



Universidade do Porto
Faculdade de Engenharia
FEUP

Mestrado Integrado em Engenharia
Eletrotécnica e de Computadores



UNIVERSIDADE REGIONAL
DE BLUMENAU

Engenharia Elétrica

Análise do Funcionamento de um Servomotor de Corrente Alternada com Ímãs Permanentes

Nuno Miguel Rodrigues de Matos



Blumenau, 2012



Universidade do Porto
Faculdade de Engenharia
FEUP

Mestrado Integrado em Engenharia
Eletrotécnica e Computadores



UNIVERSIDADE REGIONAL
DE BLUMENAU

Engenharia Elétrica

Análise do Funcionamento de um Servomotor de Corrente Alternada com Ímãs Permanentes

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado para
aprovação às disciplinas de Estágio Supervisionado e
Trabalho de Conclusão de Curso, FURB-FEUP

Professor Doutor Sérgio H. L. Cabral - Orientador (FURB)
Professor Doutor Carlos M. A. Sá - Co-Orientador (FEUP)
Engenheiro Mestre Hugo G.G. Mello - Supervisor
Engenheiro Mestre Solon B. Silveira - Supervisor

Blumenau, 2012

Análise do Funcionamento de um Servomotor de Corrente Alternada com Ímanes Permanentes

Trabalho de Conclusão de Curso

Por:

Nuno Miguel Rodrigues de Matos

Dissertação submetida à Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto como requisito parcial para a obtenção de grau Mestre em Engenharia Electrotécnica e Computadores

(Sérgio Henrique Lopes Cabral)

(Nuno Miguel Rodrigues de Matos)

Resumo

Atualmente, a busca por um aumento da eficiência energética levanta cada vez mais desafios à humanidade. No que diz respeito ao universo dos motores elétricos, estes representam uma grande fatia no consumo de energia elétrica a nível mundial, promovendo grandes batalhas aos engenheiros projetistas.

O presente trabalho demonstra os resultados de um estudo detalhado da análise do funcionamento de um servomotor trifásico de corrente alternada com o seu rotor constituído por ímãs permanentes.

Este estudo focaliza-se essencialmente na procura de uma redução do material ativo utilizado para a construção do servomotor, mantendo o seu desempenho inalterado ou se possível melhorá-lo, tornando o produto mais competitivo no mercado. Para que tal seja realizável, é utilizado um novo tipo de enrolamento aliado às várias topologias, tanto estatóricas como rotóricas.

Este trabalho foi desenvolvido nas instalações da WEG, parque fabril 1, no departamento de Pesquisa & Inovação Tecnológica, ao abrigo do programa de intercâmbio FEUP-FURB, como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores na Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Portugal.

Abstract

Currently, the search for an increase of energetic efficiency introduces new challenges to humanity.

With regard to the universe of electric motors, these represent a large share in the consumption of worldwide electricity, promoting great battles to the design engineers.

The present work demonstrates the results of a study of the detailed analysis of the functioning of a three-phase servomotor with its rotor constituted by permanent magnets.

This paper focuses primarily on demand for a reduction of the active material used for the construction of the servomotor, maintaining unchanged performance and improve it is possible, making the product more competitive. To make this feasible it is used for a new type of winding coupled with various topologies, both stator and rotor.

This research was performed at WEG facilities in the department of Research & Technological Innovation under the exchange program FURB-FEUP, as a partial requirement for the degree of Master in Electrotechnical and Computer Engineering at the Faculty of Engineering, University of Porto, Portugal.

Agradecimentos

Quero agradecer encarecidamente aos meus pais, pois sem o seu apoio e sua orientação dificilmente teria conseguido realizar este trabalho.

Ao Professor Doutor Carlos Manuel de Araújo Sá, pois permitiu que a minha vinda para o Brasil fosse possível.

Ao Engenheiro Mestre Solon Brum Silveira por toda a paciência e por todos os conhecimentos que me transmitiu.

Ao Engenheiro Mestre Hugo Mello por toda a orientação dada ao longo do trabalho e pelo seu grande lado humano.

Ao todo o pessoal do departamento de tecnologia do produto pelo apoio e pelas risadas, nomeadamente ao Emerson, Fábio, Marcelo, Postol, Isaac, Solon, Edson e os demais.

Ao pessoal do laboratório pela companhia e pelo apoio, essencialmente à Loreni, Edson Spézia, Beth, Kátia, Angelita e os demais.

Aos meus amigos de Portugal, destacando o Daniel Matos e a Marlene Rodrigues pelo apoio incondicional.

*"If the doors of perception were cleansed everything
would appear to man as it is, Infinite."*

William Blake

Índice

Capítulo 1	1
1.1 Objetivos.....	1
1.2 Perspetiva Histórica.....	1
1.3 Máquinas Elétricas Rotativas	3
1.3.1 Motores de Corrente Contínua	4
1.3.2 Motores de Corrente Alternada	5
Capítulo 2	7
2.1 Motores de Ímãs Permanentes	7
2.1.1 Aspectos Construtivos	7
2.1.2 Topologias	9
2.1.3 Funcionamento	11
2.1.4 Transformada de Park	13
2.2 Ímãs Permanentes	17
2.2.1 Conceitos Elementares	17
2.2.2 Caraterísticas de Funcionamento	18
2.2.3 Tipos de Ímãs	21
2.3 Enrolamentos Estatóricos	24
2.3.1 Introdução	25
2.3.2 Caraterísticas	25
2.3.3 Enrolamento por Pólos	26
2.3.4 Enrolamento por Pólos Consequentes	26
2.3.5 Enrolamento Concêntrico	27
2.3.6 Enrolamento Camada Única	27
2.3.7 Enrolamento Camada Dupla	28
2.3.8 Enrolamento Distribuído/Imbricado	28

2.3.9	Enrolamento Concentrado “Single Tooth”	30
2.4	Servomotor	33
2.4.1	Introdução	33
2.4.2	Servomotor CA com Ímãs permanentes	34
2.4.3	Sistemas de Detecção de Posição	35
2.4.4	Controlo	38
2.4.5	Funcionamento	40
Capítulo 3	45
3.1	Servomotor Analisado.....	45
3.1.1	Caraterísticas Técnicas.....	45
3.2	Pesquisas.....	47
3.2.1	Programa Computacional Utilizado	47
3.2.2	Configuração Base.....	49
3.2.3	Alterações Estatóricas	54
3.2.4	Alterações Estatóricas e Rotóricas	62
3.2.5	Diminuição do Pacote	71
3.2.6	Estudo Comparativo.....	80
Capítulo 4	82
4.1	Conclusão	82
4.2	Sugestões para trabalhos futuros	83
Referências.....		84
Bibliografia		85

Lista de Figuras

<i>Figura 1.1 - Motor trifásico patenteado em 1889.....</i>	<i>2</i>
<i>Figura 1.2 - Esquema do universo de motores elétricos.....</i>	<i>3</i>
<i>Figura 1.3 - Motor de corrente contínua convencional.....</i>	<i>4</i>
<i>Figura 2.1 - Motor de ímãs permanentes de fluxo radial.....</i>	<i>10</i>
<i>Figura 2.2 - Motores de ímãs permanentes de fluxo axial.....</i>	<i>11</i>
<i>Figura 2.3 - Motor de ímãs permanentes de fluxo transversal.....</i>	<i>11</i>
<i>Figura 2.4 - Modelo de um motor síncrono trifásico de ímãs permanentes.....</i>	<i>12</i>
<i>Figura 2.5 - Gráfico da transformada de Park.....</i>	<i>14</i>
<i>Figura 2.6 - Curva B-H do ímã permanente.....</i>	<i>18</i>
<i>Figura 2.7 - Ponto de Trabalho e Reta de Carga.....</i>	<i>19</i>
<i>Figura 2.8 - Produto Energético.....</i>	<i>20</i>
<i>Figura 2.9 - Curvas de Desmagnetização em Função da Temperatura (ímã de Ferrite).....</i>	<i>20</i>
<i>Figura 2.10 - Curvas de desmagnetização em função da temperatura (ímã de NdFeB).....</i>	<i>21</i>
<i>Figura 2.11 - Evolução do produto energético dos materiais magnéticos ao longo do tempo....</i>	<i>24</i>
<i>Figura 2.12 - Criação dos pólos.....</i>	<i>26</i>
<i>Figura 2.13 - Enrolamento por pólos.....</i>	<i>26</i>
<i>Figura 2.14 - Ligação por pólos consequentes (4 Pólos).....</i>	<i>27</i>
<i>Figura 2.15 - Enrolamento concêntrico (24 Ranhuras / 2 Pólos).....</i>	<i>27</i>
<i>Figura 2.16 - Soma fasorial das tensões induzidas (enrolamento distribuído).....</i>	<i>29</i>
<i>Figura 2.17 - Enrolamento distribuído (24 Ranhuras / 2 Pólos).....</i>	<i>30</i>
<i>Figura 2.18 - Relação Número de Ranhuras/ Factor de Enrolamento.....</i>	<i>31</i>
<i>Figura 2.19 - Servomotor de corrente alternada de ímanes permanentes.....</i>	<i>34</i>
<i>Figura 2.20 - Princípio de funcionamento de um encoder ótico.....</i>	<i>35</i>
<i>Figura 2.21 - Encoder incremental.....</i>	<i>36</i>
<i>Figura 2.22 - Encoder absoluto.....</i>	<i>36</i>
<i>Figura 2.23 - Esquema eléctrico do Resolver.....</i>	<i>37</i>
<i>Figura 2.24 - Resolver.....</i>	<i>37</i>
<i>Figura 2.25 - Efeito de Hall.....</i>	<i>38</i>
<i>Figura 2.26 - Geração de um sinal PWM.....</i>	<i>39</i>
<i>Figura 2.27 - Sinal PWM.....</i>	<i>40</i>
<i>Figura 2.28 - Espectro harmónico do sinal da figura 2.26.....</i>	<i>40</i>
<i>Figura 2.29 - Esquema equivalente Motor Corrente Continua.....</i>	<i>41</i>
<i>Figura 2.30 - Esquema equivalente de um motor síncrono de ímãs permanentes.....</i>	<i>43</i>

<i>Figura 3.1 - Servomotor</i>	45
<i>Figura 3.2 - Interface gráfica do SPEED</i>	47
<i>Figura 3.3 - Opções do "Speed"</i>	47
<i>Figura 3.4 - Interface gráfica do SPEED (estator e rotor de um motor de 12 Ranhuras 4 Pólos)</i> 48	
<i>Figura 3.5 - Interface gráfica do SPEED (distribuição dos enrolamentos)</i>	49
<i>Figura 3.6 - Estrutura estatórica da configuração base</i>	50
<i>Figura 3.7- Distribuição dos enrolamentos da configuração base</i>	50
<i>Figura 3.8 - Cogging Torque da configuração base</i>	52
<i>Figura 3.9 - Tensão gerada (EMF) da configuração base</i>	53
<i>Figura 3.10 - Análise Binário/Velocidade da configuração base</i>	53
<i>Figura 3.11 - Velocidade máxima e tensão requerida pelo servomotor da configuração base</i> ...	54
<i>Figura 3.12 - Configuração do enrolamento concentrado "Single Tooth" (6 ranhuras/8 pólos)</i> .	55
<i>Figura 3.13 - Constituição da configuração (6 Ranhuras/8 Pólos)</i>	55
<i>Figura 3.14 - Constituição da configuração (9 Ranhuras/8 Pólos)</i>	56
<i>Figura 3.15 - Constituição da configuração (12 Ranhuras/8 Pólos)</i>	56
<i>Figura 3.16 - Constituição da configuração (15 Ranhuras/8 Pólos)</i>	57
<i>Figura 3.17 - Tensão gerada (EMF) (6 Ranhuras/8 Pólos)</i>	61
<i>Figura 3.18 - Tensão gerada (EMF) (9Ranhuras/8Pólos)</i>	61
<i>Figura 3.19 - Tensão gerada (EMF) (12Ranhuras/8Pólos)</i>	61
<i>Figura 3.20 - Constituição da configuração (6 Ranhuras/4 Pólos)</i>	62
<i>Figura 3.21 - Constituição da configuração (9 Ranhuras/6 Pólos)</i>	63
<i>Figura 3.22 - Constituição da configuração (12 Ranhuras/ 10 Pólos)</i>	63
<i>Figura 3.23 - Constituição da configuração (15 Ranhuras/ 10 Pólos)</i>	64
<i>Figura 3.24 - Constituição da configuração (12 Ranhuras/ 14 Pólos)</i>	64
<i>Figura 3.25 - Gráfico de Cogging Torque (6R/4P)</i>	67
<i>Figura 3.26 - Gráfico de Cogging Torque (9R/6P)</i>	67
<i>Figura 3.27 - Gráfico do Cogging Torque (12R/ 10P)</i>	67
<i>Figura 3.28 - Gráfico do Cogging Torque (15R/ 10P)</i>	67
<i>Figura 3.29 - Gráfico de Cogging Torque (12R/ 14P)</i>	68
<i>Figura 3.30 - Forma de Onda da tensão Gerada (EMF) 6R/ 4P</i>	69
<i>Figura 3.31 - Forma de Onda da tensão Gerada (EMF) 9R/ 6P</i>	69
<i>Figura 3.32 - Forma de Onda da tensão Gerada (EMF) 12R/ 10P</i>	69
<i>Figura 3.33 - Forma de Onda da tensão Gerada (EMF) 15R/ 10P</i>	69
<i>Figura 3.34 - Forma de Onda da tensão Gerada (EMF) 12R/ 14P</i>	69
<i>Figura 3.35 - Gráfico de Cogging Torque (6R/8P) (Pacote Reduzido)</i>	73
<i>Figura 3.36 - Gráfico de Cogging Torque (9R/8P) (Pacote Reduzido)</i>	73
<i>Figura 3.37 - Gráfico de Cogging Torque (12R/ 10P) (Pacote Reduzido)</i>	74
<i>Figura 3.38 - Gráfico de Cogging Torque (12R/ 14P) (Pacote Reduzido)</i>	74

