e  $m$  têm de ser números inteiros, o que significa que uma máquina de  $m$ -fases com,  $N_c$  cavas pode ter vários pólos dependendo de  $q$ .

Para uma melhor compreensão, considere-se um motor de indução de 72 cavas em que se pretende obter 12 e 4 pólos. Substituindo na formula 2.6 obtem-se:

$$q_{12} = \frac{72}{12m_{12}} = \frac{6}{m_{12}} \quad (2.7)$$

$$q_4 = \frac{72}{4m_4} = \frac{18}{m_4} \quad (2.8)$$

As equações 2.7 e 2.8, mostram que o número máximo de fases é 6 e 18, respectivamente. Como exemplo, considere-se  $m_{12} = 3$  e  $m_4 = 9$  que origina  $q_{12} = q_4 = 2$  e uma razão de velocidade de 1:3 [14].

Este método é controlado por inversores para reconectar os enrolamentos para a configuração de pólos desejado, através da injeção de diferentes fases, sem necessitar de qualquer tipo de contactos mecânicos.

Existem três tipos de enrolamentos que podem ser indetificados: enrolamento convencional de dupla camada, enrolamento toroidal e enrolamento toroidal duplo (estator e rotor), sendo o enrolamento convecional de dupla camada o que apresenta melhor desempenho [15]. Uma vantagem em relação aos métodos anteriores é a diminuição do volume da máquina, o que permite diminuir os custos e até aumentar a eficiência. O facto de o número de enrolamentos do estator ser igual a metade do número de cavas, limita o número de relações de pólos que se pode obter, para além de aumentar as harmonicas espaciais das força magnetomotrizes do estator.

## 2.3 Transformação trifásico para m-fases

Em seguida, é explicado como se pode obter um sistema hexafásico e dodecafásico, de modo a efectuar o estudo da variação do número de pólos através de alimentação polifásica.

### 2.3.1 Trifásico para hexafásico

Recorrendo a um transformador em que os pontos médios dos enrolamentos do secundário estejam disponiveis, este tipo de transformação é bastante simples de realizar [12]. Para isso basta realizar as ligações mostradas na figura 2.11.

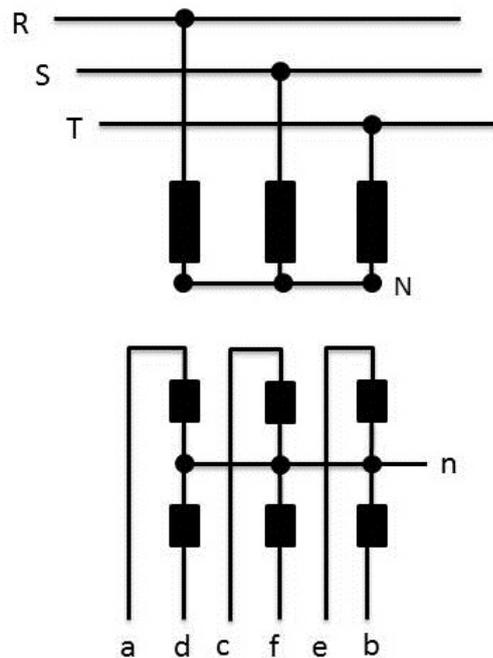


Figura 2.11: Esquema de ligações para transformação de um sistema trifásico em hexafásico

No secundário, obtém-se o sistema hexafásico cujo diagrama vectorial se encontra na figura 2.12

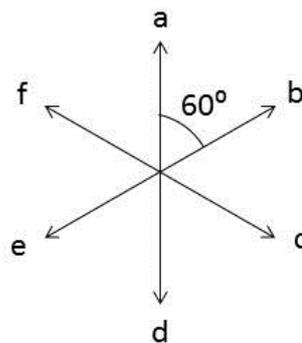


Figura 2.12: Diagrama vectorial hexafásico

### 2.3.2 Trifásico para dodecafásico

A obtenção do sistema dodecafásico é também bastante simples, utilizando dois transformadores trifásicos com os pontos médios do secundário acessíveis. Basta aplicar o esquema de ligações como mostra a figura 2.13 [12]. O número de espiras do

primário do transformador da direita é  $\sqrt{3}$  vezes maior que o da esquerda, para que as relações de transformação de tensões sejam iguais nos dois transformadores.

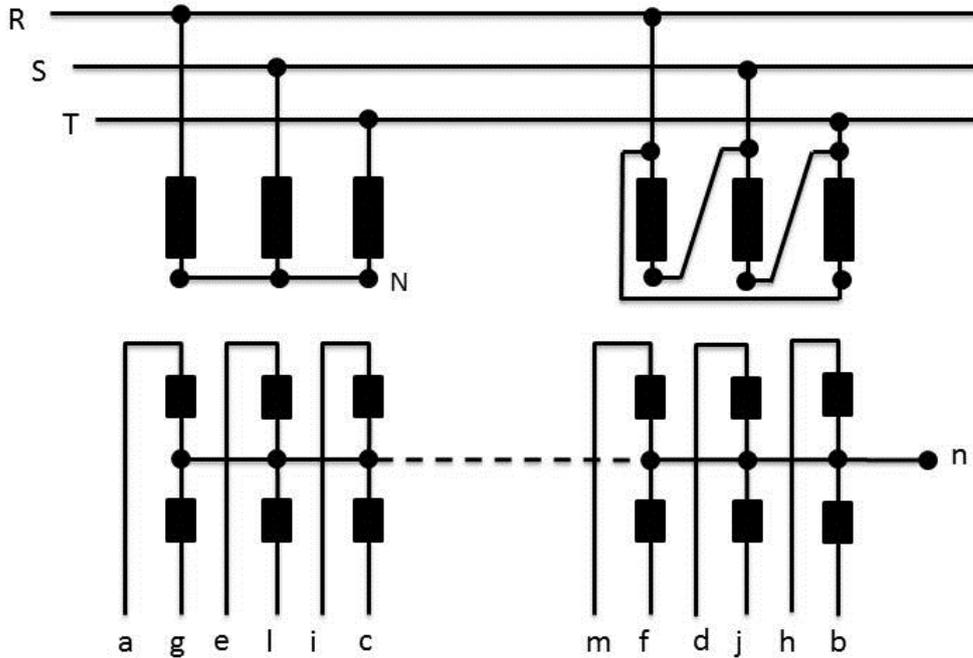


Figura 2.13: Esquema de ligações para transformação de um sistema trifásico para dodecafásico

No secundário dos transformadores obtém-se o sistema dodecafásico cujo digrama vectorial é apresentado na figura 2.14

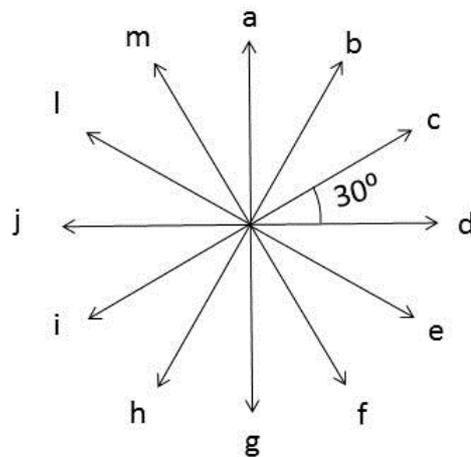


Figura 2.14: Diagrama vectorial dodecafásico

### 2.3.3 Conclusão

Verificou-se que a utilização de mais do que as três fase convencionais têm enormes vantagens, no entanto, por se tratar de um assunto que só recentemente começou a despertar interesse de maior, ainda não existe muita informação disponível.

Neste capítulo também foi abordada a temática do controlo de velocidade/binário por comutação do número de pólos, contudo à excepção do método PPM, todos utilizam comutadores mecânicos, não sendo de grande interesse pois aumentam os custos da máquina. Outra grande desvantagem destes métodos é o facto de não permitirem mais do que duas velocidades.



# Simulação da força magnetomotriz

## 3.1 Introdução

Neste capítulo são realizadas as simulações das forças magnetomotrizes, f.m.m., ao longo do estator para verificar o seu comportamento e a criação dos pólos magnéticos. São realizadas simulações para alimentação polifásica e trifásica com 4 e 8 pólos.

## 3.2 Simulação em Matlab com alimentação trifásica

Considere-se a figura 3.1 onde está representado o estator de um motor cilíndrico. Para facilitar a sua compreensão este está ilustrado de uma forma plana com uma só fase, onde  $\lambda$  é o passo de bobina.

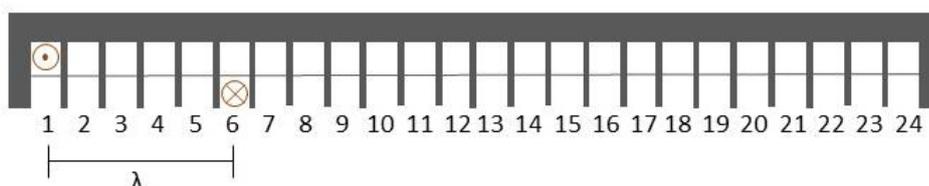


Figura 3.1: Representação plana do estator com um só enrolamento.

Sabe-se que as correntes de um sistema trifásico são dadas por:

$$\begin{cases} i_1(t) = I \times \sin(\omega t); \\ i_2(t) = I \times \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}); \\ i_3(t) = I \times \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}); \end{cases} \quad (3.1)$$

Sabendo o sentido das correntes em cada cava (por exemplo, na figura 3.1 a corrente terá o sentido positivo na cava seis  $+i$  e o sentido negativo na cava seis  $-i$  é possível, com ajuda do MatLab © simular, as forças magtomotrizes normalizadas ao longo do estator, na camada superior e inferior, bem como a soma das duas e estudar a formação de uma onda viajante com um determinado número de pólos.

### 3.2.1 Simulação com 4 pólos

Para obter quatro pólos foram utilizadas as expressões 3.1 e o sentido das correntes representado na figura 3.2.

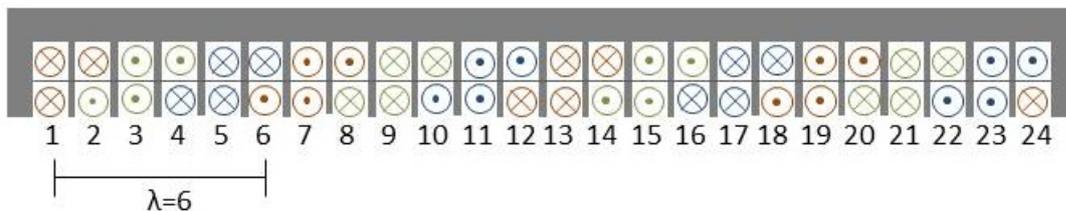


Figura 3.2: Esquema do estator com sentido das correntes para quatro pólos, com alimentação trifásica.

Para definir o sentido das correntes, define-se a cava 1 e 2 da camada superior por  $fmm_1$ , a cava 3 e 4 por  $-fmm_2$  e cava 5 e 6 por  $fmm_3$ , e por aí adiante. A camada inferior é igual mas com um desvio de 6 cavas. Os resultados das f.m.m. foram registados para 4 instantes diferentes e estão representados na figura 3.3.

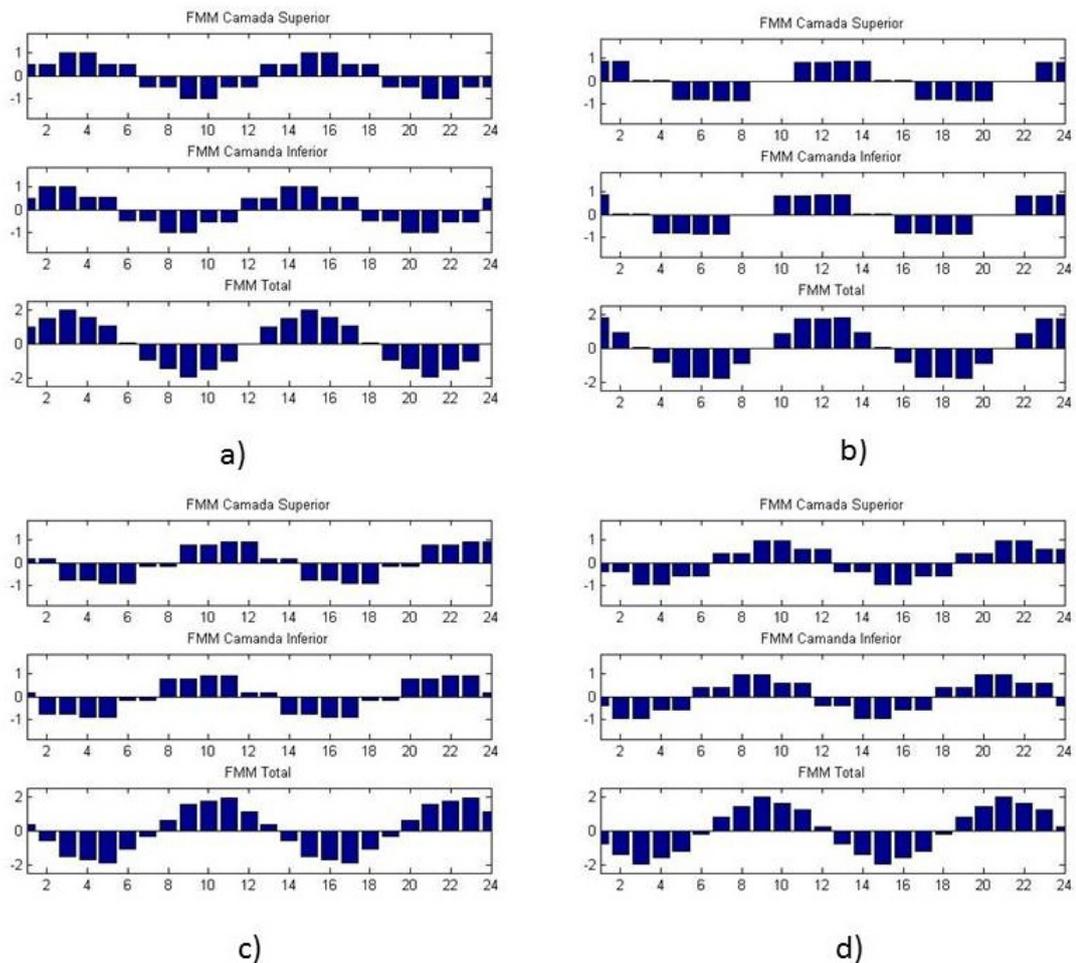


Figura 3.3: F.m.m. para 4 pólos em 4 instantes diferentes. a) instante  $t$  b) instante  $t + \Delta t$  c) instante  $t + 2\Delta t$  d) instante  $t + 3\Delta t$ .

Analisando os gráficos, é possível visualizar quatro máximos, dois positivos e dois negativos, que comprovam a formação de 4 pólos, com a configuração de ligações da figura 3.2.

### 3.2.2 Simulação com 8 pólos

Para obter 8 pólos, utiliza-se o sentido das correntes apresentado na figura 3.4.

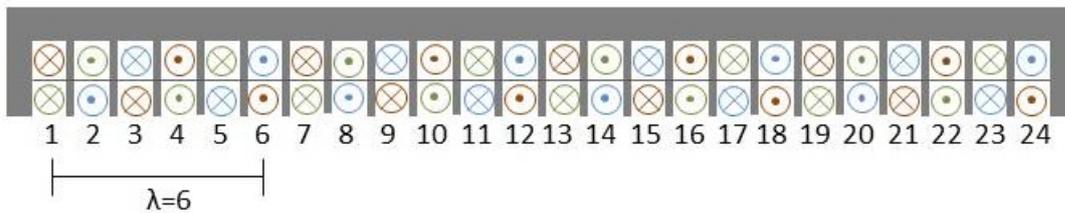


Figura 3.4: Esquema do estator com sentido das correntes para 8 pólos, com alimentação trifásica.

Considerando quatros instantes distintos, os resultados da f.m.m. ao longo do estator são os apresentados na figura 3.5.

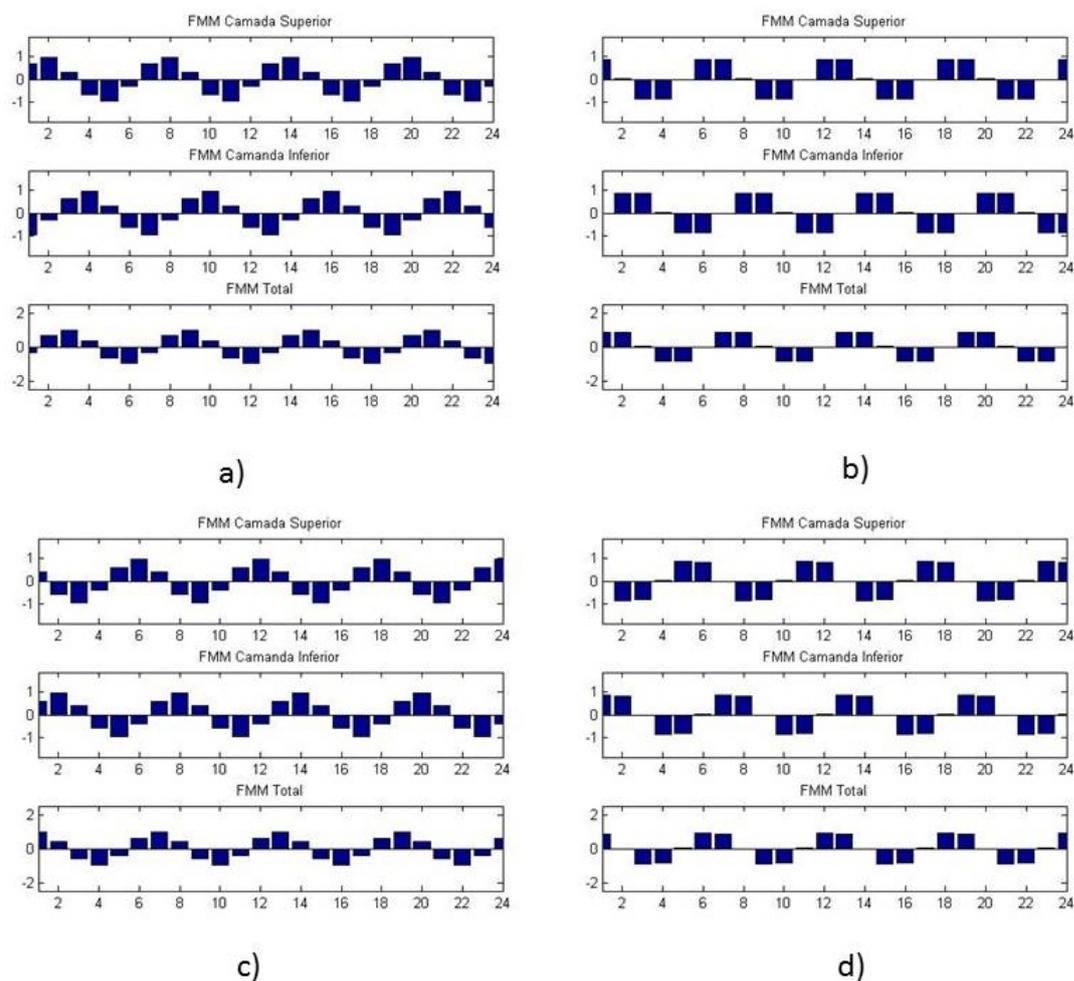


Figura 3.5: F.m.m. para 8 pólos em 4 instantes diferentes. a) instante  $t$  b) instante  $t + \Delta t$  c) instante  $t + 2\Delta t$  d) instante  $t + 3\Delta t$ .

Pela análise dos gráficos é possível visualizar 8 máximos, quatro positivos e quatro negativos, que comprovam a formação de 4 pólos. No entanto, é possível verificar pelos gráficos b) e d) a presença de harmônicas espaciais.

### 3.3 Simulação em Matlab com pólos variáveis

A simulação com pólos variáveis é realizada com mais do que as três fases convencionais. Ao contrário das simulações anteriores, com mais do que três fases convencionais, não são necessárias tensões simétricas, pois estas estão desfasadas no tempo e no espaço de igual modo. Este factor possibilita que as correntes entrem todas na camada superior e saiam na camada inferior. As correntes na camada superior e inferior, em cada cava,  $k$ , são dadas por:

$$\begin{cases} i_{sup} = \sin(\omega t - k \times \pi \times \frac{p}{N_c}); \\ i_{inf} = -\sin(\omega t - k \times \pi \times \frac{p}{N_c}); \end{cases} \quad (3.2)$$

Pela equação 3.2, verifica-se que  $\phi = \pi \times \frac{p}{N_c}$  corresponde ao desfasamento entre as correntes o que significa que a variação do número de pólos irá corresponder a uma variação do desfasamento das correntes. Este assunto será mais aprofundado no capítulo seguinte.