<i>Figura 3.39 - Gráfico da EMF (6R/8P) (Pacote Reduzido)</i>	74
<i>Figura 3.40 - Gráfico da EMF (9R/8P) (Pacote Reduzido)</i>	74
<i>Figura 3.41 - Gráfico da EMF (12R/10P) (Pacote Reduzido)</i>	75
<i>Figura 3.42 Gráfico da EMF (12R/14P) (Pacote Reduzido)</i>	75
<i>Figura 3.43 - Gráfico do Binário/Velocidade (6R/8P) (Pacote Reduzido)</i>	75
<i>Figura 3.44 - Gráfico do Binário/Velocidade (9R/8P) (Pacote Reduzido)</i>	75
<i>Figura 3.45 - Gráfico do Binário/Velocidade (12R/10P) (Pacote Reduzido)</i>	76
<i>Figura 3.46 - Gráfico do Binário/Velocidade (12R/14P) (Pacote Reduzido)</i>	76
<i>Figura 3.47 - Distribuição de campo na configuração (6R/8P) pacote reduzido</i>	77
<i>Figura 3.48 - Distribuição de Campo na Configuração (9R/8P) pacote reduzido</i>	77
<i>Figura 3.49 - Distribuição de campo na configuração (12R/10P) pacote reduzido</i>	77
<i>Figura 3.50 - Distribuição de campo na configuração (12R/14P) pacote reduzido</i>	77
<i>Figura 3.51 - Configuração com ímãs superficiais (sem arredondamento das extremidades)</i>	79
<i>Figura 3.52 - Configuração com ímanes superficiais (com ligeiro arredondamento das extremidades)</i>	79

Lista de Tabelas

<i>Tabela 1 - Concepções topológicas dos motores de ímanes permanentes</i>	10
<i>Tabela 2 - Factor de Enrolamento</i>	31
<i>Tabela 3 - Características e especificações técnicas</i>	45
<i>Tabela 4 - Dimensões do servomotor</i>	46
<i>Tabela 5 - Chapa de características do servomotor</i>	46
<i>Tabela 6 - Características da configuração base</i>	51
<i>Tabela 7 - Características das configurações</i>	57
<i>Tabela 8 - Poupança em Peso de Cobre e Dimensões das Bobinas</i>	58
<i>Tabela 9 - Novos valores de binário e corrente (sem considerar o valor da tensão)</i>	59
<i>Tabela 10 - Novos valores de binário e corrente (considerando o valor de tensão)</i>	60
<i>Tabela 11 - Valores de Cogging Torque</i>	60
<i>Tabela 12 - Características das configurações</i>	65
<i>Tabela 13 - Poupança de Material Activo</i>	66
<i>Tabela 14 - Valores do incremento de binário</i>	66
<i>Tabela 15 - Valores de Cogging Torque</i>	68
<i>Tabela 16 - Características das Configurações</i>	71
<i>Tabela 17 - Novos binários (redução pacote)</i>	73
<i>Tabela 18 - Cogging Torque (pacote reduzido)</i>	74
<i>Tabela 19 - Velocidades máximas com redução de pacote</i>	76
<i>Tabela 20 - Poupança material activo com pacote reduzido</i>	76
<i>Tabela 21 - Induções nas configurações pacote reduzido</i>	77
<i>Tabela 22- Valores desmagnetização ímanes</i>	78
<i>Tabela 23 - Configuração base</i>	80
<i>Tabela 24 - Alterações estatóricas</i>	80
<i>Tabela 25 - Alterações estator e rotor</i>	81
<i>Tabela 26 - Diminuição do pacote</i>	81

Abreviaturas e Símbolos

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
S	Deslizamento elétrico
n_s	Velocidade de sincronismo
n	Velocidade de rotação
f	<i>Frequência</i>
p	Número de pólos do motor
PMSM	Permanent Magnet Synchronous Motor
i	Intensidade de corrente elétrica
v	Tensão elétrica
λ	Fluxo magnético por fase
R_s	Resistência do estator
L_s	Auto Indutância por fase
M	Indutância mútua
Φ	Fluxo produzido pelos ímãs permanentes
Θ	Ângulo rotórico
L	Indutância equivalente por fase
w	Velocidade angular
δ	Ângulo do sistema de referência em relação ao eixo de fase
d	<i>Eixo Directo</i>
q	<i>Eixo em Quadratura</i>
$e_{f_{cem}}/e_a$	<i>Força Contra-Electromotriz</i>
J	<i>Momento de Inércia</i>
D	<i>Coefficiente de Inércia</i>
T_{elem}	<i>Binário Eletromagnético</i>
T_{Carga}	<i>Binário de Carga</i>
T	<i>Binário</i>
B_R	<i>Indução Remanente “Remanência”</i>

H_c	Força coerciva
H_{Ci}	Força Coerciva Intrínseca
BH_{max}	Produto de Energia
$AlNiCo$	Alumínio-Níquel-Cobalto
$SmCo$	Samário-Cobalto
$NdFeB$	Neodímio-Ferro-Boro
K_e	Factor de Enrolamento
K_d	Factor de Distribuição
K_p	Factor de Passo
E_{bobina}	Tensão Induzida em cada bobina
$E_{Distribuida}^{Resultante}$	Tensão Induzida Total Bobinas Distribuídas
$E_{Concentrado}^{Resultante}$	Tensão Induzida Total Bobinas Concentradas
$E_{Passo Pleno}$	Tensão Induzida na Bobinas de Passo Pleno
$E_{Passo Encurtado}$	Tensão Induzida num Lado da Bobina
β	Ângulo de Desfasagem Espacial
PWM	Pulse Wide Modulation
m_a	Índice de Modulação de Amplitude
m_f	Índice de Modelação de Frequencia
K_1 / K_2	Constante que depende das características do motor
i_a / i_s	Corrente de Armadura
R_a	Resistência de Armadura
L_a	Indutância de Armadura
P_e	Potência Elétrica
p_j	Perdas de Joule
C_{torque}	Cogging Torque
EMF	Tensão Gerada
T_{novo}	Novo Binário
T_{antigo}	Antigo Binário
$p_{j_cof_Base}$	Perdas de Joule da configuração base
$p_{j_cof_atual}$	Perdas de Joule da configuração atual

Capítulo 1

1.1 Objetivos

A realização deste trabalho pretende abordar, numa perspetiva mais técnica, os problemas do projecto elétrico de um servomotor de corrente alternada com ímãs permanentes no seu rotor. Foi proposto elaborar uma análise que visava a alteração do projeto elétrico de um servomotor já existente, tendo em vista diminuir o seu custo de fabricação, diminuindo a quantidade dos materiais ativos nele empregues. Além disso, as características mecânicas, magnéticas e elétricas deveriam ser mantidas ou melhoradas se possível. Finalmente foi proposto fazer uma análise comparativa, visando a viabilidade do projeto a curto, médio e longo prazos.

1.2 Perspetiva Histórica

Desde muito cedo os fenómenos associados ao funcionamento dos motores elétricos foram descobertos. O filósofo grego Tales de Mileto, que no ano de 41 a. C. descobriu que ao esfregar um pedaço de resina (âmbar-amarelo) num pano, verificava que o pedaço de resina adquiria uma força de atração por corpos leves, tais como os fios do seu cabelo. Cerca de quinze séculos mais tarde, as descobertas de Tales de Mileto foram complementadas por experiências realizadas pelo físico e médico da corte Inglesa, William Gilbert, que no ano de 1600 descobriu que além do âmbar-amarelo muitos outros materiais possuíam essa força de atração quando friccionados. [1]

Otto Von Guericke, em 1663, construiu a primeira máquina electrostática, cujo seu funcionamento era baseado numa esfera de enxofre em cima de um eixo, que transformava energia mecânica em energia elétrica.

O físico norte-americano Benjamin Franklin verificou durante a sua experiência, que a energia elétrica podia ser captada e conduzida por fio.

Foi com a verificação de todos estes fenómenos que se começou a aprofundar mais os estudos nesta matéria e foi no final do século XVIII que o físico dinamarquês Hans Christian Oersted e o físico francês André Marie Ampère descobriram e explicaram fenómenos muito importantes para o desenvolvimento do motor elétrico.

Oersted verificou que a agulha magnética da sua bússola desviava de posição quando se aproximava de um condutor elétrico e voltava à posição inicial quando afastava desse mesmo condutor. Descobriu, mesmo sem saber explicar, a conexão entre magnetismo e eletricidade.

Já, André Marie Ampère, em 1821, complementou a descoberta de Oersted criando a conhecida “regra da mão direita” que tomou como base a orientação de uma agulha imantada no sentido da corrente.

Poucos anos mais tarde, William Sturgeon e Michael Faraday, deram o grande passo para a construção do motor elétrico. Sturgeon inventou o eletroímã, em 1825. Já Faraday foi o responsável por descobrir a indução magnética, verificando que uma corrente elétrica era induzida nos terminais de um condutor elétrico quando este se movimentava num campo magnético e provou ainda a ligação entre o magnetismo e a electricidade, que o Oersted descobriu.

Em 1886, Werner Von Siemens que já tinha criado um gerador elétrico baseado no princípio de indução eletromagnética, desenvolvida por Faraday, construiu também um dínamo e provou que a tensão necessária para o magnetismo podia ser extraída do próprio enrolamento do motor, ou seja, a máquina podia gerar a sua própria energia e não ficar dependente dos ímanes permanentes. Esta inovação tornou o gerador mais barato.

Após esta descoberta de Werner Von Siemens muitas foram as tentativas de melhorar a máquina. Em 1890, o cientista russo Michael Von Dolivo-Dobrowlsky desenvolve um motor trifásico de corrente alternada com potência contínua de 80 W e rendimento de cerca de 80%. Esse motor está ilustrado na figura 1.1, podendo verificar-se as suas enormes dimensões para uma potência tão reduzida.



Figura 1.1 - Motor trifásico patenteado em 1889

Este motor tornou-se um sucesso pois era indicado para aplicações industriais, apresentando um bom rendimento, baixo ruído, fácil manutenção, elevada resistência, boas características de arranque e nenhuma interferência de correntes parasitas.

Um ano depois, o cientista russo já produzia o motor em série e logo começaram a aparecer indústrias de fabricação de motores elétricos.

Atualmente, os motores elétricos apresentam tamanhos mais reduzidos e rendimentos mais elevados do que os motores daquela época. São também um factor chave para o desenvolvimento

da humanidade pois estes proporcionaram uma automatização da indústria, bem como a execução das mais diversas tarefas no quotidiano das sociedades.

1.3 Máquinas Eléctricas Rotativas

Atualmente as máquinas eléctricas rotativas assumem um papel preponderante no desenvolvimento e evolução das sociedades, desempenhando as mais diversas funções tanto em ambientes industriais como em ambientes residenciais.

A máquina eléctrica mais utilizada é o motor eléctrico, pois este apresenta uma grande versatilidade aliada a um baixo custo de produção e um elevado rendimento energético. O motor eléctrico tem como base de funcionamento a transformação de energia eléctrica em energia mecânica que se exprime através de um movimento de rotação. Este pode, também, transformar energia mecânica em energia eléctrica, quando a sua parte móvel for acionada por uma máquina primária, passando então a designar-se por gerador eléctrico.

Os motores eléctricos apresentam uma enorme variedade, mas ambos têm em comum a sua construção básica, pois todos possuem uma parte estática, designada por estator, e uma parte móvel designada por rotor.

As máquinas eléctricas têm como base as mesmas leis da física e do magnetismo, mas as suas várias formas construtivas bem como o tipo de alimentação, fazem com que eles se comportem de maneiras diferentes. A figura 1.2 apresenta o esquema do actual universo dos motores eléctricos.

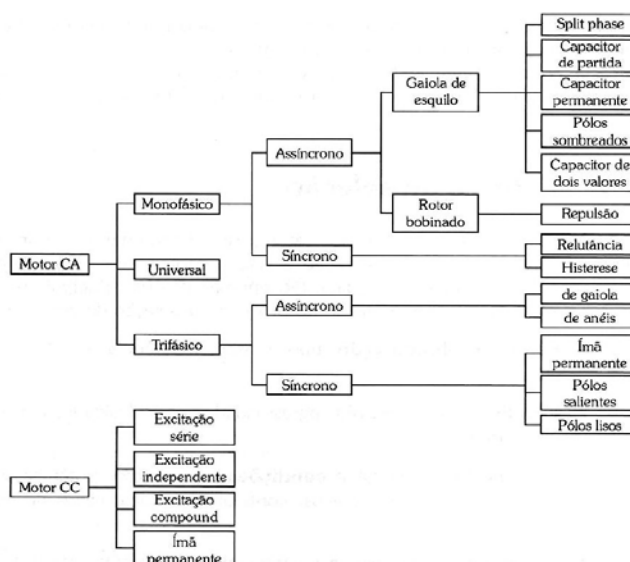


Figura 1.2 - Esquema do universo de máquinas eléctricas

Pela análise da figura 1.2, verifica-se que a família de motores eléctricos é dividida em duas partes essenciais: Máquinas de Corrente Contínua (CC) e Máquinas de Corrente Alternada (CA).

1.3.1 Motores de Corrente Contínua

Os motores de corrente contínua apresentam a particularidade de terem sido os primeiros motores a serem fabricados o que facilmente se explica, pois nessa altura a distribuição de energia era feita em corrente contínua (CC). [2]

Hoje em dia os principais tipos de motores de corrente contínua são: Motores CC Convencionais (com escovas) e Motores CC Brushless (sem escovas). Na figura 1.3 está representado um motor de corrente contínua convencional.

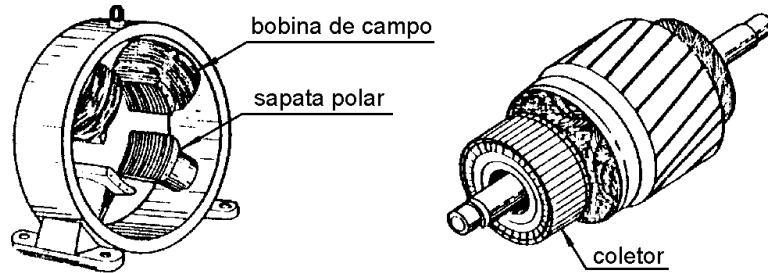


Figura 1.3 – Motor de corrente contínua convencional

O princípio de funcionamento de uma máquina de corrente contínua baseia-se na criação de um campo indutor. Este campo é criado pela passagem de corrente nas bobinas do estator, estando estas envolvidas nas ranhuras estatóricas. No caso de se tratar de motores com ímãs permanentes, estas bobinas são substituídas por ímãs, sendo estes responsáveis pela criação do campo indutor.

O rotor é do tipo bobinado, cuja passagem de corrente pelos seus enrolamentos cria um campo magnético, cuja intensidade do mesmo depende diretamente do valor da corrente que percorre as espiras.

A interação entre o campo magnético estatórico e o campo magnético rotórico cria o movimento de rotação do motor.

O controlo de velocidade deste tipo de motores é feito através da tensão de alimentação do mesmo, pois esta encontra-se diretamente relacionada com a velocidade. Já o binário é diretamente proporcional à corrente de armadura, isto é, à corrente que circula nos enrolamentos rotóricos.

Os motores “Brushless” apresentam os mesmos princípios de funcionamento, sendo que a comutação em vez de ser feita mecanicamente por intermédio de escovas, é feita eletronicamente por aparelhagem de eletrónica de potência (semicondutores). O rotor destes motores é constituído por ímãs permanentes, o que torna o campo magnético contínuo e independente da corrente, levando à ausência do controlo deste campo.

Atualmente as máquinas de corrente contínua convencionais estão cada vez a ser menos utilizadas devido à frequente manutenção e ao baixo rendimento que estas apresentam, sendo substituídas pelas máquinas de corrente contínua sem escovas “Brushless DC” ou mesmo por máquinas de indução.

1.3.2 Motores de Corrente Alternada

Os motores de corrente alternada (CA) são motores cuja as suas grandezas de alimentação apresentam um caráter alternado, isto é, variam com uma determinada frequência.

O estator destes motores é constituído por chapas de ferro magnético, sendo o fluxo magnético gerado por correntes que circulam por enrolamentos que estão alojados em ranhuras de ferro magnético. Relativamente ao rotor destes motores, há dois casos a considerar: **Motores Assíncronos (Indução)** e **Motores Síncronos**.

Os **Motores Assíncronos** ou vulgarmente chamados de motores de indução representam a maioria dos motores elétricos existentes no mercado. Estes motores possuem um rotor em curto-circuito, isto é, formado por barras de alumínio que estão alojadas nos núcleos das ranhuras da chapa magnética e nas extremidades encontram-se ligadas entre si por intermédio de um anel (anel de curto-circuito). Devido a este fato, o campo magnético variável criado no estator, induz correntes sinusoidais nas barras da gaiola do rotor, que por sua vez criam um campo magnético no rotor que se opõem ao campo do estator. Podem também possuir um rotor bobinado, sendo que esta solução é menos utilizada. Como os pólos, com a mesma polaridade repelem-se, dá-se o aparecimento de uma força no sentido da rotação do rotor. Este gira com uma velocidade um pouco inferior à velocidade de sincronismo. Devido a esta característica, este tipo de motores consegue arrancar diretamente da rede, sem auxílio de nenhum outro motor ou mesmo de dispositivos de eletrónica de potência.

Um aspecto importante deste tipo de motores é a diferença entre a velocidade de sincronismo e a velocidade rotórica, designada de deslizamento ou escorregamento. O deslizamento é variável, tendo o seu mínimo quando o motor está a funcionar sem carga e o seu máximo quando o motor está a funcionar à plena carga.

A expressão (1) representa o deslizamento de uma máquina de indução:

$$S = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (1)$$

Onde:

S – Deslizamento

n_s – Velocidade de Sincronismo

n – Velocidade de Rotação

Caso a velocidade de rotação iguale a velocidade de sincronismo, o deslizamento passa a ser zero, e portanto o motor deixa de produzir binário acabando por reduzir a sua velocidade.

Os **Motores Síncronos** possuem rotores bobinados ou rotores constituídos por ímãs permanentes. O rotor gira com uma velocidade diretamente proporcional à frequência de alimentação e inversamente proporcional ao número de pólos magnéticos do motor, chamada de velocidade de sincronismo. Esta é perdida quando o binário exigido ao motor excede o binário máximo que o motor é capaz de produzir. [3]

A expressão (2) representa a velocidade de sincronismo.

$$n_s = \frac{60 * f}{p} \quad (2)$$

Onde:

f – Frequência da corrente de alimentação

p – Número de pares de pólos magnéticos do motor

Estes motores funcionam com velocidade constante e não conseguem arrancar diretamente da rede, visto não conseguirem fazer um arranque assíncrono, pois o binário que estes produzem no arranque não é suficiente para conferir movimento ao motor. São motores com um elevado custo de fabricação quando comparados com os motores de indução e com manutenção mais frequente. Os motores síncronos com rotor bobinado têm a particularidade de possuírem um conjunto de colectores-escovas para que seja possível alimentarem em corrente contínua o seu circuito de excitação, isto é, os seus enrolamentos rotóricos. A passagem de corrente nos seus enrolamentos rotóricos faz com que seja criado um campo magnético que interage com o campo magnético estatorico, produzindo o movimento do rotor. No caso de o rotor apresentar ímãs permanentes, o campo magnético é criado pelos ímãs e é contínuo, o que provoca uma falta de controlo do campo quando comparado com os motores síncronos de rotor bobinado.

Capítulo 2

2.1 Motores de Ímãs Permanentes

2.1.1 Aspectos Construtivos

O motor síncrono de ímãs permanentes (*PMSM*) apresenta uma configuração quase em tudo semelhante à de um motor síncrono convencional, tendo como principal diferença a ausência de um enrolamento indutor e do conjunto coletor anéis-escovas, resultando assim a falta de controlo do campo indutor e por sua vez falta de controlo da tensão aos seus terminais. Apesar disso apresenta menos perdas por efeito de Joule e um maior rendimento.

Seguidamente estão descritos os principais constituintes de um motor de ímãs permanentes.

i. Estator

O estator de um motor eléctrico corresponde à sua parte estática. No motor síncrono de ímãs permanentes, o seu estator, é em tudo semelhante ao estator dos restantes tipos de motores eléctricos. Este é constituído por ranhuras onde são embutidos os enrolamentos, podendo ser estes de cobre ou alumínio. A presença destas ranhuras provoca variações na forma de onda de indução magnética no entreferro resultando em harmónicos que afetam a força eletromotriz induzida, o que por sua vez afeta a parte de controlo do motor, pois os harmónicos são ondulações a frequências elevadas o que provoca ruídos, sendo que estes ruídos afetam a precisão do controlo do motor.

Por forma a tentar eliminar este efeito é usual, inclinar os ímãs. Esta inclinação por um lado é benéfica, pois além de minimizar as variações da força eletromotriz induzida, reduz os harmónicos da tensão induzida e ainda os binários parasitas, mas por outro lado apresenta problemas, pois ao se inclinar os ímãs, o valor eficaz da tensão produzida é reduzido. [4]

Outro problema causado pela existência de ranhuras estatoricas é um efeito que é conhecido por *Cogging Torque*. O *cogging torque* resulta da interação permanente da força magnetomotriz produzida pelo ímã com a permeabilidade do entreferro, manifestando-se pela tendência do rotor procurar as posições estáveis, mesmo quando o motor está desligado, o que resulta num binário pulsante que não contribui para o binário total do sistema. [5]

O *cogging torque* é bastante prejudicial quando se trata de aplicações de precisão, pois este introduz pequenas variações de velocidade que geram vibrações no motor que são sentidas principalmente quando este se encontra a funcionar a baixas velocidades e com cargas leves.

De modo a diminuir este efeito, são feitas algumas alterações na fase do projeto da máquina, tais como aperfeiçoar a largura das aberturas das ranhuras do estator, o ângulo de inclinação dessas ranhuras e criação de dentes auxiliares. Em casos onde o *cogging torque* não é muito importante, é usual inclinar as ranhuras do estator, no máximo de uma ranhura.

Teoricamente, é possível eliminar o *cogging torque* recorrendo a uma configuração estatórica que baseia a sua construção num estator liso (sem ranhuras) onde os enrolamentos não são alojados em ranhuras. É uma configuração que seria muito boa para funcionar com velocidades elevadas, pois as perdas no ferro seriam muito baixas e o motor via o seu peso reduzido. Por outro lado, o fluxo atravessaria a região dos condutores devido à ausência de um percurso de baixa relutância, o que implicaria a criação de correntes de Foucault, de elevada intensidade, nos condutores. Esta configuração necessitaria ainda de ímãs com elevadas induções remanentes.

ii. Entreferro

O estudo do entreferro é muito importante para a análise de todo o tipo de máquinas rotativas, sendo que a sua dimensão determina o projeto mecânico da máquina.

No caso dos *PMSM* existe o interesse em diminuir tanto quanto possível a dimensão do entreferro, pois essa diminuição faz com que o fluxo que circula no entreferro aumente. Por outro lado existe o problema do entreferro ser pequeno demais e quando o eixo do motor ficar sujeito a oscilações provocadas por cargas ou por forças, o que poderá proporcionar o contacto do rotor com o estator provocando danos. Por outro lado, aumentando a distância de entreferro, o ponto de trabalho do ímã é deslocado para locais perto da desmagnetização e, portanto, entreferros grandes requerem o uso de ímanes com campos coercivos elevados. [6]

A determinação do entreferro é portanto um fator muito importante no dimensionamento de um motor elétrico.

iii. Rotor

O rotor dos motores de ímãs permanentes podem assumir várias configurações, podendo alojar os ímãs tanto na superfície rotórica como no interior do rotor. Quando colocados no interior do rotor estes criam uma diferença da permeabilidade do fluxo entre o eixo direto “d” e o eixo em quadratura “q”, isto é, a permeabilidade segundo o eixo directo é muito mais baixa do que a do eixo em quadratura. Neste tipo de configuração, ocorrem dois fenómenos de interesse:

- Verifica-se o aparecimento de um binário de relutância devido à diferença de permeabilidade entre o eixo direto e quadratura. Este binário é somado ao binário resultante, incrementando-o.
- Verifica-se a existência de um fluxo magnético com sentido contrário ao fluxo magnético produzido pelo ímã permanente, podendo ocorrer a desmagnetização do ímã

Quando se trata de rotores com ímãs colocados na sua superfície, a anisotropia é muito baixa, podendo considerar-se inexistente, pois a diferença de permeabilidade entre o eixo direto e o eixo em quadratura é quase nula.

Em alguns casos utiliza-se um rotor em gaiola com ímãs internos. Esta configuração rotórica confere um carácter híbrido ao motor, podendo este executar um arranque síncrono, directamente da rede. A gaiola confere ainda ao motor amortecimento das oscilações de velocidade em torno da velocidade síncrona.

2.1.2 Topologias

Os *PMSM* podem ser classificados segundo dois critérios: Disposição dos ímãs no rotor e Forma de onda da força contra eletromotriz. [7]

i. Disposição dos Ímãs no Rotor:

- **Ímãs na Superfície:** Este tipo de construção, normalmente apresenta um baixo momento de inércia e relutância magnética muito baixa (quase inexistente). Este tipo de configuração não é adequada para funcionar a velocidades elevadas, pois existe a possibilidade dos ímanes se soltarem, contudo é a topologia mais utilizada em Servomotores, pois esta topologia apresenta valores de *cogging torque* bastante reduzidos.
- **Ímãs no Interior:** É uma configuração muito utilizada em aplicações que requerem velocidades elevadas. Uma característica deste tipo de configuração é a elevada diferença de relutância que apresenta, pois o fluxo criado pelos ímãs tem que atravessar uma grande quantidade de chapas rotóricas. Estas topologias apresentam ainda um custo mais elevado quando comparadas com as topologias de ímãs na superfície.

ii. Forma de Onda da Força Contra Eletromotriz:

- **Síncrono Sinusoidal:** Neste caso, as três fases do motor conduzem corrente durante todo o tempo de funcionamento, resultando um binário eletromagnético com poucas variações. Esta topologia é muito utilizada em servomotores, dado a sua maior precisão, o que facilita o controlo.
- **Síncrono Trapezoidal:** Este tipo de motores apresentam a forma de onda trapezoidal devido a apenas duas fases conduzir a corrente em cada instante. São também conhecidos por motores “Brushless DC”.

Além do que foi anteriormente referido, os *PMSM*, podem ainda ser classificados de acordo com a orientação do fluxo no entreferro relativamente ao eixo de rotação e de acordo com a orientação do fluxo no núcleo do estator relativamente à direcção do movimento do rotor.

A tabela 1 apresenta a designação dos motores de ímãs permanentes de acordo com a orientação do seu fluxo.

Tabela 1 - Concepções topológicas dos motores de ímanes permanentes

Fluxo no Entreferro	Fluxo no Núcleo do Estator	Designação
Radial	Transversal	Fluxo Transversal
Axial	Transversal	
Radial	Longitudinal	Fluxo Radial
Axial	Longitudinal	Fluxo Axial

a) Fluxo Radial

Os motores de fluxo radial são os mais utilizados dentro do universo das máquinas de ímãs permanentes. A principal característica destes motores é o uso de ímãs com baixa indução remanente, o que torna possível obter densidades de fluxo no entreferro superiores à dos próprios ímãs.

Mecanicamente estes motores são estáveis, possuindo entreferros reduzidos e uniformes. Estes motores produzem um fluxo dirigido diretamente para o entreferro. A funcionar em vazio, a densidade de fluxo útil no entreferro é inferior à densidade dos ímãs devido à existência de dispersão de fluxo no rotor, nomeadamente no espaço entre os ímãs e a superfície rotórica. A figura 2.1 mostra a construção de um motor de fluxo radial.

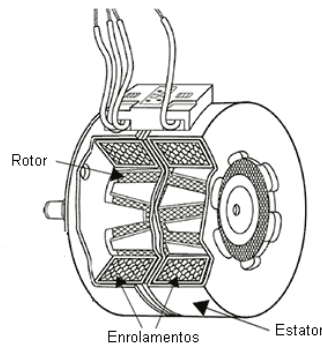


Figura 2.1 - Motor de ímãs permanentes de fluxo radial

b) Fluxo Axial

Os motores de fluxo axial apresentam ímãs permanentes de formas regulares, permitindo alojar um número elevado de pólos. Tem boas características quando a funcionar a baixas velocidades. Por outro lado, a sua estrutura estatórica é complexa e de muito difícil fixação. A figura 2.2 mostra a constituição de um motor de fluxo axial.