#### 3.3.1 Simulação com 4 pólos

O esquema com o sentido das correntes para 4 pólos que corresponde à injeção de 12 fases encontra-se na figura 3.6.

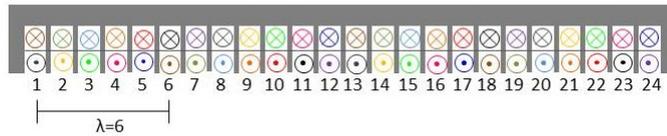


Figura 3.6: Esquema do estator com sentido das correntes para 4 pólos, com alimentação polifásica.

Considerando-se 4 instantes distintos, simularam-se as f.m.m. ao longo do estator para 4 pólos, como apresenta a figura 3.7.

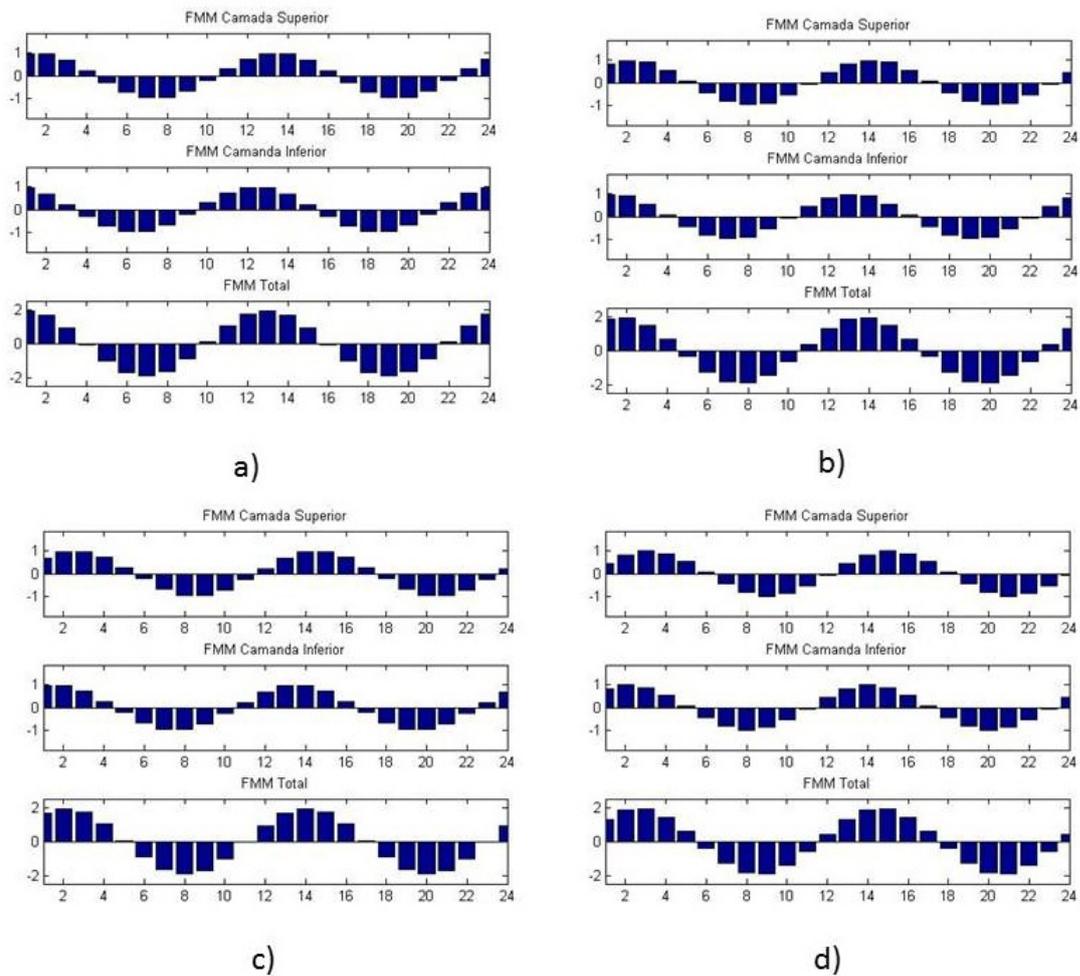


Figura 3.7: f.m.m. para 4 pólos em 4 instantes diferentes. a) instante  $t$  b) instante  $t + \Delta t$  c) instante  $t + 2\Delta t$  d) instante  $t + 3\Delta t$

A existência de dois máximos positivos e de dois máximos negativos confirma a criação de quatro pólos magnéticos, tal como se viu com a alimentação trifásica.

### 3.3.2 Simulação com 8 pólos

O esquema com o sentido das correntes para 8 pólos que corresponde à injeção de 6 fases, está representado na figura. 3.8.

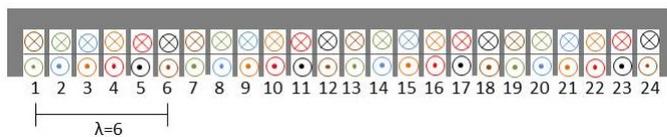


Figura 3.8: Esquema do estator com sentido das correntes para 8 pólos, com alimentação polifásica.

Considerando 4 instantes diferentes, o resultado das f.m.m. para 8 pólos, está apresentado na figura 3.9.

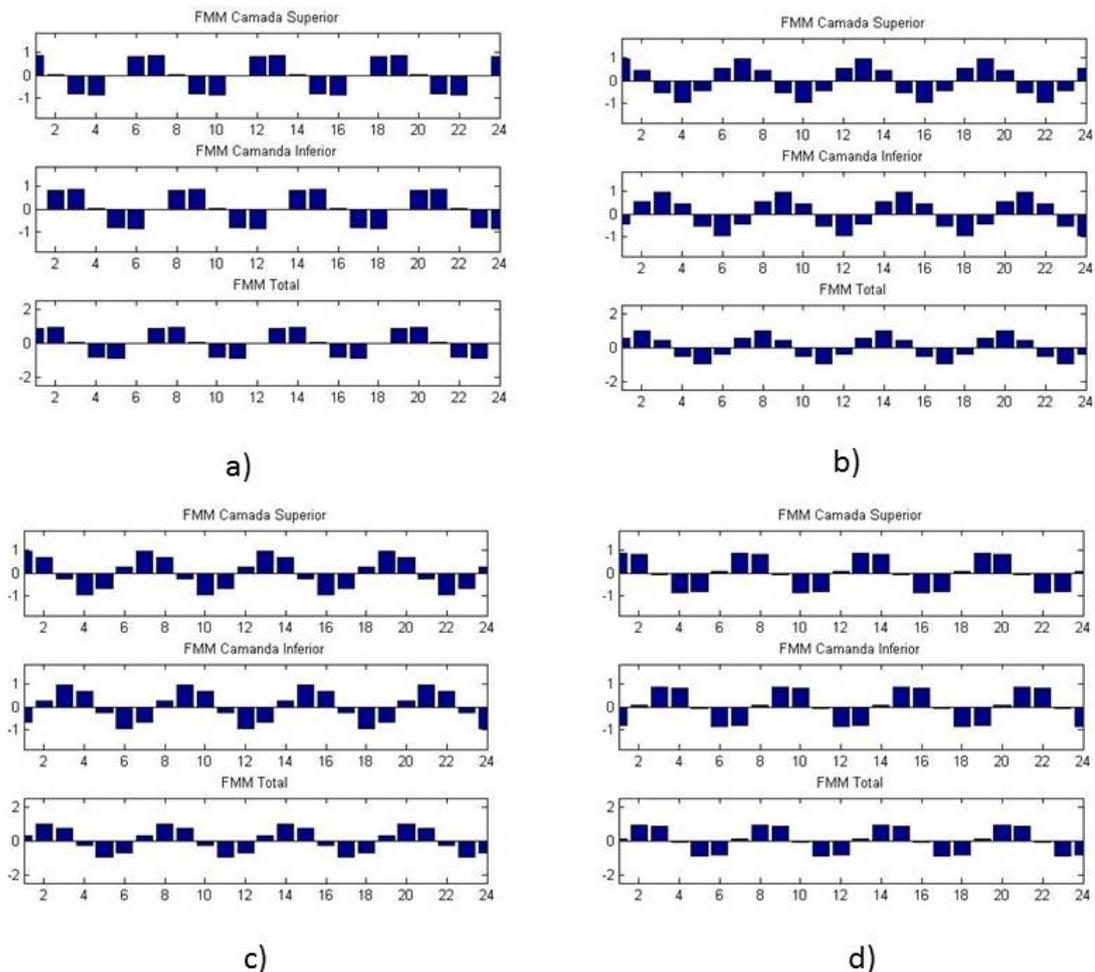


Figura 3.9: F.m.m. para 8 pólos em 4 instantes diferentes. a) instante  $t$  b) instante  $t + \Delta t$  c) instante  $t + 2\Delta t$  d) instante  $t + 3\Delta t$ .

Tal como no caso anterior existe uma semelhança com o seu homólogo trifásico de 8 pólos, estando presentes quatro máximos positivos e quatro máximos negativos, confirmando a criação de oito pólos magnéticos. também se verificar pelos gráficos a) e d) a presença de harmónicas espaciais nas f.m.m.. Para diminuir as harmónicas é necessário aumentar o número de cavas, de modo a aumentar o passo polar.

### **3.4 Conclusão**

Pelas simulações realizadas neste capítulo, constatou-se que as f.m.m. criadas em regime de pólos variáveis apresentam resultados iguais às criadas com a alimentação trifásica. Verificou-se a formação do número de pólos pretendido em todas as configurações realizadas. Por fim, constatou-se que a obtenção de oito pólos com um motor de 24 cavas acarreta um elevado número de harmónicas espaciais, que podem ser reduzidas aumentando o número de cavas.

# 4

## Motor de indução polifásico de pólos variáveis

### 4.1 Introdução

No capítulo 2, verificou-se que existem vários métodos de variação do número de pares de pólos. No entanto, estes implicam por vezes comutações mecânicas nos enrolamentos e uma regulação da velocidade não progressiva mas por escalões, sendo geralmente na ordem de 2:1.

Neste capítulo apresenta-se o método que foi o foco de estudo nesta dissertação e que pretende ser uma alternativa ao já apresentado.

### 4.2 Modulação da Fase dos Pólos

O método registado na patente [6] da família das técnicas de Modulação da Fase dos Pólos (MFP) tem como objectivo a criação de uma topologia e de um sistema de operação de motores de indução (ou histerese). Este permite uma gama de operação de velocidade/binário de tal forma que, por exemplo, o rendimento seja optimizado. Para demonstrar a flexibilidade desta topologia, considere-se por exemplo, um motor com uma razão de par de pólos de 1:2:3:4:5:6 e 72 cavas com dupla camada. Utiliza-se um

espaço entre fases de 12 cavas, correspondente ao maior número de pólos, embora não seja rígido, podendo ser alterado, o que por vezes pode levar a uma degradação harmónica na densidade de fluxo do entre-ferro, mas sem comprometer o seu funcionamento sendo até, por vezes, possível obter forças magnetomotrizes maiores[9].