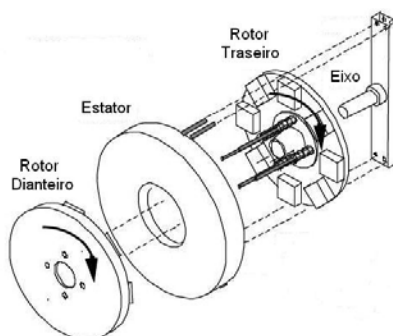


Figura 2.2 - Motores de ímãs permanentes de fluxo axial

c) Fluxo Transversal

Os motores de fluxo transversal possuem uma elevada densidade de corrente, sendo esta independente do passo polar o que resulta num binário elevado, mas também numa elevada reação do induzido. Possuem um baixo fator de potência e apresentam temperaturas de funcionamento elevadas, sendo por isso pouco utilizados. A sua construção é bastante complexa. A figura 2.3 mostra como é constituído um motor de fluxo transversal.

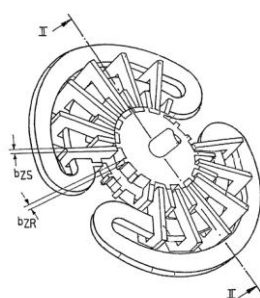


Figura 2.3 - Motor de ímãs permanentes de fluxo transversal

2.1.3 Funcionamento

O funcionamento dos **PMSM** de corrente alternada é em tudo semelhante ao funcionamento de um motor de corrente contínua sem escovas. A grande diferença do funcionamento reside no fato de que nos motores síncronos de ímãs permanentes de corrente alternada, a forma de onda do campo electromagnético se apresentar sinusoidal, portanto não precisa ser retificada, como acontece nos motores de corrente contínua.

O modelo matemático dos **PMSM** é em tudo semelhante ao modelo dos motores síncronos convencionais, sendo que nos **PMSM** a excitação é feita pelos ímãs permanentes o que para efeitos matemáticos corresponde a retirar a equação de excitação.

A figura 2.4 representa o esquema de um motor síncrono trifásico de ímãs permanentes. É possível, pela análise da figura 2.4, ver que o circuito de excitação está ausente.

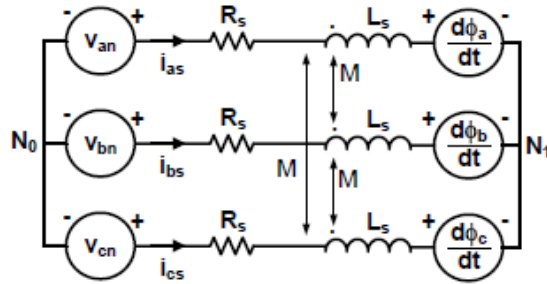


Figura 2.4 - Modelo de um motor síncrono trifásico de ímãs permanentes

Para descrever o funcionamento de um *PMSM* é necessário analisar a expressão (3):

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{pmatrix} = - \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Onde,

$i_{as}; i_{bs}; i_{cs}$ – Corrente estatórica por fase

$V_{an}; V_{bn}; V_{cn}$ – Tensões fase neutro nos terminais estatóricos

$\lambda_a; \lambda_b; \lambda_c$ – Fluxo por fase

R_s – Resistência estatórica

No entanto o fluxo concatenado é dado pela expressão (4):

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & -M & -M \\ -M & L_s & -M \\ -M & -M & L_s \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

Onde,

L_s – Auto – Indutância por fase

M – Indutância mutua

$\phi_a; \phi_b; \phi_c$ – Fluxo concatenado produzido pelos ímãs permanentes

A matriz dos fluxos concatenados pelos ímãs permanentes pode, normalmente, ser substituída pela expressão (5):

$$\begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_m \cos(2p\theta) \\ \phi_m \cos(p\theta - 2\pi/3) \\ \phi_m \cos(p\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (5)$$

Onde,

p – Número de pares pólos magnéticos do motor

θ – Posição mecânica do rotor

ϕ_m – Amplitude do fluxo concatenado produzido pelos ímãs

Pela observação da expressão (5) verifica-se que devido ao movimento giratório do rotor, tanto o ângulo mecânico Θ como os fluxos criados pelos ímãs permanentes (ϕ_a ; ϕ_b ; ϕ_c), variam com o tempo.

Sabendo que a indutância equivalente por fase é dada pela seguinte expressão:

$$L = L_s + M \quad (6)$$

Onde,

L – Indutância equivalente por fase

M – Indutância mutua

L_s – Auto – Indutância por fase

Agrupando as expressões (3), (4), (5) e (6), o resultado é demonstrado pela expressão (7):

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} * \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} pw\phi_m \sin(p\theta) \\ pw\phi_m \sin(p\theta - 2\pi/3) \\ pw\phi_m \sin(p\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (7)$$

Onde,

w – Velocidade Angular

As equações anteriores (5) e (7) mostram que os fluxos são funções não-lineares, variantes no tempo. Isto é, dependem da posição angular do rotor. Seguidamente é apresentada e explicada a *Transformada de Park*, a qual nos permite obter um modelo simplificado para o motor síncrono de ímãs permanentes.

2.1.4 Transformada de Park

A Transformada de Park, não é mais do que uma operação matemática que representa um conjunto de variáveis trifásicas num sistema de eixos ortogonais $dq0$. [8]

A expressão (8) representa a aplicação da *Transformada de Park* a um conjunto de forças.

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} * \begin{bmatrix} \sin(\delta) & \sin(\delta - 2\pi/3) & \sin(\delta + 2\pi/3) \\ \cos(\delta) & \cos(\delta - 2\pi/3) & \cos(\delta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad (8)$$

Onde,

δ – Ângulo do sistema de referência em relação ao eixo da fase

Tratando-se de sistemas trifásicos equilibrados, o somatório das forças é igual a zero:

$$f_1 + f_2 + f_3 = 0 \quad (9)$$

Apresentando a transformada de Park em termos gráficos, seria a seguinte:

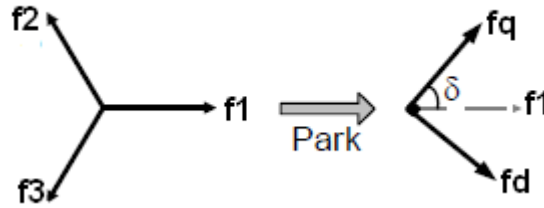


Figura 2.5 - Gráfico da transformada de Park

Analisando os **PMSM**, as componentes f_d e f_q correspondem aos circuitos de campo (gerador de fluxo magnético) e ao circuito de armadura (responsável pelo binário gerado).

Sendo, $[\phi_a \phi_b \phi_c]^T$ os fluxos magnéticos concatenados produzidos pelos ímãs permanentes, como se pode ver pela expressão (10):

$$\begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_m \cos(p\theta) \\ \phi_m \cos(p\theta - 2\pi/3) \\ \phi_m \cos(p\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (10)$$

Aplicando a *Transformada de Park* e usando um sistema de referencia síncrono onde: $\delta = P_\theta$, surgem os seguintes resultados:

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} * \begin{bmatrix} \sin(\delta) & \sin(\delta - 2\pi/3) & \sin(\delta + 2\pi/3) \\ \cos(\delta) & \cos(\delta - 2\pi/3) & \cos(\delta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (11)$$

Substituindo (10) em (11) surge a expressão (12):

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} * \begin{bmatrix} \sin(\delta) & \sin(\delta - 2\pi/3) & \sin(\delta + 2\pi/3) \\ \cos(\delta) & \cos(\delta - 2\pi/3) & \cos(\delta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \phi_m \cos(p\theta) \\ \phi_m \cos(p\theta - 2\pi/3) \\ \phi_m \cos(p\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (12)$$

Substituindo agora P_θ por δ , obtém-se o resultado expresso pela expressão (13):

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} * \begin{bmatrix} \sin(\delta) & \sin(\delta - 2\pi/3) & \sin(\delta + 2\pi/3) \\ \cos(\delta) & \cos(\delta - 2\pi/3) & \cos(\delta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \phi_m \cos(\delta) \\ \phi_m \cos(\delta - 2\pi/3) \\ \phi_m \cos(\delta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (13)$$

Aplicando as seguintes propriedades trigonométricas conhecidas da matemática:

$$2 \sin(x) \cos(x) = \sin(2x)$$

$$2 \cos^2(x) = 1 + \cos(2x)$$

$$\cos(x) + \cos\left(x + \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(x - \frac{2\pi}{3}\right) = 0$$

$$\sin(x) + \sin\left(x + \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(x - \frac{2\pi}{3}\right) = 0$$

Obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \phi_m \begin{bmatrix} \sin(2\delta) + \sin(2\delta + 2\pi/3) + \sin(2\delta - 2\pi/3) \\ 3 + \cos(2\delta) + \cos(2\delta + 2\pi/3) + \cos(2\delta - 2\pi/3) \\ \cos(\delta) + \cos(\delta + 2\pi/3) + \cos(\delta - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \phi_m \begin{bmatrix} 0 \\ 3 - 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \phi_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

A expressão 15 demonstra que utilizando a *Transformada de Park* é possível representar fluxos concatenados não lineares (variantes no tempo) através de valores constantes (invariantes no tempo) definidos num sistema síncrono. [9]

No caso de um motor síncrono de ímãs permanentes, a *Transformada de Park* é utilizada considerando um sistema de referência que gire com uma velocidade síncrona, pois as variáveis sinusoidais tornam-se constantes, como é demonstrado na expressão 15.

Aplicando a *Transformada de Park* ao modelo trifásico apresentado na figura 2.4, obtém-se o modelo *dq* do motor síncrono de ímãs permanentes:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -p\omega L_q \\ p\omega L_d & R_s \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} * \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ e_{fcm} \end{bmatrix} \quad (16)$$

Onde,

V_d – Tensão no segundo o eixo direto

V_q – Tensão segundo o eixo em quadratura

L_d – Auto – Indutância segundo o eixo direto

L_q – Auto – Indutância segundo o eixo em quadratura

e_{fcm} – Força contra eletromotriz

i_d – Corrente segundo o eixo direto

i_q – Corrente segundo o eixo em quadratura

Pode-se então concluir que a força contra eletromotriz assume a seguinte forma:

$$e_{fcm} = p\omega\phi_m \quad (17)$$

Os fluxos magnéticos no eixo directo “d” e quadratura “q” tomam a seguinte forma:

$$\lambda_d = L_d * i_d + \phi_m \quad (18)$$

$$\lambda_q = L_q * i_q \quad (19)$$

O binário eletromagnético resultante é, portanto fornecido pela seguinte expressão:

$$T_{elem} = 1.5 * p * (L_d - L_q) * i_d * i_q + 1.5 * p * \phi_m * i_q \quad (20)$$

Sendo que,

$$J\dot{\omega} + D\omega = T_{elem} - T_{carga} \quad (21)$$

Onde,

J – Momento de inércia

D – Coeficiente de atrito

$\dot{\omega}$ – Aceleração angular

Analisando as equações anteriormente referidas é possível observar que existe a presença de duas correntes. A corrente segundo o eixo direto i_d , a qual é responsável pela criação do fluxo de campo e a corrente segundo o eixo em quadratura i_q , sendo esta responsável pela criação do binário eletromagnético T_{elem} . No caso do servomotor de ímãs permanentes, a corrente segundo o eixo direto é praticamente nula, existindo só a corrente segundo o eixo em quadratura, pois o fluxo é criado pelos ímãs permanentes que se encontram na superfície do rotor.

2.2 Ímãs Permanentes

Nos nossos dias, os materiais magnéticos assumem extrema importância no desempenho dos dispositivos eletromecânicos. Atualmente, os materiais magnéticos são divididos em dois grupos:

- Materiais Ferromagnéticos Macios;
- Materiais Ferromagnéticos Duros (Ímãs Permanentes);

Os materiais ferromagnéticos macios são caracterizados por possuírem baixa relutância (alta permeabilidade magnética) à passagem do fluxo magnético. Por sua vez, os materiais ferromagnéticos duros (ímãs permanentes) possuem baixa permeabilidade magnética.

Os ímãs permanentes, atualmente, possuem um elevado custo, nomeadamente os ímãs de terras raras. Ainda assim estes ímãs são muito usuais em dispositivos e equipamentos elétricos, devido ao alto fluxo remanente, à alta coercividade, e ao alto produto energético que estes possuem, tornando os dispositivos mais eficientes.

2.2.1 Conceitos Elementares

Os ímãs permanentes têm um funcionamento muito característico, e para melhor entender esse funcionamento, é necessário expor alguns conceitos fundamentais.

- **Indução Remanente (B_r):** É a capacidade de o ímã reter o seu magnetismo mesmo quando o campo externo aplicado é nulo. A indução remanente ou vulgarmente designada por remanência, é obtida aplicando ao ímã um campo externo de grande intensidade, provocando no ímã a “saturação magnética”.
- **Força Coerciva (H_C):** Mede o campo H necessário para que a indução remanente (B_r) seja levada a zero. As unidades de força coerciva ou coercividade são o Oersted (Oe) ou (kA/m).
- **Força Coerciva Intrínseca (H_{ci}):** É a intensidade de campo H desmagnetizante necessário para desmagnetizar por completo o ímã.
- **Produto de Energia (BH_{max}):** É a quantidade de energia armazenada no volume do ímã, As suas unidades é o (kJ/m³).
- **Temperatura de Curie:** Temperatura de transição acima da qual os ímãs permanentes perdem permanentemente as suas propriedades magnéticas.

2.2.2 Características de Funcionamento

Após a explicação das grandezas mais importantes dos ímãs permanentes, analisam-se agora as suas propriedades mais importantes. De acordo com a figura 2.6, a curva **B-H** característica de um ímã permanente, pode-se verificar o seu **laço de histerese**.

O **laço de histerese** corresponde a um ciclo completo de magnetização e desmagnetização do material. Para que ocorra a magnetização de um ímã é necessário aplicar um campo magnético com intensidade elevada. A componente $\mu_0\mathbf{H}$ é nesta situação, mais elevada do que em materiais magneticamente macios.

A linha tracejada corresponde ao laço de polarização do material e a curva com linha contínua corresponde ao somatório da componente $\mathbf{J} + \mu_0\mathbf{H}$.

Inicialmente, o campo **H** é aumentado até o material atingir a saturação, depois é reduzido até zero e é neste ponto que as duas curvas se intersectam no eixo dos xx, o que se torna evidente pois a componente $\mu_0\mathbf{H}$ deixa de existir, sobrando apenas a indução remanente do material. Quando se aumenta o campo magnético externo no sentido contrário, este provoca uma desmagnetização do ímã, mas os seus domínios continuam orientados num mesmo sentido.