Para um valor de pólos pretendido,  $2 \times p$ , num motor com um número de cavas  $N_c$ , a desfasagem relativa da tensão  $i$ ,  $\theta_i$ , deverá ser

$$\theta_i = -i \frac{\pi \cdot 2 \cdot p}{N_c} (\text{rad}) \quad (4.1)$$

Desta forma existirão variadas fases, consoante o número de pólos seleccionado. Na Tabela 4.1 apresenta-se o número de fases para obter o número de pólos do exemplo citado acima.

Tabela 4.1: Número de fases e desfasagens para as diferentes configurações

Número de par de pólos, p	Número de fases	Desfasamento entre tensões
1	72	5°
2	36	10°
3	24	15°
4	18	20°
5	72	25°
6	12	30°

Nas configurações 1, 2, 3, 4 e 6 pares de pólos, sendo estes submúltiplos do número de cavas, 72, para estas configurações, existirá um número de fases idealmente dado para por  $72/p$ . Como 5 não é submúltiplo de 72, existirá um número de fases igual ao número de enrolamentos. No entanto, sem perda de generalidade, estes números de fases podem ser alterados, mantendo-se o mesmo princípio de funcionamento. As figuras de 4.1 a 4.6 apresentam as forças magnetomotrizes geradas no estator que são uma imagem da densidade de fluxo no entreferro, para, respectivamente 1, 2, 3, 4, 5 e 6 pares de pólos.

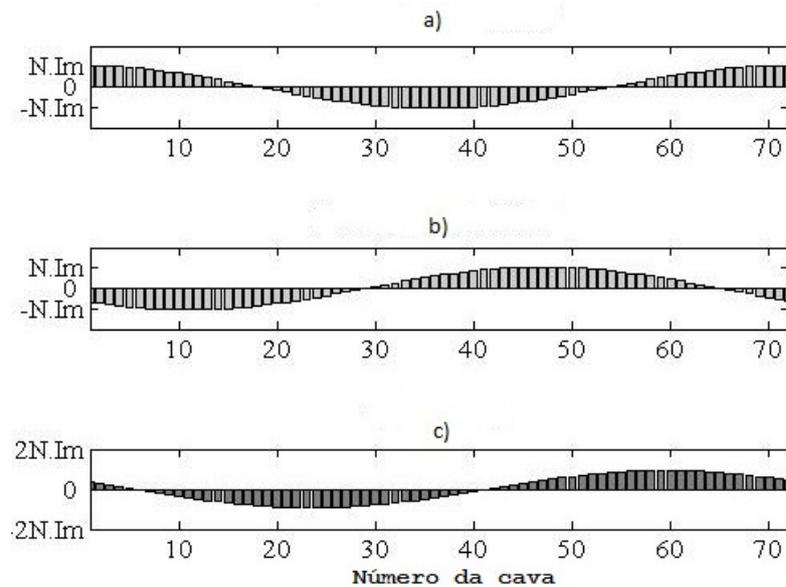


Figura 4.1: Representação da força magnetomotriz na periferia do estator do motor polifásico, para o caso particular de 72 cavas e um par de pólos.  $N$  é o número de espiras de cada enrolamento e  $I_m$  é a amplitude da corrente de alimentação. a) Força magnetomotriz devido a camada externa do estator. b) Força magnetomotriz devido a camada interna do estator. c) Força magnetomotriz total. [6]

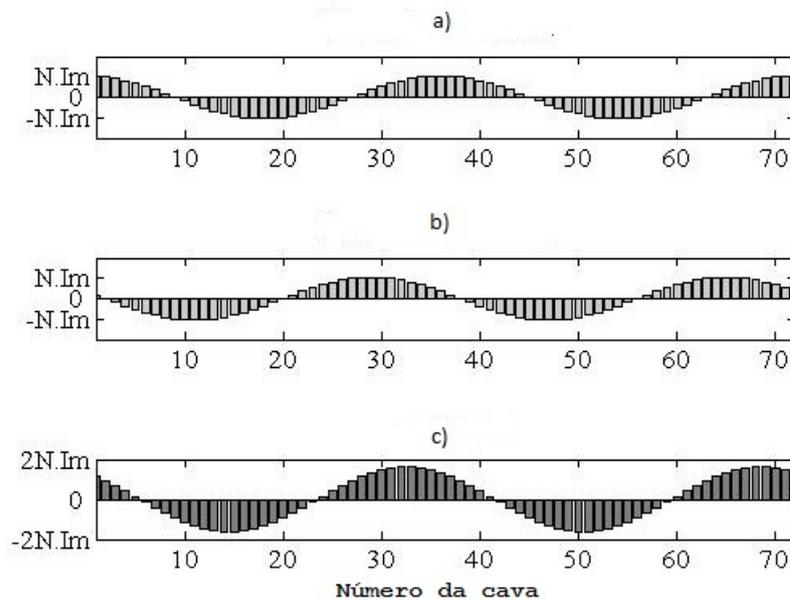


Figura 4.2: Representação da força magnetomotriz na periferia do estator do motor polifásico, para o caso particular de 72 cavas e dois pares de pólos.  $N$  é o número de espiras de cada enrolamento e  $I_m$  é a amplitude da corrente de alimentação. a) Força magnetomotriz devido a camada externa do estator. b) Força magnetomotriz devido a camada interna do estator. c) Força magnetomotriz total. [6]

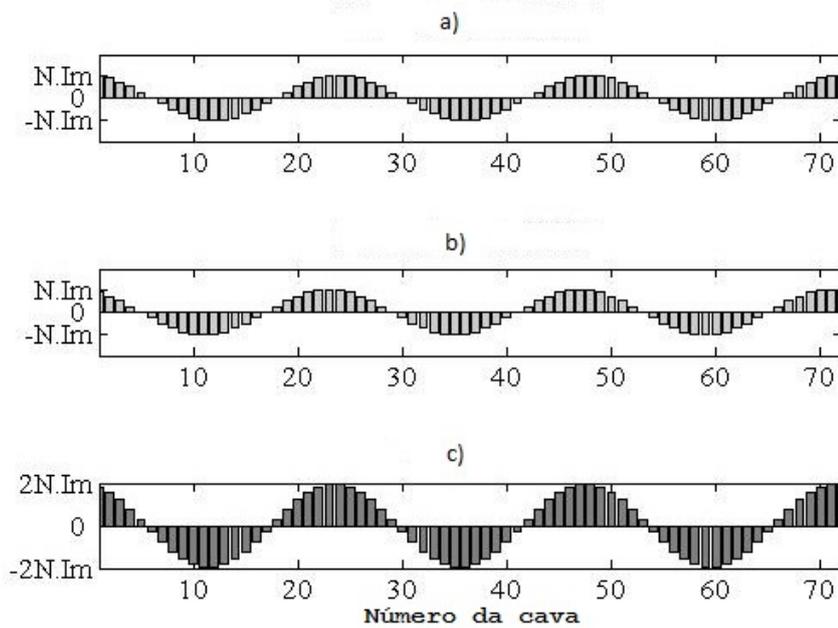


Figura 4.3: Representação da força magnetomotriz na periferia do estator do motor polifásico, para o caso particular de 72 cavas e três pares de pólos.  $N$  é o número de espiras de cada enrolamento e  $I_m$  é a amplitude da corrente de alimentação. a) Força magnetomotriz devido a camada externa do estator. b) Força magnetomotriz devido a camada interna do estator. c) Força magnetomotriz total. [6]

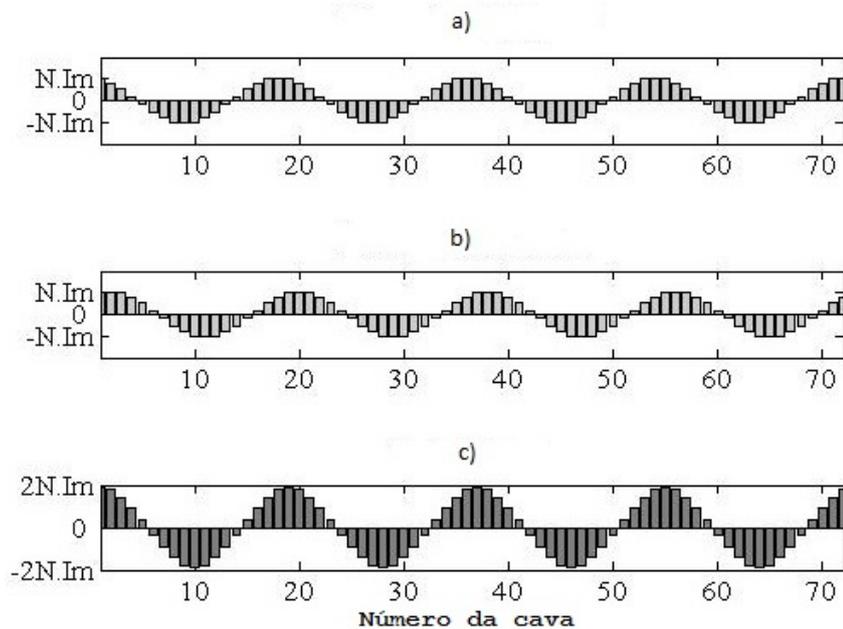


Figura 4.4: Representação da força magnetomotriz na periferia do estator do motor polifásico, para o caso particular de 72 cavas e quatro pares de pólos.  $N$  é o número de espiras de cada enrolamento e  $I_m$  é a amplitude da corrente de alimentação. a) Força magnetomotriz devido a camada externa do estator. b) Força magnetomotriz devido a camada interna do estator. c) Força magnetomotriz total. [6]

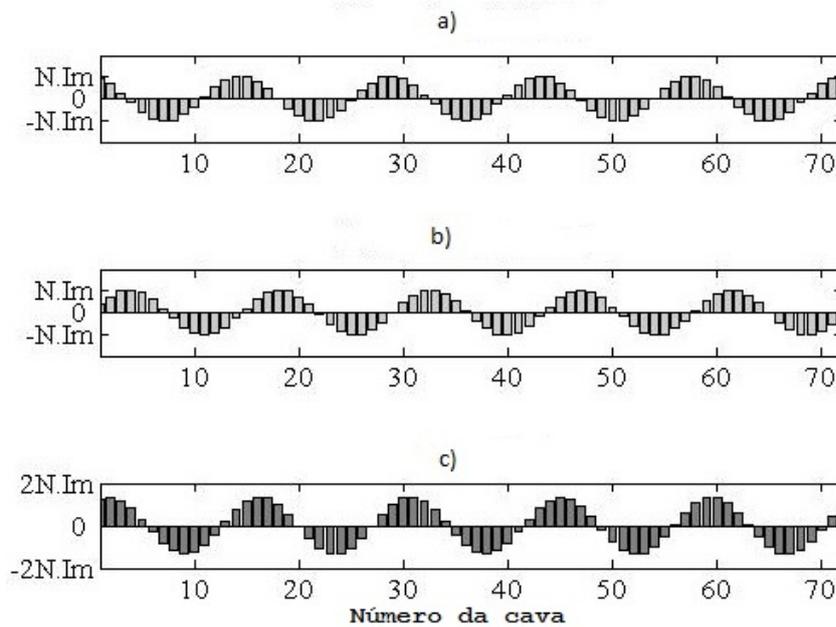


Figura 4.5: Representação da força magnetomotriz na periferia do estator do motor polifásico, para o caso particular de 72 cavas e cinco pares de pólos.  $N$  é o número de espiras de cada enrolamento e  $I_m$  é a amplitude da corrente de alimentação. a) Força magnetomotriz devido a camada externa do estator. b) Força magnetomotriz devido a camada interna do estator. c) Força magnetomotriz total. [6]

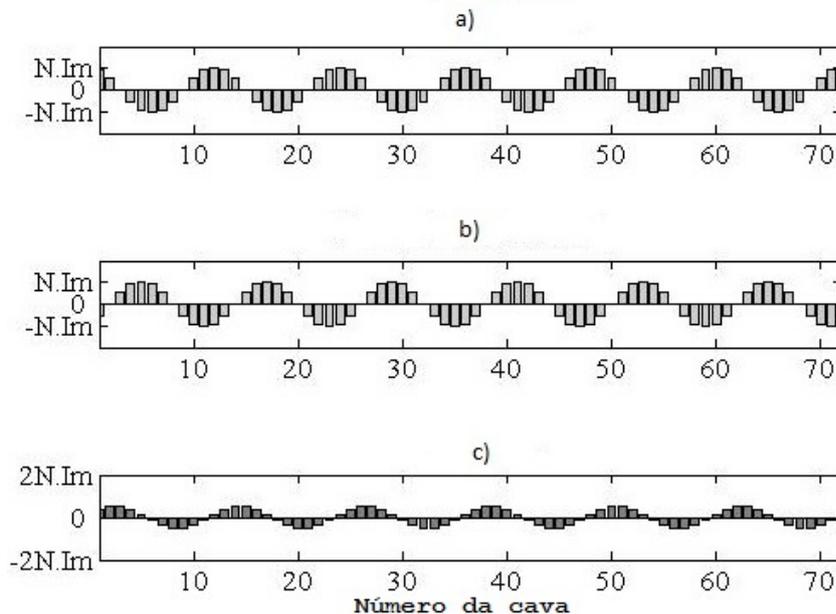


Figura 4.6: Representação da força magnetomotriz na periferia do estator do motor polifásico, para o caso particular de 72 cavas e seis par de pólos.  $N$  é o numero de espiras de cada enrolamento e  $I_m$  é a amplitude da corrente de alimentação. a) Força magnetomotriz devido a camada externa do estator. b) Força magnetomotriz devido a camada interna do estator. c) Força magnetomotriz total. [6]

As figuras 4.1 a 4.6 confirmam a geração do número de pólos pretendido, através do controlo da desfasagem entre tensões de alimentação calculadas através da equação 4.1.

Uma vez que a variação da velocidade e binário passa pela variação do número de fases, o método de controlo e operação necessita de um sistema que possa gerar os sistemas polifásicos, como é o caso dos baseados em electrónica de potência actuados através de controladores de interrupção programáveis (PIC, programmable Interrupt Controllers), de processadores de sinais digitais (DSP, Digital Signal Processores) ou mesmo por computador. No entanto, outras opções são possíveis, podendo necessitar de amplificadores de corrente para que possam transmitir a potência eléctrica que cada fase necessita. Na figura 4.7 está representado um diagrama de blocos que ilustra um exemplo de operação de um sistema dinâmico na actuação de binário e velocidade.

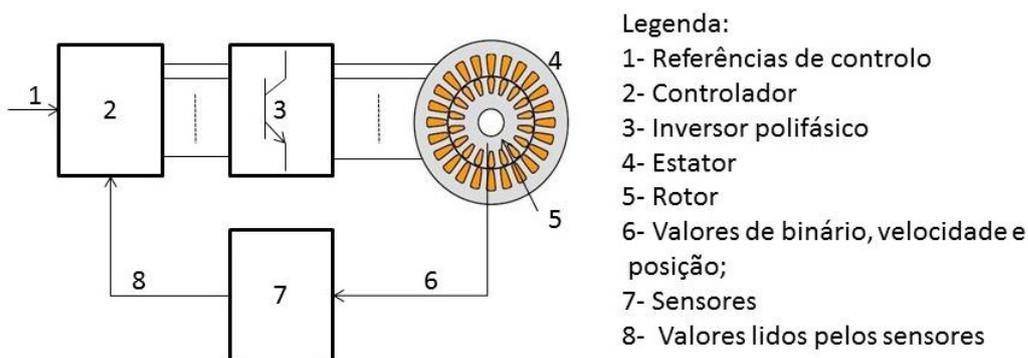


Figura 4.7: Diagrama de blocos do motor polifásico e respectivo sistema de operação.

O sistema de operação recebe referências de controlo (1) via um controlador (2) que as compara com sinais (8) listados pelo(s) sensor(es) (7). A acção de controlo alimenta um inversor polifásico (3) para gerar as tensões ou correntes que alimentam o estator (4). No rotor (5) são medidos os valores de velocidade, binário ou posição(6).

Através de um ou mais sensores pode-se realizar a realimentação dos valores de binário, velocidade ou posição, o que possibilita a implementação de diferentes estratégias de controlo de modo a se operar, por exemplo, no ponto de rendimento máximo do motor ou de forma a se realizar transições suaves de binário e/ou velocidade.

A combinação da variação do número de pólos com variação de frequência pode ser utilizada para obter uma maior gama de operação de velocidade/binário, uma vez

que o método clássico de variação apenas da frequência permite uma gama restrita de operação [9].

### 4.3 Aplicações

A aplicação do método anterior enquadra-se em todo o tipo de utilizações em que uma ampla gama de operações com máximo rendimento e/ou transições de binário/velocidade é requerida. Existem diversas aplicações em que estas características são necessárias, bem com um motor robusto, de baixo custo e de pequeno volume e peso. São exemplos as seguintes aplicações:

- Guincho de carga variável;
- Tracção eléctrica;
- Moinho de cimento;
- Escadas rolantes;
- Misturadora.

### 4.4 Conclusão

Este método permite actuar em duas variáveis, na frequência e no número de pólos, de modo a obter uma maior diversidade de velocidades. Podem ser implementadas estratégias de controlo para atingir diferentes objectivos, tais como transições suaves de velocidades, limitação de binário e máxima eficiência do motor.

Devido à ampla gama de variação de velocidade/binário, várias aplicações podem ser identificadas, sendo uma das principais aplicações a tracção eléctrica.





# Implementação e Resultados Práticos

## 5.1 Introdução

Neste capítulo é apresentado o motor indução estudado os respectivos resultados obtidos experimentalmente e a sua discussão.

Na primeira secção serão apresentados os aspectos relativos à reconfiguração do motor de indução utilizado para o estudo prático. Em seguida, serão apresentados os ensaios realizados com o motor de indução de modo a estudar os métodos de variação do número de pólos através da variação do número de fases.

## 5.2 Reconfiguração do motor de indução trifásico

Para o estudo prático utilizou-se um motor de indução em gaiola de esquilo. Uma vez que se pretende estudar o motor para diferentes configurações de pares de pólos e diferentes números de fases, este foi rebobinado de modo a ter uma dupla camada de enrolamentos no estator e os terminais de cada bobina acessíveis, isto é, cada ponta do enrolamento da bobina sai do motor como se pode ver na figura 5.1. Com as 48 pontas acessíveis, é possível ligar os enrolamentos do estator com total liberdade. Foi seleccionado um passo polar de 6 cavas.

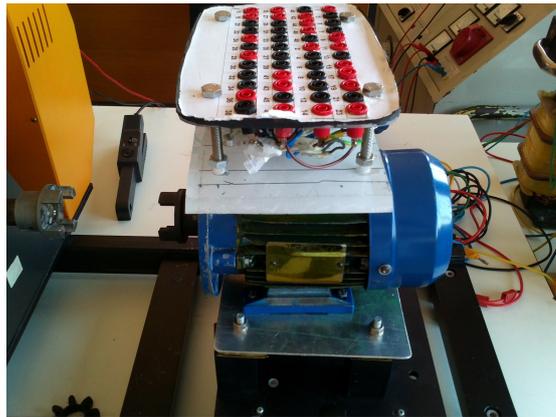


Figura 5.1: Motor de indução em gaiola de esquilo.

### 5.3 Ensaio do Motor de indução polifásico

A determinação da característica de funcionamento de máquinas eléctricas pode ser realizada através de ensaios directos em carga ou por via indirecta através de um modelo da máquina (esquema equivalente), figura 5.2. Assim, torna-se necessário o conhecimentos dos parâmetros que o constituem. A obtenção dos parâmetros dos esquemas equivalentes podem ser obtidos através de dois ensaios, ensaio em vazio mecânico (circuito aberto) e do ensaio com rotor bloqueado (ou curto circuito).

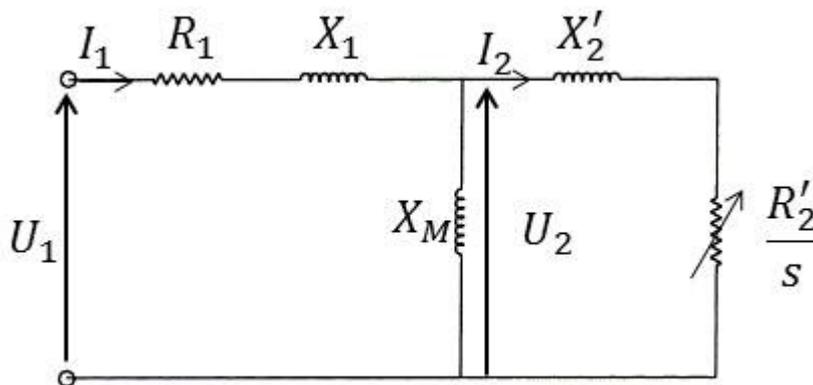


Figura 5.2: Esquema equivalente de steinmetz.