Continuado a aumentar a intensidade do campo externo, no sentido desmagnetizante, a indução resultante será zero. Este ponto é designado de força coerciva, estando representado na figura 2.6. Neste ponto, a polarização **J** do ímã já sofreu uma ligeira modificação, mas se a intensidade do campo externo continuar a aumentar no sentido contrário à magnetização, o material já começa a sofrer rotação dos seus domínios e conseqüentemente perde polarização. Aumento ainda mais o campo, o material vai sofrer “Saturação Magnética” no sentido contrário ao inicial.

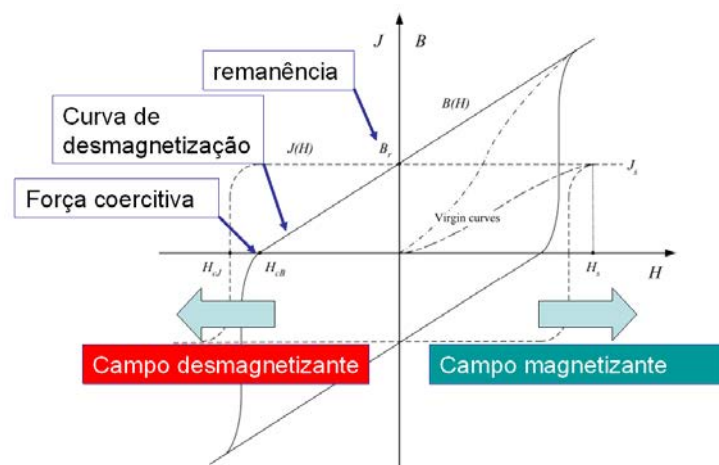


Figura 2.6 - Curva B-H do ímã permanente

O **Ponto de Trabalho** e a **Reta de Carga** são características muito importantes dos ímãs permanentes. A figura 2.7 representa o ponto de trabalho de um ímã permanente em função da sua reta de carga. Como se pode ver na figura 2.7, existem dois ímãs distintos possuindo curvas diferentes identificadas na figura pelos números (1) e (2). Verifica-se também que a figura 2.7

possui duas retas de carga (P_1) e (P_2). O *Ponto de Trabalho* vai deslocar-se nas curvas (1) e (2) em função da *Reta de Carga*. A *Reta de Carga* depende da relutância do circuito magnético e a sua inclinação depende das condições do circuito magnético.

Por sua vez o *Ponto de Trabalho* de um ímã permanente pode sofrer deslocamentos ao longo da curva, sendo esses deslocamentos causados por inúmeros aspectos, como por exemplo, o aumento da distância de entreferro do motor.

A figura 2.7 mostra o deslocamento do ponto de trabalho, dos dois ímãs, do ponto a para o a' e do ponto b para o b' devido ao aumento da relutância do circuito magnético.

O deslocamento do ponto de trabalho do ímã pode ter como possível causa a reação da armadura. A corrente elétrica que circula no enrolamento do estator gera uma onda de força magnetomotriz, denominada por reação da armadura. A reação da armadura introduz deformações na força magnetomotriz do ímã podendo causar um efeito magnetizante ou desmagnetizante. No caso de motores com ímãs, um lado do ímã sofre acção magnetizante enquanto o outro lado recebe acção desmagnetizante. É necessário estudar esta situação quando se está a projectar os motores, para que os ímãs não sofram uma acção desmagnetizante permanente, perdendo as suas características. Analisando a figura 2.7, verifica-se que no ponto P_1 dá-se uma acção magnetizante, enquanto o ponto P_2 sofre uma acção desmagnetizante.

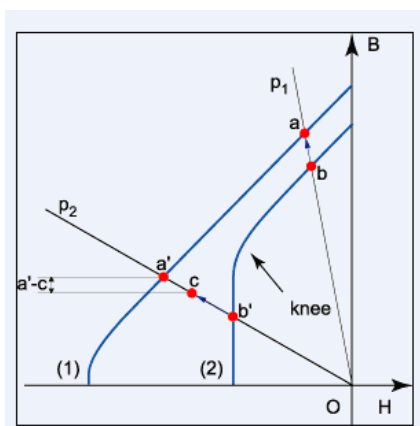


Figura 2.7 - Ponto de Trabalho e Reta de Carga

Existe uma relação entre o *Ponto de Trabalho* e o *Produto Energético* que está demonstrada na figura 2.8.

Quando o Produto Energético é máximo (BH_{max}), significa que o ímã está a trabalhar no seu *Ponto de Trabalho Ótimo*, que correspondente ao ponto H_m representado na figura 2.8.

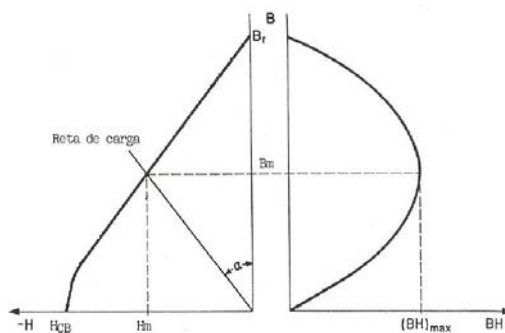


Figura 2.8 - Produto Energético

Outro dos problemas do funcionamento de ímãs permanentes é a perda das suas propriedades com o aumento da temperatura a que estes ficam sujeitos quando do funcionamento do motor. Todos os ímãs permanentes têm uma temperatura de trabalho ótima, variando essa curva com o material que os ímãs são feitos. Os efeitos da temperatura sobre os ímãs são caracterizados por dois parâmetros:

- **Coeficiente de Temperatura Reversível de B_r :** Indica a variação da indução remanente com a variação da temperatura. As suas unidades é em $(\%/^{\circ}\text{C})$.
- **Coeficiente de Temperatura Reversível (H_{ci}):** Indica a variação da coercividade com a variação da temperatura, sendo as suas unidades $(\%/^{\circ}\text{C})$.

Tomando como exemplo o ímã mais usado na indústria dos motores eléctricos, o ímã de ferrite, a figura 2.9 apresenta os efeitos da temperatura na sua curva de trabalho.

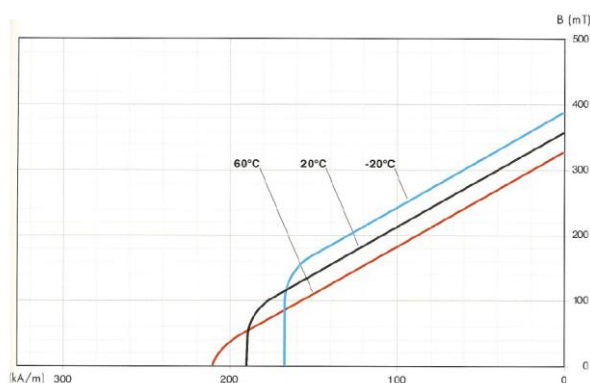


Figura 2.9 – Curvas de Desmagnetização em Função da Temperatura (ímã de Ferrite)

Analisando a figura 2.9, verifica-se que com o aumento da temperatura, a coercividade H_{ci} aumenta, mas a sua indução remanente diminui B_r .

Os ímãs utilizados em servomotores são, normalmente, os ímãs de Neodímio-Ferro-Boro (NdFeB). Seguidamente é apresentada uma curva de desmagnetização em função da temperatura, para os ímanes de NdFeB.

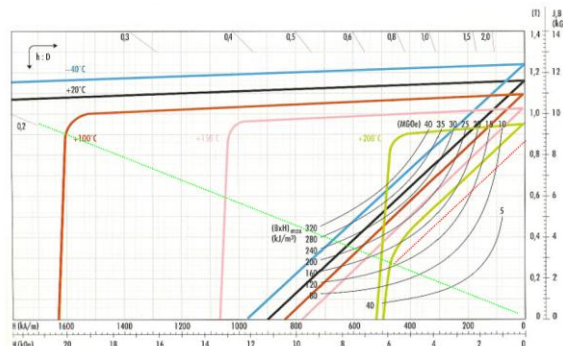


Figura 2.10 - Curvas de desmagnetização em função da temperatura (ímã de NdFeB)

Analisando agora a figura 2.10, verifica-se que tanto a coercividade H_{ci} como a indução remanente B_r diminuem com o aumento da temperatura de funcionamento. Como se pode verificar, para 200°C e com uma reta de carga com coeficiente 0,2 (recta verde claro), o ímã sofre desmagnetização, pois o seu ponto de funcionamento é deslocado para a parte inferior do “joelho” provocando uma desmagnetização permanente, indicada pela reta vermelha. A reta vermelha é designada por **Linha de Recuo**. Neste caso ainda é possível que o ímã recupere as suas características iniciais se for sujeito a uma remagnetização. Os ímãs perdem as suas características permanentemente se a sua temperatura de funcionamento for superior à *Temperatura de Curie*, no entanto, em alguns casos os ímãs perde permanentemente as suas características, para temperaturas inferiores à temperatura de Curie.

2.2.3 Tipos de Ímãs

Os ímãs permanentes são constituídos por materiais magnéticos que quando submetidos a campos magnéticos externos de elevada intensidade, ficam com os seus domínios alinhados no sentido do campo externo (magnetização) e mantêm os seus domínios alinhados mesmo após a interrupção desse campo externo. É esta propriedade de manter os domínios alinhados mesmo após a extinção do campo magnético externo, que permite ao íman exercer forças em outros materiais magnéticos. [10]

O que destinge um ímã é a sua capacidade de manter os domínios alinhados funcionando com diferentes regimes de carga e com diferentes temperaturas.

Pode-se então dizer que existem quatro tipos principais de ímãs: *AlNiCo*, *Ferrite*, *SmCo* e *NdFeB*.

Na selecção dos ímãs deve-se ter em conta a temperatura de operação, os efeitos de desmagnetização, intensidade do campo de indução, características ambientais, entre outras especificações.

Seguidamente são apresentadas as principais características dos quatro tipos de ímanes acima referidos.

- **AlNiCo (Alumínio-Níquel-Cobalto):** Os ímãs constituídos por este material, apresentam uma excelente estabilidade à temperatura e uma alta indução residual, mas em contrapartida apresentam uma baixa força coerciva portanto são facilmente desmagnetizados.

São fabricados através de processos de fundição ou sinterização o que lhe confere uma resistência à corrosão muito boa, dispensando os tratamentos anti corrosão na sua superfície.

Estes ímãs são muito duros e tem tendência a quebrar ou a lascar no processo de usinagem. A sua furação, normalmente, é feita durante o processo de fundição.

A sua magnetização requer a presença de um campo magnético de cerca de 3 kOe. Se ocorrer a sua desmagnetização parcial, eles podem também ser facilmente remagnetizados. Estes ímãs permanentes funcionam com temperaturas elevadas, até cerca dos 550°C as desmagnetizações são reversíveis, mas temperaturas acima destes valores, causam modificações estruturais.

O uso de estes ímãs é frequente em pequenos motores, taco geradores, alto-falantes e pequenos brinquedos.

- **Ferrites:** Estes ímãs são compostos por aglomerados de Bário ou Estrôncio. Possuem boa resistência à desmagnetização e o seu preço é bastante reduzido quando comparado com os restantes ímãs permanentes.

São ímãs muito duros sendo o seu processo de usinagem bastante delicado e crítico. O seu processo de fabricação consiste em prensar o pó de ferrite seco ao molhado. A prensagem do pó molhado trás uma melhoria das suas propriedades magnéticas, mas as tolerâncias físicas do ímã diminuem, necessitando estes de um processo especial de usinagem na sua superfície para que funcionem adequadamente.

Os ímãs de ferrites possuem uma boa resistência à corrosão, não sendo necessário tratamento especial da sua superfície. Como estes ímãs podem apresenta um pó na sua superfície, para aplicações onde não possa haver pó, a sua superfície requer um tratamento para anular este pó.

Os ímãs de ferrites tem tendência a quebrar e a lascar quando usinados, requerendo muitas vezes processos especiais e cuidadosos.

O campo magnético necessário à magnetização do ímã é de cerca de 10 kOe. Estes ímãs possuem uma característica muito importante, pois na mesma superfície podem ser magnetizados com múltiplos pólos.

Os efeitos da temperatura sobre estes ímãs são mais perceptíveis do que nos **AlNiCo**, pois até 450 °C as mudanças nas características de magnetização são reversíveis, a partir dessa temperatura até aos 1000 °C são remagnetizáveis.

Estes ímãs são os mais utilizados devido ao seu baixo preço. As principais utilizações são em motores de baixa potência, alto-falantes, brinquedos, entre muitos outros.

- **SmCo (Samário-Cobalto):** Os ímãs de **SmCo** são conhecidos como ímãs de terras raras. Eles possuem uma grande capacidade de manter o seu desempenho em ambientes adversos e são magneticamente muito potentes o que por sua vez permite reduzir o tamanho do ímã. São muito frágeis e tem tendência a quebrar-se quando sujeitos a forças de tensão ou compressão.

Possuem boa resistência a campos desmagnetizantes devido à sua elevada força coerciva (H_c).

O seu processo de fabrico é realizado através da compressão do pó num molde rígido, sendo que esse molde define o formato final do ímã. As suas características magnéticas são obtidas pela aplicação de um campo magnético externo durante o processo de fabricação. Estes ímãs são muito resistentes à corrosão, não necessitando de nenhum tratamento da sua superfície.

Os ímãs de Samário-Cobalto são muito frágeis requerendo que a sua usinagem seja feita por máquinas de precisão.

Por sua vez o campo magnetizante aplicado a estes ímãs é extremamente potente, resultando numa única direcção de magnetização.

Estes ímãs são muito resistentes à desmagnetização e podem operar com temperaturas até 260 °C.

As principais aplicações destes ímãs são motores, microfones e aplicações onde altas temperaturas são um requisito.

- **NdFeB (Neodímio-Ferro-Boro):** Os ímãs de **NdFeB** incluem-se também na família dos ímãs de terras raras, sendo que estes se encontram disponíveis em várias configurações.

Para a sua obtenção, existem quatro métodos principais de fabricação: *sinterizado*, *aglomerado*, *moldagem por injeção* e *extrudado*.

O processo de *sinterização* consiste em compactar o pó de **NdFeB** num molde onde posteriormente esse pó é fundido.