Como se pretende estudar a variação do número de pólos através da variação do número de fases, este será ensaiado para 6 e para 12 fases que tal como foi visto no capítulo 2, são de fácil obtenção . Este número de fases produz, de acordo com a

equação 4.1, 8 e 4 pólos, respectivamente. Significa que para alimentação trifásica será ensaiado para 8 e 4 pólos para posterior comparação. Para obter estas quatro configurações, os enrolamentos do estator são ligados como se apresenta nos esquemas de ligação do capítulo 3. No caso de 6 e 12 fases, a camada superior é ligada directamente à fonte de alimentação enquanto que a camada inferior é ligada a um neutro comum. Deste modo, os enrolamentos são ligados em paralelo. No caso da alimentação trifásica, os enrolamentos também são ligados em paralelo. Assim todos pontos em que o sentido de corrente é de entrada são ligados à fonte de alimentação enquanto que os pontos de saída da corrente são ligados a um neutro comum.

Um vez que não são conhecidas as tensões e as correntes nominais, foi definido como tensão nominal 30 V para todas as configurações, por permitir um valor de corrente aceitável para alimentação trifásica com 4 pólos. No entanto, devido a limitações por parte da corrente, como será visto mais adiante, nem sempre foi possível obter valores de tensão tão elevados.

### 5.3.1 Ensaio com rotor bloqueado

Para realizar o ensaio com rotor bloqueado (ou curto circuito), como o nome indica, bloqueou-se o rotor de modo a que este não rodasse, e assim o escorregamento,  $s$ , é máximo,  $s \rightarrow 1$ ,  $\frac{R'_2}{s} = R'_2$ . Assim, a impedância do circuito equivalente por fase do motor de indução medida é equivalente à série do ramo longitudinal de entrada com o paralelo dos outros dois ramos, figura 5.2. Podendo-se admitir que o ramo de magnetização tem uma impedância muito superior ao ramo longitudinal da parte do rotor, é possível considerar a corrente de magnetização desprezável face à equivalente do rotor, o que resulta no esquema equivalente representado na figura 5.3.

Desta forma, a impedância de curto circuito,  $Z_{cc}$ , é a série do ramo longitudinal, equação 5.1.

$$Z_{cc} = R_1 + R'_2 + j(X_1 + X'_2) \quad (5.1)$$

Este ensaio permite calcular três parâmetros do esquema equivalente,  $X_1$ ,  $X'_2$  e  $R'_2$ , recorrido às equações de 5.2 a 5.7.

$$Z_{cc} = \frac{U_{cc}}{I_{cc}} \quad (5.2)$$

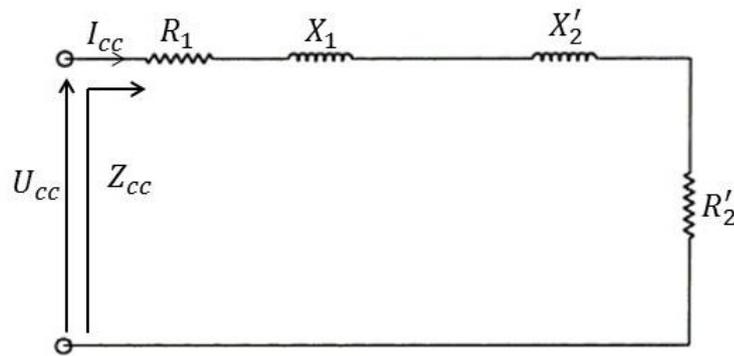


Figura 5.3: Circuito equivalente por fase do motor de indução para o ensaio em curto circuito

$$\varphi = \arccos\left(\frac{P_{cc}/f}{U_{cc} \times I_{cc}}\right) \quad (5.3)$$

$$\begin{cases} R_{cc} = Z_{cc} \times \cos(\varphi); \\ X_{cc} = Z_{cc} \times \sin(\varphi); \end{cases} \quad (5.4)$$

$$R'_2 = R_{cc} - R_1 \quad (5.5)$$

$$X_1 = \frac{X_{cc}}{2} \quad (5.6)$$

$$X'_2 = \frac{X_{cc}}{2} \quad (5.7)$$

Os valores de tensão, corrente e potência por fase foram registados na tabela 5.1.

Tabela 5.1: Dados do ensaio em curto circuito.

Nº de fases	Nº de pólos	$U_{vz}(V)$	$I_{vz}(A)$	P(W)
3	8	5,3	7,92	38,4
	4	9,8	7,77	62,2
6	8	12,1	8,92	100,5
12	4	9,2	1,65	11,6

Por fim, foram calculados os parâmetros referentes a este ensaio, cujo os resultados estão apresentados na tabela 5.2. De salientar que o valor de  $R_1$  foi obtido por meio de um ohmímetro numa fase.

Tabela 5.2: Parâmetros do esquema equivalente, calculados a partir do ensaio com rotor bloqueado.

Nº de fases	Nº de pólos	$Z_{cc}(\Omega)$	$\varphi(^{\circ})$	$R_{cc}(\Omega)$	$X_{cc}(\Omega)$	$R_1(\Omega)$	$R'_2(\Omega)$	$X_1(\Omega)$	$X'_2(\Omega)$
3	8	0,67	24	0,61	0,27	0,6	0,01	0,14	0,14
	4	1,26	35	1,03	0,73	0,6	0,43	0,36	0,36
6	8	1,4	22	1,3	0,5	1,1	0,16	0,25	0,25
12	4	5,58	40	4,26	3,60	2,00	2,26	1,80	1,80

### 5.3.2 Ensaio em vazio

Para realizar o ensaio em vazio, aplica-se a tensão nominal e coloca-se o motor a rodar em vazio mecânico com veio livre de carga. Deste modo, a velocidade de rotação aproxima-se da velocidade de sincronismo e consequentemente o escorregamento,  $s$ , aproxima-se de zero.

Este ensaio, permite confirmar a velocidade de sincronismo e calcular o parâmetro  $X_M$  do esquema equivalente da figura 5.4.

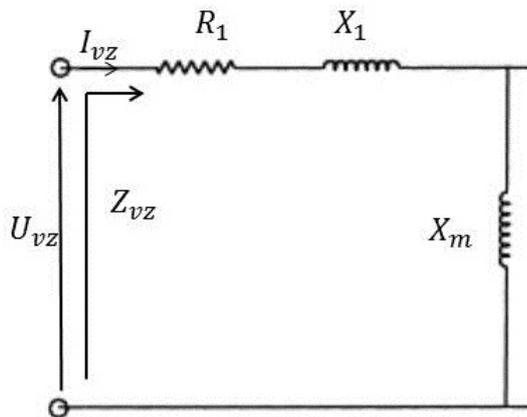


Figura 5.4: Circuito equivalente por fase do motor de indução para o ensaio em vazio.

Como  $s = 0 \rightarrow \frac{R'_2}{s} \approx \infty$ . O circuito comporta-se como um circuito aberto do lado do rotor, fazendo com que a impedância para este circuito,  $Z_{vz}$ , seja a série do ramo transversal com impedância do rotor (equação 5.8).

$$Z_{vz} = R_1 + j(X_1 + X_M) \quad (5.8)$$

Através das equações de 5.9 a 5.12, obtem-se o valor de  $X_M$ .

$$Z_{vz} = \frac{U_{vz}}{I_{vz}} \quad (5.9)$$

$$\varphi = \arccos\left(\frac{P_{vz}/f}{U_{vz} \times I_{vz}}\right) \quad (5.10)$$

$$\begin{cases} R_{vz} = Z_{vz} \times \cos(\varphi); \\ X_{vz} = Z_{vz} \times \sin(\varphi); \end{cases} \quad (5.11)$$

$$X_M = X_{vz} - X_1 \quad (5.12)$$

Os dados da tensão, corrente e potência por fase do ensaio em vazio mecânico foram registados na tabela 5.3.

Tabela 5.3: Dados dos ensaio em vazio.

Nº de fases	Nº de pólos	$U_{vz}(V)$	$I_{vz}(A)$	P(W)
3	8	7,1	7,87	37,2
	4	29,7	7,47	140
6	8	12	7,49	63,1
12	4	30,2	1,64	9,8

Nos ensaios de seis fases com oito pólos e de três fases com oito pólos, não foi possível alimentar o motor com 30 V, uma vez que a corrente já se encontrava bastante elevada. Estes valores de tensão são um pouco inferiores ao seria esperado tendo em conta os valores de corrente e  $R_1$  das outras configurações. Este fenómeno pode ser explicado pela saturação magnética que, como se verificou, a f.m.m. nestas duas configurações tem uma forte componente de hamónicas espaciais, o que provoca degradação do fluxo magnético afectando a tensão por fase. Com alimentação hexafásica a potência está distribuída por mais fases e tem uma resistência dos enrolamentos do estator maior, sendo menos afectada do que com alimentação trifásica.

A partir do resultados obtidos foi calculado o valor de  $X_M$  cujo os resultados estão apresentados na tabela 5.4.

Tabela 5.4: Parâmetros do esquema equivalente, obtidos a partir do ensaio em vazio

Nº de fases	Nº de pólos	$Z_{vz}(\Omega)$	$\varphi(^{\circ})$	$R_{vz}(\omega)$	$X_{vz}(\Omega)$	$X_M(\Omega)$
3	8	0,90	48	0,60	0,67	0,54
	4	3,98	51	2,50	3,09	2,72
6	8	1,60	45	1,12	1,14	0,89
12	4	18,41	79	3,64	18,05	16,25

## 5.4 Ensaio em Carga

O ensaio em carga é bastante importante por permitir determinar a característica de funcionamento do motor. Através deste ensaio é possível validar o esquema equivalente pela comparação do gráfico obtido com o originado pelo modelo do esquema equivalente.

O ensaio em carga é realizado introduzindo a carga resistente à rotação do motor no veio. Para o efeito, foi utilizado um gerador de corrente contínua de excitação independente, ligado a uma resistência de carga variável, permitindo adicionar carga no veio do motor. As tabelas 5.5, 5.6 e 5.7 contêm os valores registados.

Tabela 5.5: Valores do ensaio em carga, com alimentação dodecafásico e quatro pólos.

	$U_1$ (V)	$I_1$ (A)	P(w)	T(N.m)	$N_r$ (RPM)
1	30,3	1,64	15,6	0,6	1440
2	30,3	1,63	20,6	0,9	1430
3	30,3	1,65	23,5	1,2	1425
4	30,3	1,66	25,7	1,4	1415
5	30,2	1,68	28,8	1,6	1390
6	30,1	1,71	31,5	1,8	1375
7	30,1	1,75	34,4	2	1360
8	30	1,8	37,3	2,2	1340
9	29,9	1,88	40,6	2,4	1320
10	29,9	1,95	43,9	2,6	1300
11	29,7	2,05	47,5	2,8	1280
12	29,5	2,15	50,8	3	1250

Tabela 5.6: Valores do ensaio em carga, com alimentação trifásico e quatro pólos.

	$U_1$ (V)	$I_1$ (A)	P(w)	T(N.m)	$N_r$ (RPM)
1	30	7,84	161,6	0,2	1460
2	30,1	7,95	178,8	0,5	1430
3	29,8	8,31	200,8	1	1390
4	29,8	8,56	213	1,45	1375

Tabela 5.7: Valores do ensaio em carga, com alimentação hexafásica e oito pólos.

	$U_1$ (V)	$I_1$ (A)	P(w)	T(N.m)	$N_r$ (RPM)
1	12,2	6,74	63,7	0,5	720
2	12,5	6,63	67,1	0,8	690
3	12,7	6,58	69,9	1	670
4	12,8	6,61	73,3	1,2	640

Não foi possível recolher dados do ensaio em carga com alimentação trifásica com

8 pólos devido ao baixo binário insuficiente para rodar o gerador de carga. Este factor mais uma vez pode ser explicado com o efeito da saturação magnética que, para além de afectar as correntes por fase, afecta também o binário.

É importante referir que estes valores estão sujeitos a erros de leitura uma vez que se tratava de aparelhos de medida analógicos com uma alcance excessivo, reduzindo o rigor da leitura.

## 5.5 Resultado Experimentais

Uma vez calculados os parâmetros do esquema equivalente é necessário comparar as curvas teóricas de binário/velocidade com as obtidas experimentalmente através do ensaio em carga. As equações de 5.13 a 5.23, permitem traçar a curva característica teórica do binário a partir do esquema equivalente da figura 5.2 .

$$Z_2 = \frac{R'_2}{s} + jX'_2 \quad (5.13)$$

$$Z_{par} = \frac{jX_M \times Z_2}{jX_M + Z_2} \quad (5.14)$$

$$Z_1 = R_1 + jX_1 \quad (5.15)$$

$$Z_{in} = Z_1 + Z_{par} \quad (5.16)$$

$$I_1 = \frac{U_1}{Z_{in}} \quad (5.17)$$

$$U_2 = U_1 - Z_1 * I_1 \quad (5.18)$$

$$I_2 = \frac{U_2}{Z_2} \quad (5.19)$$

$$P_{elec} = m \times U_1 \times |I_1| \times \cos(\arg(I_1)) \quad (5.20)$$

$$P_{int} = P_{elec} - m \times R_1 \times |I_1|^2 \quad (5.21)$$

$$P_{mec} = m \times R'_2 \times \frac{(1-s)}{s} \times |I_2|^2 \quad (5.22)$$

$$T = \frac{P_{mec}}{\omega_r} \quad (5.23)$$

Como se tem alimentação polifásica,  $m$ , representa o número de fases e  $\arg(I_1)$ , o argumento do complexo  $I_1$ .

### 5.5.1 Alimentação dodecafásica e hexafásica

Começou-se por traçar as curvas binário-velocidade experimental e teórica para alimentação dodecafásica com quatro pólos (figura 5.5).

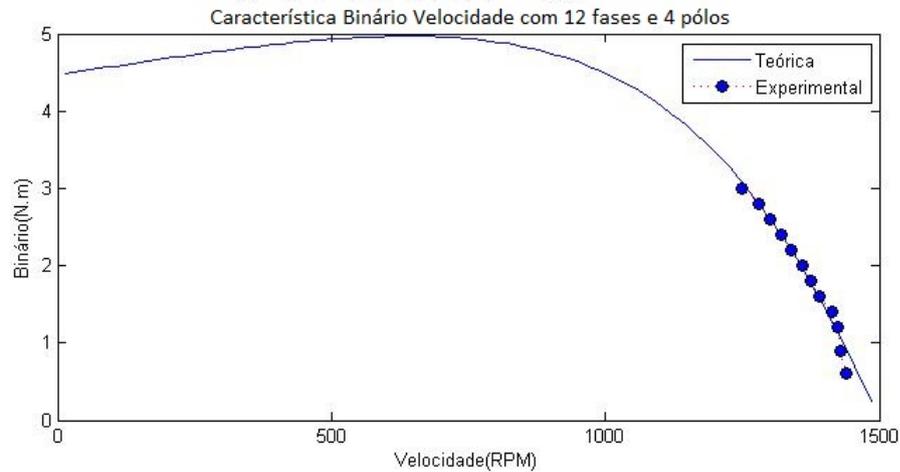


Figura 5.5: Comparação da característica binário-velocidade, dos dados teóricos e experimentais, com alimentação dodecafásica e dois pares de pólos.

Ao analisar o gráfico é notória a semelhança entre o gráfico experimental e o teórico. É de realçar mais uma vez erros cometidos nas leituras e devidas aproximações do esquema equivalente, nomeadamente o desprezo das perdas magnéticas.

Em seguida, traçaram-se as curvas binário-velocidade experimental e teórica para alimentação hexafásica (figura 5.6).

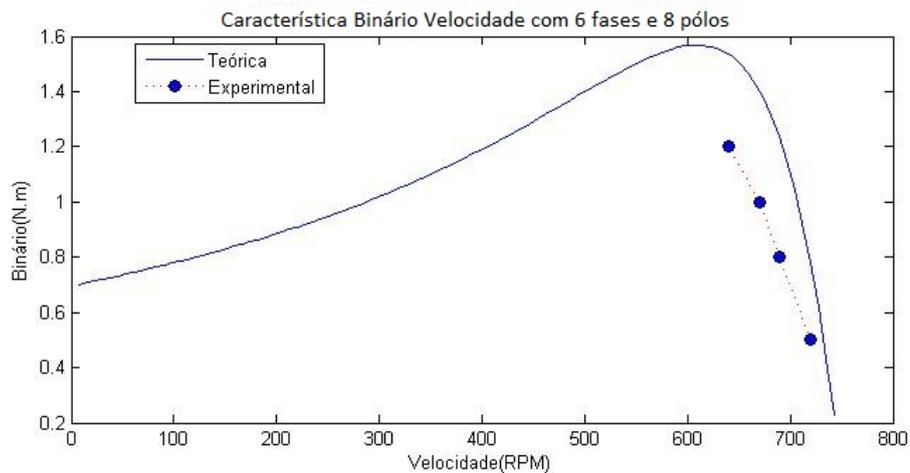


Figura 5.6: Comparaçã da caractristica binário-velocidade, dos dados teóricos e experimentais, com alimentação hexafásica e oito pólos.

Pela análise dos gráficos verifica-se uma certa parecença. À semelhança dos casos anteriores, a ligeira diferença é explicada pelos erros de leitura cometidos e aproximações realizadas.

Não é possível comparar as duas configurações uma vez que não foi possível efectuar os ensaios com a mesma tensão.

Nas figuras 5.7 e 5.8, está representado o andamento das tensões e das correntes com alimentação hexafásica, respectivamente. É possível verificar um desfasamento de  $60^\circ$  entre as fases. Uma vez que não era possível obter simultaneamente mais do que seis fases, não foi registado o andamento das correntes e das tensões para alimentação dodecafásica.

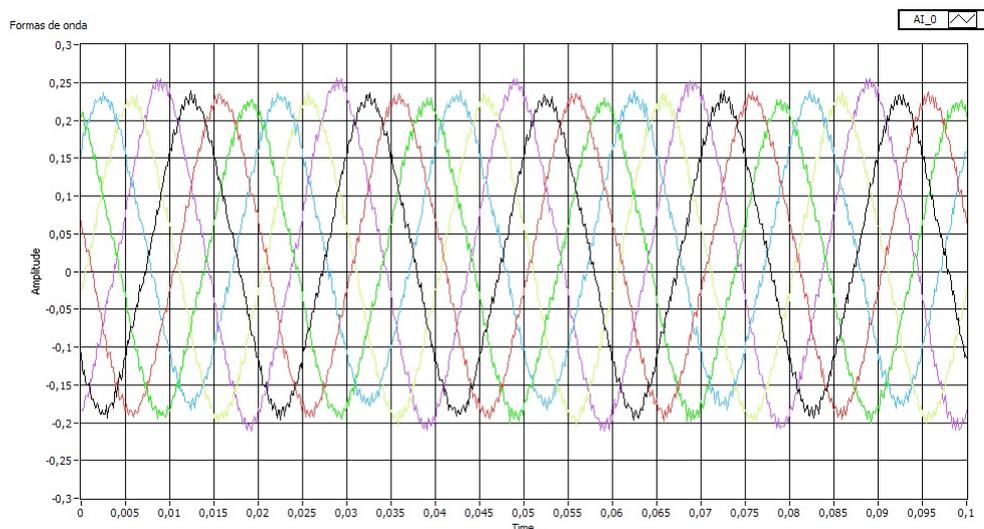


Figura 5.7: Gráfico do andamento das correntes com alimentação hexafásica

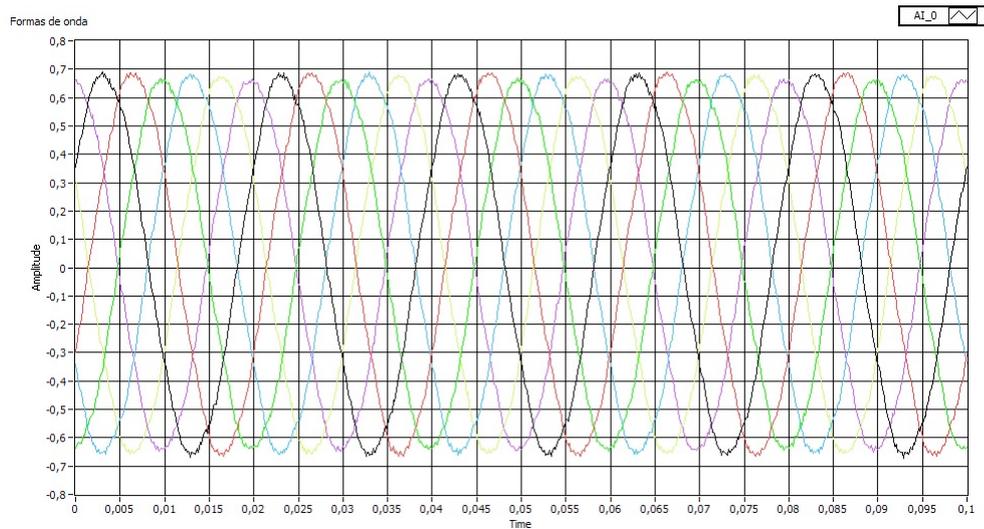


Figura 5.8: Gráfico do andamento das tensões com alimentação hexafásica

### 5.5.2 Alimentação trifásica

Começou-se, por traçar-se as curvas binário-velocidade experimental e teórica para quatro pólos, figura 5.9.