O processo de *aglomeração*, consiste em misturar o pó de **NdFeB** com um material plástico condutor, prensado num molde e depois aquecido. Com este processo, podem ser obtidos ímãs com formas complexas, sem necessidade de usinagem final. Podem ainda ser magnetizados segundo qualquer direcção.

Na moldagem por *injeção* o pó de **NdFeB** é misturado com material plástico e injectado num molde. O seu produto energético é baixo, mas é possível fazer formas muito complexas.

Quando são *extrudados*, os ímãs de **NdFeB** ganham flexibilidade, pois com o pó é adicionada uma tira ou lâmina de plástico. A energia dos ímãs obtidos por este processo é extremamente baixa.

Os ímãs de **NdFeB** não possuem resistência à corrosão, portanto requerem um tratamento da sua superfície para que não oxidem.

Estes ímãs devem ser usinados com ferramentas de diamante e durante a usinagem devem ser arrefecidos com um líquido próprio para o efeito, para que não se dê a combustão espontânea do pó de **NdFeB**.

Suportam temperaturas relativamente baixas, acima de 130°C eles podem-se deteriorar e perder as suas propriedades magnéticas.

São geralmente utilizados em motores elétricos, servomotores, aceleradores de partículas, instrumentação e outros.

Observando a figura 2.11, pode-se verificar a evolução dos ímãs permanentes ao longo do tempo. Actualmente, é possível obter combinações de **NdFeB** com um produto energético aproximadamente 440 kJ/m³, sendo que há 20 anos atrás o máximo obtido era de 280 kJ/m³.

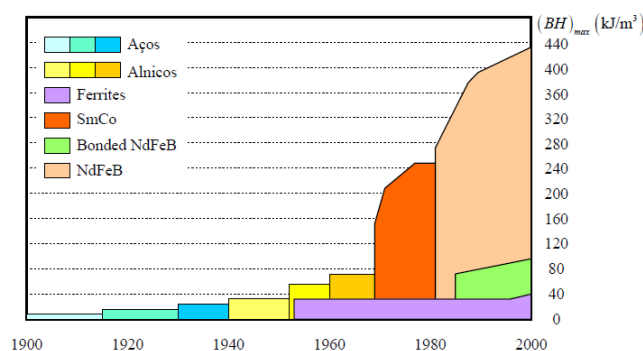


Figura 2.11 - Evolução do produto energético dos materiais magnéticos ao longo do tempo

Juntamente com o aumento do produto energético máximo, ocorreu inicialmente uma enorme baixa de preço o que tornou o uso dos ímãs permanentes uma opção viável e aliciante, mas atualmente o preço subiu significativamente, pois o mercado de ímãs, essencialmente os de terras raras encontram-se na China, o que faz com o preço seja por eles controlado.

2.3 Enrolamentos Estatóricos

2.3.1 Introdução

Os enrolamentos estatóricos constituem um aspecto preponderante em todos os tipos de motores eléctricos pois eles são os responsáveis pela criação do campo magnético estatórico.

Quando se trata de motores trifásicos, o campo magnético estatórico é obtido pela passagem de corrente nos enrolamentos estatóricos. Estes enrolamentos trifásicos são constituídos por três circuitos independentes entre si, mas idênticos e alimentado cada um por uma das três fases. Cada fase tem um número determinado de bobinas que estão alojadas nas ranhuras do estator e estão interligadas entre si. Estas bobinas encontram-se desfasadas entre si de 120° eléctricos ou $\frac{2\pi}{3}$ Radianos eléctricos.

Cada bobina ao ser alimentada funciona isoladamente e atua como um enrolamento primário de um transformador, produzindo um campo magnético alternado mas com direcção fixa. Por sua vez a junção de todos os fluxos magnéticos parciais dá origem a um fluxo magnético girante de intensidade constante, possuindo tantos pares de pólos quantos grupos de três bobinas possua o estator, que depende diretamente do número de pares de pólos do estator. Para que uma configuração de enrolamentos seja funcional é necessário atender à seguinte regra: O número de ranhuras por pólo e por fase que se encontram no rotor tem que ser diferentes das dos estator e de preferência primos entre si, pois se fossem iguais, ao coincidir em repouso as ranhuras do rotor com a posição das ranhuras do estator haveria um ponto de mínima relutância e não daria para se efetuar a partida do motor.

Para a fixação dos enrolamentos no estator, normalmente, são utilizadas ranhuras, sendo que estas se dividem em três grandes grupos: **Ranhuras Abertas**, **Ranhuras Semi-Abertas** e **Ranhuras Fechadas**.

As **Ranhuras Abertas** são, normalmente, usadas em motores de grande potência, pois estas permitem a instalação de bobinas pré-fabricadas previamente isoladas.

As **Ranhuras Semi-Fechadas** são utilizadas em quase todos os tipos de motores, inclusive nos servomotores. Estas ranhuras possuem uma maior área efectiva da face dos dentes, permitindo uma redução do valor da corrente de magnetização e consequentemente uma redução da relutância do entreferro. O uso das ranhuras semi-fechadas provoca no motor uma elevada eficiência e um elevado factor de potência, mas por consequência o binário de arranque diminui.

As **Ranhuras Fechadas** são muito utilizadas nos rotores dos motores de indução, chamados de rotores em gaiola de esquilo. As ranhuras são fechadas, porque nessas mesmas ranhuras é injectado alumínio líquido que vai solidificar e formar as barras. Entre o alumínio e o ferro das ranhuras não existe qualquer isolante, devendo-se isto ao facto de o alumínio possuir menor resistividade que o ferro.

2.3.2 Características

Para a colocação e ligação das bobinas que dão origem ao enrolamento estatórico, devem ser antecipadamente conhecidas as principais características, tais como: Criação dos Pólos, Número de

Pólos, Número de ranhuras Estatóricas, Número de Espiras por Bobina, Número de Bobinas por Fase, Passo Polar, Passo das Fases e escolha dos terminais

Criação dos Pólos

Os pólos de um motor eléctrico são constituídos pelo intervalo compreendido entre dois grupos consecutivos de condutores na mesma fase, percorridas por uma corrente de sentido contrário, num mesmo instante.

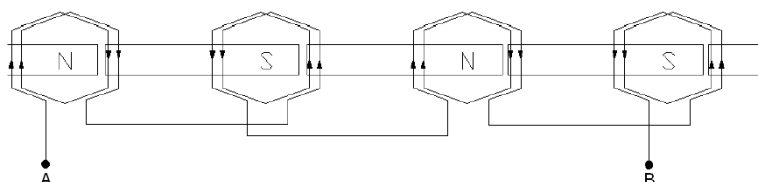


Figura 2.12 - Criação dos pólos

A figura 2.12 representa a criação dos pólos e como se pode ver pela sua análise, o grupo de bobinas que pertence à mesma divisão de pólo conecta-se com o grupo de bobinas seguinte, invertendo as entradas e saídas de modo a formar os pólos.

O número de pólos é diretamente proporcional ao número de vezes que ocorre uma inversão da corrente por grupo de bobinas.

2.3.3 Enrolamento por Pólos

O tipo de enrolamento designado *Enrolamento por Pólos* ocorre quando o número de grupos de bobinas por fase é igual ao número de pólos. A força eletromotriz induzida em cada grupo de uma mesma fase é alternadamente de sentido contrário. Analisando a figura 2.13 facilmente se verifica que se o sentido da corrente é ascendente num grupo, no grupo seguinte ele passa a ser descendente, portanto as forças eletromotrices induzidas em cada grupo terão sentidos contrários.

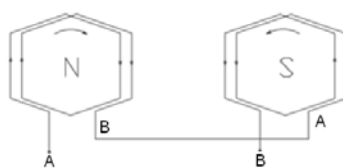


Figura 2.13 - Enrolamento por pólos

2.3.4 Enrolamento por Pólos Consequentes

Este tipo de enrolamentos é caracterizado por um igual número de grupos de bobina por fase e número de pares de pólos, isto é, para cada grupo de bobinas correspondem dois pólos. Neste tipo de enrolamentos, o sentido das correntes é igual em todos os grupos de bobina.

Em termos construtivos, o final de cada grupo de bobina liga ao início do grupo de bobina seguinte, na mesma fase, de modo a que a corrente possua o mesmo sentido, como pode ser possível observar na figura 2.14.

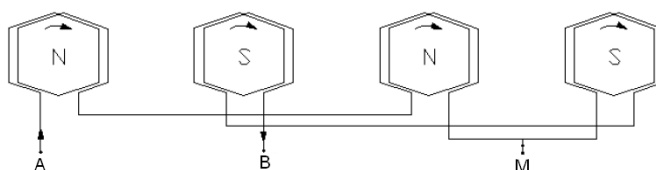


Figura 2.14 - Ligação por pólos consequentes (4 Pólos)

2.3.5 Enrolamento Concêntrico

Neste tipo de enrolamento, as bobinas são interligadas de modo a formar um enrolamento em espiral. O *enrolamento concêntrico* deve possuir um passo menor do que o passo pleno, mas não deve possuir as propriedades de um enrolamento de passo encurtado. Actualmente este tipo de enrolamento é pouco usado. A figura 2.15 mostra um *enrolamento concêntrico* ou também designado por *enrolamento em espiral*.

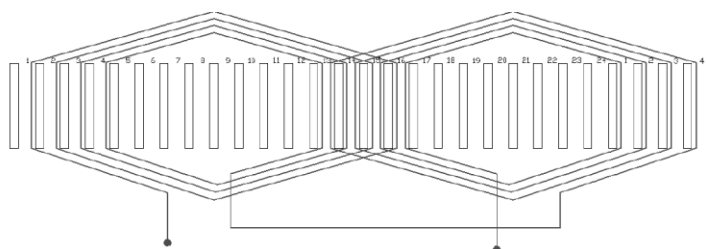


Figura 2.15 - Enrolamento concêntrico (24 Ranhuras / 2 Pólos)

O fator de enrolamento deste tipo de enrolamentos é calculado recorrendo á seguinte expressão:

$$K_e = \frac{1}{n} * \sum K_{ri} \quad (22)$$

2.3.6 Enrolamento Camada Única

Os *enrolamentos de camada única* possuem um único lado de bobina em cada ranhura. O número de ranhuras ocupadas é par e o número de bobinas é igual à metade do número de ranhuras do estator. Os condutores que se situam na mesma ranhura fazem parte da mesma bobina. Estes tipos de enrolamentos são pouco usados, mas ainda assim apresentam a vantagem de poder ter um bom isolamento entre fases sem requerer muito material isolante.

2.3.7 Enrolamento Camada Dupla

Este tipo de enrolamentos possuem um número de bobinas igual ao número de ranhuras e cada ranhura contém dois lados de bobinas. Neste tipo de enrolamentos, o número de ranhuras tanto pode ser par como ímpar.

Ambos os lados da bobina são colocados em duas camadas sobrepostas e separadas, sendo colocado um lado da bobina na parte inferior de uma ranhura e o outro lado da bobina é colocada na parte superior de outra ranhura. Verifica-se então que em cada ranhura existem dois lados de bobinas diferentes.

2.3.8 Enrolamento Distribuído/Imbricado

O *enrolamento distribuído* ou *imbricado* é o enrolamento mais utilizado nos motores eléctricos. Este tipo de enrolamentos é caracterizado por alguns fatores importantes, seguidamente citados: **Fator de Distribuição** e **Fator de Passo**.

Fator de Distribuição (Kd)

As bobinas de uma fase não são agrupadas na mesma ranhura, elas são distribuídas numa determinada quantidade de ranhuras ao longo do estator do motor. Por este fato, a tensão induzida é reduzida em relação à tensão induzida resultante de todas as bobinas concentradas numa mesma ranhura, portanto o fator que relaciona a tensão induzida das bobinas distribuídas em relação à tensão induzida das bobinas concentradas é o **Fator de Distribuição**.

Se as bobinas forem concentradas, a tensão induzida resultante é obtida através da soma fasorial das tensões induzidas em cada bobina.

$$E_{\text{concentrado}}^{\text{Resultante}} = N * E_{\text{Bobina}} \quad (23)$$

Onde,

$E_{\text{concentrado}}^{\text{Resultante}}$ – Tensão induzida total (*Concentrado*)

N – Numero de bobinas por fase

E_{Bobina} – Tensão induzida em cada bobina

No caso de se utilizar bobinas distribuídas ao longo das ranhuras estatóricas, o valor da sua tensão induzida resultante é dada pela seguinte expressão:

$$E_{\text{Distribuida}}^{\text{Resultante}} = E * \frac{\sin\left(\frac{n\alpha}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} * E_{\text{bobina}} \quad (24)$$

Onde,

$E_{\text{Distribuida}}^{\text{Resultante}}$ – Tensão Induzida Total (*Distribuido*)

α – Angulo formado entre as tensões induzidas

Para melhor percepção da expressão (24) é necessário recorrer á figura 2.16 que demonstra fasorialmente a soma das tensões induzidas em cada bobina, desfasadas de um angulo “x”

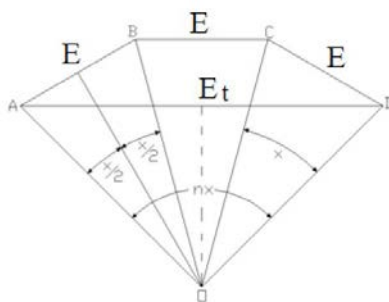


Figura 2.16 - Soma fasorial das tensões induzidas (enrolamento distribuído)

Fazendo agora a relação entre as duas tensões induzidas (bobina concentrada e bobina distribuída) obtemos o valor algébrico do **Fator de Distribuição**:

$$K_d = \frac{E_{\text{concentrado}}^{\text{Resultante}}}{E_{\text{Distribuído}}^{\text{Resultante}}} \quad (25)$$

Fator de Passo (Kp)

Antes de explicar no que consiste o Fator de Passo é necessário fazer referencia às definições de: **Passo Pleno** e **Passo Encurtado**.

O **Passo Pleno** consiste no número de ranhuras que compreendem um pólo do motor, provocando um fenómeno que consiste em que no instante de tempo que um lado da bobina é atravessado pelo fluxo mínimo, o outro é atravessado pelo fluxo máximo. A tensão induzida na bobina é portanto o dobro da tensão induzida em cada lado da bobina, como se pode ver pela expressão (26):

$$E_{\text{Passo Pleno}} = 2 * E_{\text{Bobina}} \quad (26)$$

Já com o **Passo Encurtado** a tensão induzida na bobina representa a soma fasorial das tensões induzidas em cada lado da bobina. A tensão induzida é representada pela expressão (27):

$$E_{\text{Passo Encurtado}} = 2 * E_{\text{Lado Bobina}} * \cos\left(\frac{\beta}{2}\right) \quad (27)$$

Onde,

$E_{\text{Lado Bobina}}$ – Tensão induzida num lado da bobina

β – ângulo de defasagem espacial

Resulta portanto que o **Fator de Distribuição** é dado pela seguinte expressão:

$$K_p = \frac{E_{\text{Passo Encurtado}}}{E_{\text{Passo Pleno}}} \quad (28)$$

O fator de enrolamento relaciona a componente fundamental do fluxo magnético por bobina com a componente fundamental do fluxo magnético no entreferro. No caso de enrolamentos distribuídos, o fator de enrolamento é calculado pela seguinte expressão

$$K_e = K_p * K_d \quad (29)$$

Analisando a expressão (29), facilmente se verifica que existem dois tipos de enrolamento distribuído: **Enrolamento Distribuído de Passo Pleno** e **Enrolamento de Passo Encurtado**.

O **Enrolamento Distribuído de Passo Pleno** possui o passo das bobinas igual ao passo polar, o que corresponde a dizer que quando um lado de uma bobina está sobre o centro de um pólo norte o outro lado está no centro do pólo sul adjacente, sendo o passo de bobina de 180° eléctricos. Nestes enrolamentos o factor de passo é igual á unidade. A figura 2.17 exemplifica um esquema de bobinagem de enrolamento distribuído.

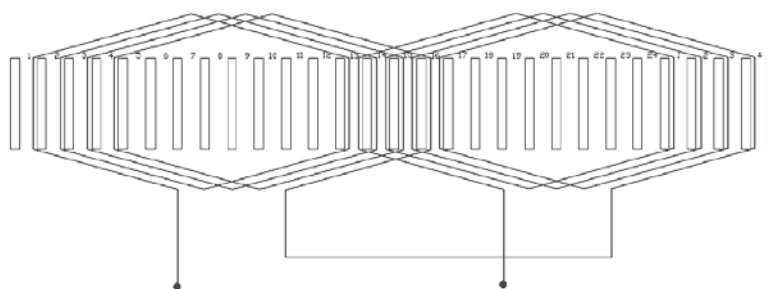


Figura 2.17 - Enrolamento distribuído (24 Ranhuras / 2 Pólos)

No **Enrolamento Distribuído de Passo Fraccionário** a distância entre os dois lados da mesma bobina são diferentes. Estes enrolamentos são mais utilizados pois apresentam mais vantagens que os enrolamentos de passo pleno: reduzem os harmónicos, apresentam forças eletromotrizes sinusoidais, economizam material ativo, redução das cabeças de bobina, redução da indutância. Além destas vantagens, estes enrolamentos apresentam desvantagens, sendo uma delas o fato da força electromotriz requerida ser maior. Ainda assim são os enrolamentos mais utilizados em motores eléctricos.

2.3.9 Enrolamento Concentrado “Single Tooth”

O enrolamento concentrado “Single Tooth” para a utilização em motores eléctricos trifásicos é ainda um pouco recente e por vezes de difícil execução. Nos enrolamentos concentrados “Single Tooth”, as bobinas são directamente enroladas ao redor dos dentes das ranhuras, o que possibilita

uma enorme redução do volume de cobre inactivo no final do enrolamento (Cabeças de Bobina), e além destas vantagens, melhora o rendimento do motor, reduzindo o seu custo.

A performance dos enrolamentos concentrados “Single Tooth” é maximizada com a utilização de um número fraccionário de ranhuras por pólo e por fase e também com a utilização de uma distribuição irregular das ranhuras ou do tamanho dos dentes. [11]

Quando os enrolamentos concentrados “Single Tooth” são de passo fraccionário, o seu factor de enrolamento é normalmente reduzido na ordem dos 0,87.

A tabela 2 mostra algumas das combinações de enrolamentos concentrados “Single Tooth” trifásicos de possível execução para motores eléctricos trifásicos.

Tabela 2 - Factor de Enrolamento

Pólos \ Ranhuras	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22
3	1/2 .866	1/4 .866		1/8 .866	1/10 .866		1/14 .866	1/16 .866		1/20 .866	1/22 .866
6	1 .5	1/2 .866		1/4 .866	1/5 .5		1/7 .5	1/8 .866		1/10 .866	1/11 .5
9		3/4 .617	1/2 .866	3/8 .945	3/10 .945	1/4 .866	3/14 .617	3/16 .328		3/20 .328	3/22 .617
12	2 .259	1 .5		1/2 .866	2/5 .966		2/7 .966	1/4 .866		1/5 .5	2/11 .259
15				5/8 .711	1/2 .866		5/14 .951	5/16 .951		1/4 .866	5/22 .711
18			1 .5	3/4 .617	3/5 .735	1/2 .866	3/7 .902	3/8 .945		3/10 .945	3/11 .902

Analisando agora a tabela 2, os números de cor amarela mostram que para a relação de ranhuras por pólo por fase que estes representam, é possível executar o enrolamento em camada única. Por sua vez, os números que se encontram na segunda linha indicam o factor de enrolamento dessa combinação. Os números de cor vermelha indicam que o factor de enrolamento dessa combinação foi optimizado através da distribuição irregular de ranhuras.

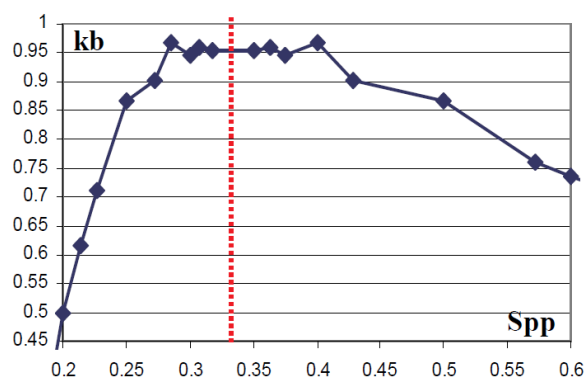


Figura 2.18 - Relação Número de Ranhuras/ Factor de Enrolamento

A figura 2.18 mostra a relação entre o número de ranhuras por pólo por fase (Spp) e o factor de enrolamento (kb). Analisando a figura 2.18, facilmente se verifica que o factor de enrolamento é maximizado para valores de Spp compreendidos entre o seguinte intervalo: $0.28 < Spp < 0.41$.

Para a determinação do número de ranhuras por pólo por fase em enrolamentos concentrados “Single Tooth”, recorre-se à expressão (30).

$$S_{pp} = \frac{S}{6 * p} < 1 \quad (30)$$

Onde,

S_{pp} – Número de Ranhuras por Pólo por Fase

S – Número de Ranhuras

p – Número de Pares de Pólos

2.4 Servomotor

2.4.1 Introdução

Os servomotores actualmente incluem-se na categoria de motores especiais, sendo considerados motores de precisão podendo ser aplicados nas mais diversas actividades, das quais se destacam as seguintes:

- Sistemas de Posicionamento;
- Robótica Industrial;
- Linhas de Transporte;
- Máquina-Ferramenta a comando manual;
- Sistemas flexíveis de manufactura;

Os servomotores apresentam um leque de características que os distinguem dos restantes motores. Estes apresentam uma elevada dinâmica, isto é, funcionam a várias velocidades com binário constante, possuem também um rigoroso controlo de binário, isto é, pode-se facilmente atuar sobre o binário do servomotor por forma a aumentar e diminuir o mesmo sem prejudicar o servomotor. Além destas características os servomotores apresentam uma enorme precisão da sua velocidade bem como da posição do seu rotor, devendo-se isto ao fato dos seus dispositivos de controlo.

Atualmente os servomotores encontram-se divididos nos seguintes tipos: *Servomotor Assíncrono de Corrente Alternada*, *Servomotor Síncrono de Corrente Alternada* e *Servomotor de Corrente Contínua*, *Servomotores de Passo*, *Servomotores de Relutância Chaveada* e *Servomotores de Indução*. [12]

Inicialmente, antes do desenvolvimento da eletrónica de potência e dos materiais magneticamente duros (ímãs permanentes), os servomotores eram de corrente contínua (CC) possuindo um conjunto de coletor-escovas. O controlo de binário deste tipo de motores era bastante simples e apresentava uma boa precisão para a época. Com a evolução da eletrónica de potência e dos ímãs permanentes, surgiram os servomotores síncronos de corrente alternada com ímanes no seu rotor. Este tipo de servomotores veio substituir os servomotores de corrente contínua (CC) com colector de escovas, pois apresentam um menor volume para uma mesma potência e não requerem tanta manutenção, apresentando ainda uma maior precisão, quando aliados a um bom sistema de controlo.

Além dos servomotores síncronos de corrente alternada (CA) com ímãs permanentes no seu rotor, surgiram também os servomotores de corrente contínua sem o conjunto de colector de escovas, designados por “Brushless DC”. Estes servomotores são uma opção muito boa para alguns tipos de aplicações, pois são mais baratos e apresentam maior facilidade de controlo do que os de corrente alternada, mas a sua precisão é menor.

Os servomotores de passo são utilizados em aplicações que requerem movimentos intermitentes e incrementais, onde o movimento do motor é caracterizado por passos discretos.

Por sua vez servomotores de ímãs permanentes apresentam inúmeras vantagens em relação ao servomotor de indução, sendo as principais vantagens as seguintes: baixa inércia devido à ausência do rotor em gaiola o que possibilita uma resposta mais rápida para um dado binário, maior eficiência devido à ausência de perda de Joule no rotor. Os motores de ímãs permanentes não possuem correntes de magnetização o que por sua vez faz com que estes necessitem de inversores de potência de menor tamanho e peso.

Nos dias que correm, os servomotores de corrente alternada com ímãs permanentes, tem vindo a partilhar o mercado com os motores “Brushless DC”, mas tudo indica que os servomotores de corrente alternada com ímãs no rotor alcancem a maior fatia de mercado.

2.4.2 Servomotor CA com Ímãs permanentes

É sobre servomotores síncronos de ímãs permanentes de corrente alternada que este trabalho vai incidir, portanto, proceder-se-á a uma explicação sobre o seu funcionamento.

A nível construtivo, o servomotor trifásico de ímãs permanentes (*STIP*) é em tudo idêntico a um motor síncrono de ímãs permanente. O seu estator é constituído por um pacote de chapas magnéticas isoladas entre si, possuindo ranhuras (Semi-Fechadas) que albergam os enrolamentos trifásicos (normalmente de cobre, podendo também ser de alumínio). O seu rotor é constituído por um pacote de chapas magnéticas e na sua superfície são alojados os ímãs permanentes, que normalmente são de Neodímio-Ferro-Boro (*NdFeB*).

Para que um servomotor possa desempenhar o seu papel de motor de precisão é necessário que este inclua um sistema que permita a detecção da posição do seu rotor. Posteriormente, os dados relativos à posição do seu rotor, são enviados para um sistema de controlo, que saberá qual a decisão a tomar, isto é, injectar mais corrente, diminuir a corrente, entre outras ações de controlo, de modo a garantir um torque constante para uma ampla gama de velocidades. A figura 2.19 mostra um servomotor de ímãs permanentes.

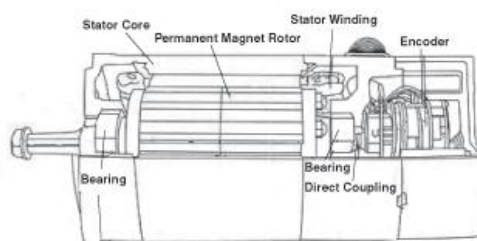


Figura 2.19 - Servomotor de corrente alternada de ímanes permanentes

2.4.3 Sistemas de Detecção de Posição

Em servomotores, o controlo da posição mecânica do rotor é de extrema importância pois é desse controlo que advém a precisão do servomotor. É portanto necessário o uso de sensores de detecção de posição. Existem vários tipos de detectores de posição, desde sistemas magnéticos, resistivos, de contacto e ópticos. Os sensores mais utilizados são os seguintes: **Encoder**, **Resolver** e **Sensor de Efeito de Hall**.

Encoder

Os Encoders são transdutores de movimento que tem a capacidade de converter movimentos angulares ou lineares em informações elétricas que por sua vez podem ser transformadas em informações binárias. Estas informações são trabalhadas e transformadas em grandezas que possam ser entendidas, como velocidade, posição, distância, entre outras.

Os encoders mais utilizados são os ópticos, sendo que estes baseiam o seu funcionamento num defractor que se move entre uma fonte de luz e um detetor, como se pode ver pela figura 2.20. Quando a luz passa pelas áreas transparentes do defractor, o detetor produz um sinal visual. O defractor e a mascara produzem um efeito de fechamento para que a luz apenas passe por eles quando estes se encontrarem alinhados.

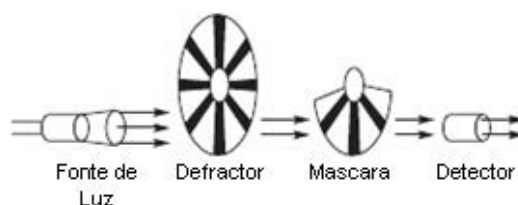


Figura 2.20 - Princípio de funcionamento de um encoder óptico

Atualmente no mercado existem três tipos de encoders: **Encoders Incrementais** e **Encoders Absolutos** e **Encoders Sinusoidais**.

Os **Encoders Incrementais** apresentam uma construção mais simples. O seu funcionamento é baseado na geração de pulsos (A e B) vindos de duas marcações radiais, igualmente espaçadas, que permitem a deteção da posição pela contagem de pulsos e determinam o sentido de rotação pelo desfasamento dos pontos (A e B), como mostra a figura 2.21. Existe um terceiro ponto (Z), que fornece a indicação do final de uma volta e o início da contagem. Quando desligados, estes encoders necessitam da passagem pela marca de zero para reiniciar a sua contagem. No caso de falta de energia, estes encoders gravam a posição onde o rotor parou e ao ser retomado o funcionamento eles iniciam o movimento na posição onde estavam. Estes encoders normalmente são alimentados de 5 a 30V.