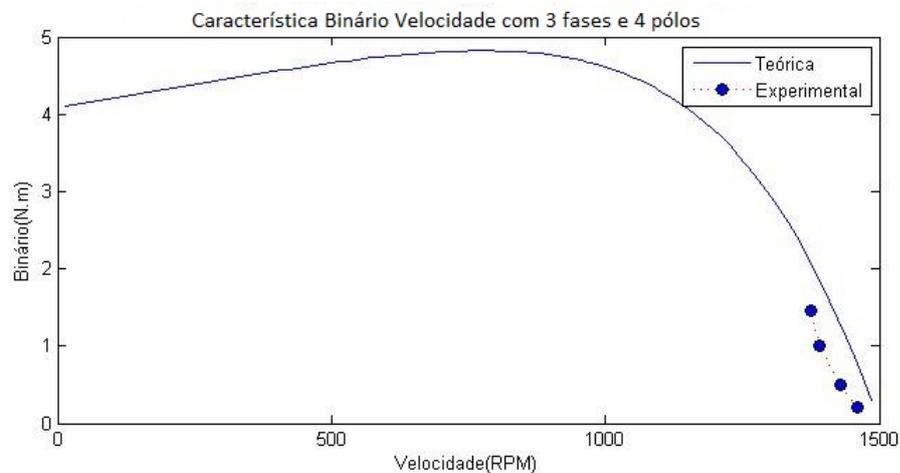


Figura 5.9: Comparação da característica binário-velocidade, dos dados teóricos e experimentais, com alimentação trifásica e dois pares de pólos.

Constata-se pelo gráfico que a curva teórica e experimental se aproximam bastante. Estão presentes os mesmo erros e as mesmas aproximações que levaram à ligeira diferença entre as curvas. Verifica-se que os valores de binário são muito parecido com valores obtido com 12 fases, no entanto com três fases tem-se um maior consumo de corrente para o mesmo efeito.

Seguidamente, traçaram-se as curvas binário/velocidade experimental e teórica com alimentação trifásica e oito pólos que estão apresentadas na figura 5.10.

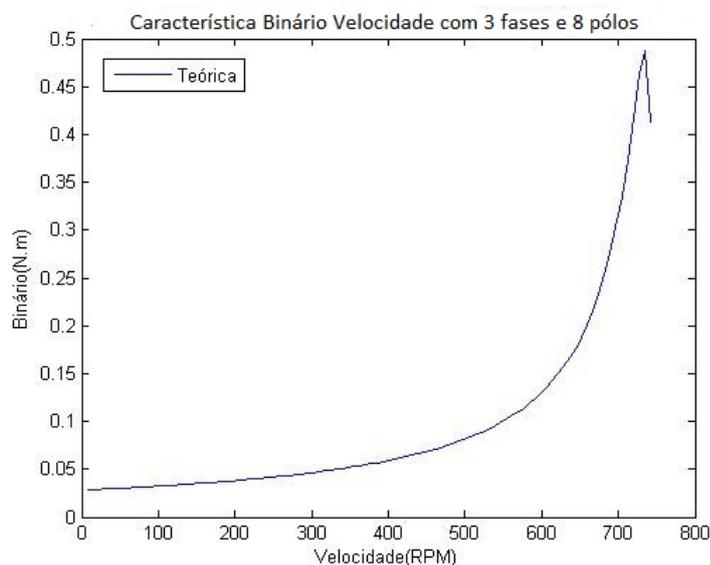


Figura 5.10: Comparação da característica binário-velocidade, dos dados teóricos e experimentais, com alimentação trifásica e quatro pares de pólos.

Como foi visto anteriormente, não foi possível realizar o ensaio em carga para esta configuração o que inviabiliza a validação do esquema equivalente. No entanto é de notar que este confirma a produção de baixos valores de binário.

## 5.6 Conclusão

O maior problema encontrado nos ensaios foi devido às ligações em paralelo que diminuem significativamente a impedância dos enrolamentos do estator, aumentando a corrente significativamente. Outra questão que é importante realçar prende-se com facto de um maior número de pólos exigir menor número de fases fazendo com que a impedância dos enrolamentos do estor diminua. Assim, o binário irá aumentar numa maior ordem de grandeza do que foi visto no capítulo 2, uma vez que na figura 2.3 foram considerados constantes os parâmetros do motor de indução. No entanto, a corrente aumentará. As harmónicas espaciais vistas no capítulo 3 para oito pólos com alimentação hexafásica e trifásica têm efeito negativo no desempenho. Para estas configurações não foi possível obter níveis de tensão como para as configurações de quatro pólos com alimentação trifásica e dodecafásica e, conseqüentemente, um binário menor ao contrário do que seria de esperar para um maior número de pólos.



## Conclusão

Nesta dissertação demonstrou-se que se consegue variar o número de pólos pela variação da defasagem das tensões aplicadas nos enrolamentos do estator, sendo possível obter uma ampla gama de velocidades com a variação do número de pólos, desde que o número de cavas do motor seja bem dimensionado.

Verificou-se que as distribuições das f.m.m. são iguais para alimentação trifásica e polifásica com o mesmo número de pólos. No entanto, constatou-se que um número de cavas condiciona a escolha do número de pólos, introduzindo harmónicas espaciais para algumas configurações de pólos, se não for correctamente dimensionada.

Foram encontradas algumas dificuldades na obtenção da curva característica, uma vez que nos cálculos dos parâmetros do esquema equivalente a impedância do ramo transversal apresentava valores baixos, o que não permitia que esta fosse considerada muito maior do que a impedância do ramo longitudinal da parte do rotor. Este problema desapareceu quando se mudaram os aparelhos de medição e o gerador de carga por uns mais adequados permitindo que os cálculos fossem mais precisos. Contudo os aparelhos utilizados introduziram alguns erros devido à sua ampla escala o que levou a valores pouco rigorosos.

Através dos ensaios realizados foi possível concluir que devido aos enrolamentos se encontrarem em paralelo a impedância dos enrolamentos do estator diminuiu significativamente, originando um aumento da corrente indesejável. Verificou-se

também que a presença de harmônicas espaciais influencia o funcionamento do motor, degradando o seu desempenho consideravelmente. Constatou-se que para se obter um maior número de pólos é necessário diminuir o número de fases, o que faz com que a impedância dos enrolamentos do estator diminua, levando a um aumento da corrente e consequentemente a um aumento do binário. Foi possível verificar uma maior eficiência com alimentação com mais do que três fases quando utilizados os mesmo esquemas de enrolamentos(paralelo).

Em trabalhos futuros será importante o estudo do fluxo magnético do motor de modo a compreender casos de saturação magnética e a sua influência no desempenho de motores de indução. Um estudo utilizando um motor com maior número de cavas premitirá uma análise mais ampla na variação dos pólos e na injeção de um número mais alargado de fases, o que permitirá tirar mais conclusões relativamente à viabilidade do método estudado. É também recomendável a utilização de aparelhos de medida com alcance e sensibilidade tais que possibilitem um estudo mais rigoroso e completo. Também seria importante a implementação de um sistema de controlo capaz de controlar o motor.

# Bibliografia

- [1] U.A. Bakshi and M.V. Bakshi. *Electrical Drives And Control*. Technical Publications, 2009.
- [2] D. Glukhov and O. Muravleva. Multiphase induction motors for variable speed drives. *Compatibility in Power Electronics, 2007. CPE '07*, pages 1 –2, 29 2007-june 1 2007.
- [3] E. Levi. Multiphase electric machines for variable-speed applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(5):1893 –1909, may 2008.
- [4] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H.A. Toliyat, and S. Williamson. Multiphase induction motor drives - a technology status review. *Electric Power Applications, IET*, 1(4):489 –516, july 2007.
- [5] J.M. Miller, Stefanovic, V., Ostovic, V., and J. Kelly. Design considerations for an automotive integrated starter-generator with pole-phase modulation. In *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE*, volume 4, pages 2366 –2373 vol.4, 30 2001-oct. 4 2001.
- [6] João Miguel MURTA PINA. Polyphase motor with variable number of poles. *Patente WO/2010/013226*, February 2010.
- [7] M. Osama and T.A. Lipo. A new inverter control scheme for induction motor drives requiring wide speed range. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 32(4):938 – 944, jul/aug 1996.

- [8] L. Parsa. On advantages of multi-phase machines. In *Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE*, page 6 pp., nov. 2005.
- [9] J. Pina. Proof-of-concept of a variable poles multiphase motor. In *Proceedings of the Flux Users Conference*, Autrans, France, October 2009.
- [10] J. Portos, M.P. Reddy, and D. Eaton. Application and advantages of pam multi speed motors in petroleum and chemical industries. In *Petroleum and Chemical Industry Conference (PCIC), 2010 Record of Conference Papers Industry Applications Society 57th Annual*, pages 1 –10, sept. 2010.
- [11] G.H. Rawcliffe and B.V. Jayawant. The development of a new 3:1 pole-changing motor. *Proceedings of the IEE - Part A: Power Engineering*, 103(9):306 –316, june 1956.
- [12] José Matias e José Rodrigues. *Máquinas Eléctricas - Transformadores*. Didáctica Editora, 1999.
- [13] G.K Singh. Multi-phase induction machine drive research—a survey. *Electric Power Systems Research*, 61(2):139 – 147, 2002.
- [14] Victor R. Stefanovic and John Michael Miller. Toroidally wound induction motor-generator with selectable number of poles and vector control, April 2005.
- [15] Dongsun Sun, Baoming Ge, and Daqiang Bi. Winding design for pole-phase modulation of induction machines. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, pages 278 –283, sept. 2010.
- [16] E.E. Ward and H. Harer. Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor. *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, 116(6):980 –984, june 1969.