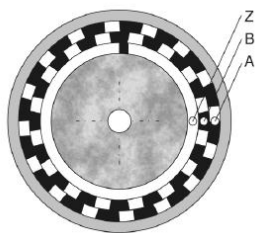


Figura 2.21 - Encoder incremental

Os *Encoders Absolutos* oferecem uma informação de posição única para cada localização do eixo. A localização é independente de todas as outras, ao contrário do que acontece no *encoder incremental*, em que a posição é determinada pela soma da distância percorrida a partir de uma posição de referência.

Nos *Incoders Absolutos*, cada posição do disco corresponderá a uma combinação de sinais (A1,A2,A3,A4,A5,A6). Estes sinais são fornecidos por sensores óticos ou magnéticos que detectam a passagem das marcas do disco. Os *incoders absolutos* determinam a velocidade através da derivada da posição, programada digitalmente.

Quando desligado da eletricidade, estes não necessitam da passagem pela marca de zero, pois detetam logo a posição do rotor após a sua alimentação ser restabelecida. Estes encoders podem ainda operar em ambientes eletricamente poluídos, pois um ruído eléctrico afecta apenas uma posição, não provocando um erro permanente. A figura 2.22 mostra um *encoder absoluto*.

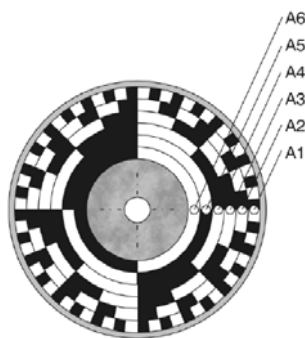


Figura 2.22 - Encoder absoluto

Os *Encoders Sinusoidais* pertencem à família dos *encoders incrementais* mas com a diferença de que na sua saída os sinais são do tipo analógico de forma sinusoidal. Este tipo de Encoder aplica-se quando se deseja aumentar a prestação dinâmica do servomotor, pois comparativamente aos restantes métodos de controlo de posição tradicionais este é muito mais preciso.

Os *Encoders Sinusoidais* baseiam o seu funcionamento na codificação da informação de posição do rotor, proporcionando um par de sinais (seno e co-seno) que se encontram quadratura e medidos

quando o eixo efectua o seu movimento de rotação. Estes sinais podem ser gerados por meios ópticos ou magnéticos e tipicamente produzem um número muito mais elevado de ciclos por cada volta de rotação do rotor do que os restantes encoders. Para fazer face a problemas causados pelo ruído mecânico, os sinais são transmitidos de modo diferencial, do encoder para a placa de controlo.

Resolver

Os *resolvers* não são mais do que transformadores de alta frequência, onde o seu primário é girante e está situado no rotor do servomotor. Este possui dois secundários em quadratura que se encontram na sua parte estática. O seu funcionamento é baseado nas amplitudes e fases das tensões induzidas nos dois secundários, que são função da posição do rotor. Outro circuito analisa as tensões induzidas e fornece uma tensão proporcional à posição do rotor.

A posição inicial do *resolver* é feita na fábrica no acto da montagem do servomotor e só pode ser alterada perante a abertura e remontagem do servomotor. Este tipo de sensores são muito utilizados em servomotores, aliando ao seu baixo custo uma boa precisão. A figura 2.23 representa esquematicamente um resolver e a figura 2.24 representa um resolver.

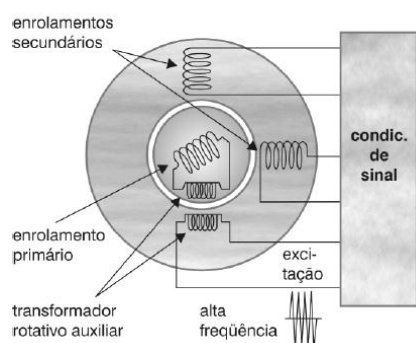


Figura 2.23 - Esquema eléctrico do Resolver



Figura 2.24 - Resolver

Sensor de Efeito Hall

Os *sensores de efeito Hall* podem ser definidos como sendo transdutores que variam a sua tensão de saída em resposta a um campo magnético. O funcionamento destes sensores baseia-se no efeito de Hall, que pode ser visto na figura 2.25. O efeito de Hall diz que numa área magnética, percorrida por uma corrente, a qual iremos medir a queda de tensão, verificamos que é de zero volts. Mas ao se aplicar um campo magnético a esta mesma área, surge uma pequena tensão entre as duas extremidades. A diferença destas duas tensões deve-se ao facto da existência de uma força para deslocar os electrões ao longo da área magnética (Força de Lorenz).

É portanto com a informação desta diferença de potencial que o sensor de efeito de Hall actua. Estes sensores normalmente são mais utilizados para a medição de velocidade do rotor e não de posição.

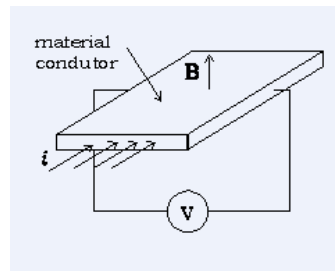


Figura 2.25 - Efeito de Hall

Estes sensores são pouco utilizados em servo accionamentos, pois a sua resolução é muito baixa o que por sua vez implica uma precisão reduzida.

2.4.4 Controlo

Na década de 70, quando os materiais se tornaram mais baratos e mais populares (Tirístores e Díodos), ocorreu um grande crescimento no controlo dos servomotores, proporcionado pela entrada no mercado dos tirístores de potência.

Foi devido à entrada dos transístores de potência que se começou a efectuar o controlo a **PWM (Pulse Wide Modulation)**. Inicialmente a frequência de comutação era baixa, na ordem dos 2 a 3 kHz, mas logo depois veio aumentado com a evolução dos materiais semicondutores bem como da tecnologia envolvida.

O controlo dos servomotores é normalmente realizado por intermédio de um microprocessador que tem armazenado na sua memória, algoritmos de controlo de acordo com a aplicação que o servomotor irá realizar. Além das funções de controlo, o microprocessador possui também funções de diálogo com o operador e ligações com outros aparelhos através de redes industriais. Um microprocessador é constituído por uma unidade central de processamento (CPU), circuitos de memória, circuito auxiliares e funções de entrada e saída de dados, tais como saídas digitais moduladas por largura de impulso (**PWM**).

Relativamente à arquitectura interna da CPU, existem disponíveis as seguintes concepções:

- Arquitectura de Von Neuman;
- Arquitectura de Harvard;
- Arquitectura RISC;

Devido à simplicidade dos seus circuitos internos, a arquitectura do tipo RISC ópera com maior eficiência e com frequências de clock mais elevadas, o que o torna muito usado no controlo de servomotores.

Em aplicações de controlo de um servomotor, o microprocessador é responsável pelas seguintes tarefas:

- Aquisição dos sinais de posição e velocidade, através das interfaces digitais para sensores do tipo resolver ou encoder;
- Execução do algoritmo de controlo de velocidade e posição;
- Aquisição de corrente para fins de controlo e protecção;
- Execução do algoritmo de controlo em coordenadas d-q;
- Cálculo de valores de referência para a modulação PWM das tensões produzidas pelo conversor.

No controlo de servomotores as entradas e saídas analógicas estão diretamente associadas aos circuitos de electrónica de potência responsáveis pelo comando do servomotor. Estas entradas e saídas são responsáveis pela execução do *PWM*. É nas entradas analógicas que as correntes nas bobinas das fases do motor são convertidas em dados numéricos para serem utilizados como valores medidos nos algoritmos de controlo, realimentando depois a corrente. Portanto, os valores de *PWM* são mudados constantemente a cada amostragem do sistema de controlo da corrente.

PWM

Os conversores de electrónica de potência são constituídos por dispositivos semicondutores a funcionar no seu estado de saturação ou de bloqueio. Nestes estados as perdas por eles provocadas são muito baixas, concluindo-se então que a grande parcela das perdas nestes dispositivos ocorre quando se dá a comutação.

O controlo dos servomotores é feito com base na produção de sinais alternados de amplitude e com frequência variável a partir de fontes de corrente contínua. Este controlo é chamado de modulação por largura de impulso (*PWM*).

O funcionamento da modelação por largura de impulso consiste na criação de uma sinal de saída sinusoidal (tensão) com uma determinada amplitude e frequência. Um sinal sinusoidal de controlo (V_s) é comparado com uma onda triangular (V_t), chamada de onda portadora, que determina a frequência de comutação. A figura 2.26 mostra a comparação de uma onda triangular com uma sinusoidal.

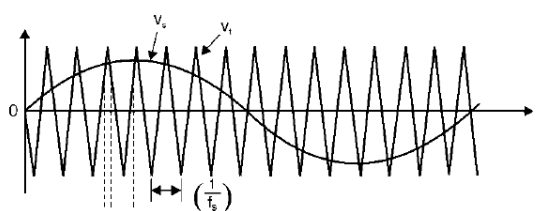


Figura 2.26 - Geração de um sinal PWM

A figura 2.27 mostra a resultante da comparação do sinal V_s com o sinal V_t , apresentados na figura 2.26.

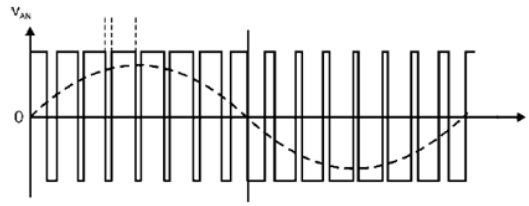


Figura 2.27 - Sinal PWM

Sendo f_t e V_t a frequência e amplitude da onda triangular portadora e f_1 e V_1 a frequência e amplitude do sinal de controlo, pode-se então definir:

- Índice de Modelação de Amplitude: $m_a = V_1/V_t$
- Índice de Modelação de Frequência: $m_f = f_t/f_1$

É possível demonstrar que a amplitude da componente fundamental é proporcional a m_a , para $m_a < 1$ e para $m_f \gg 1$.

A distribuição harmónica é obtida pela série de Fourier e está expressa na figura 2.28. É de notar que as componentes harmónicas aparecem em torno das frequências múltiplas de m_f e obedece à seguinte relação: $h = jm_f \mp k$, j e $k \in \mathbb{N}$,

Onde, $h=1$ corresponde à frequência fundamental e para j ímpar, k assume apenas números pares, enquanto para j par, k assume apenas números ímpares.

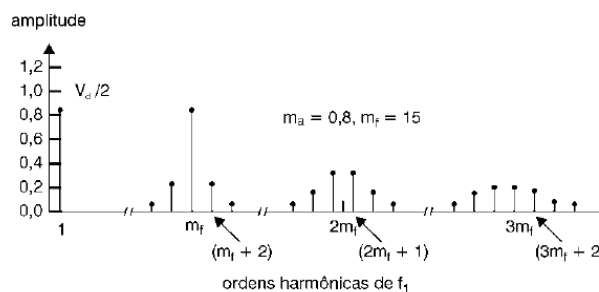


Figura 2.28 - Espectro harmónico do sinal da figura 2.26

Quanto maior for o valor de m_f , maiores serão as frequências dos componentes harmónicos logo a filtragem destes sinais será mais simples. No entanto elevados valores de m_f implicam frequências de comutação mais elevadas o que faz com que as perdas sejam mais elevadas.

2.4.5 Funcionamento

Os STIP (Servomotor Trifásico de Ímanes Permanentes) têm um funcionamento idêntico a um servomotor de corrente contínua, apresentando como principal diferença a forma de onda da força eletromotriz, que no caso do STIP é sinusoidal, tal não se verifica nos servomotores de corrente

contínua. Analisando em primeiro lugar o funcionamento de um servomotor de corrente contínua para posteriormente se identificarem as mudanças relativamente ao STIP.

O esquema equivalente de um motor de corrente contínua está representado na figura 2.29.

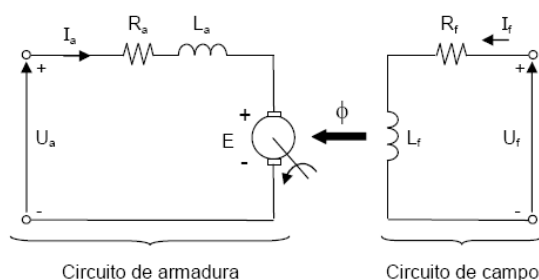


Figura 2.29 - Esquema equivalente Motor Corrente Contínua

Como se pode verificar, o seu funcionamento baseia-se na passagem de uma corrente de armadura i_a num circuito elétrico representado por uma resistência R_a associada em série com uma indutância L_a . Estes dois componentes encontram-se em série com uma fonte de tensão que representa a força contra eletromotriz.

O circuito de campo é responsável pela criação do fluxo, coisa que nos motores de ímãs permanentes é da responsabilidade dos ímãs.

O binário desenvolvido por um servomotor de corrente contínua é calculado pela expressão (31).

$$T = k_1 * \phi * i_a \quad (31)$$

Onde,

k_1 – Constante que depende das características do motor

ϕ – Fluxo magnético

i_a – Corrente na armadura

A tensão aos terminais de uma máquina de corrente contínua pode ser obtida recorrendo à expressão (32).

$$U_a = R_a * i_a + L_a * \left(\frac{di_a}{dt} \right) + e_a \quad (32)$$

Onde,

V_a – Tensão da armadura

R_a – Resistência da armadura

L_a – Indutância da armadura

O servomotor ao girar cria uma tensão interna e_a que se gera na armadura devido às bobinas de armadura cortarem as linhas internas de fluxo. A tensão U_a aplicada aos terminais da armadura provoca a rotação do motor e, portanto ocorre a criação de uma força contra electromotriz que se opõem a essa tensão, provocando uma redução da corrente de armadura. A força contra electromotriz está representada na expressão (33):

$$e_a = k_2 * \phi * n \quad (33)$$

Onde,

e_a – Força contra eletromotriz

k_2 – Constante depende características construtivas da máquina

n – Velocidade no eixo da máquina

A potência elétrica que é convertida em potência mecânica e pode ser determinada trivialmente, aplicando a lei de ohm:

$$p_e = e_a * i_a = k_2 * \phi * n * i_a \quad (34)$$

Por último e não menos importante é a relação entre binário e a potência, que é dado pela expressão (35):

$$T = \frac{p_e}{n} \quad (35)$$

No que diz respeito a um servomotor síncrono trifásico de corrente alternada com ímãs permanentes, este tem um funcionamento semelhante aos motores de corrente contínua “Brushless DC” mas apresenta algumas diferenças muito importantes. Uma das principais diferenças consiste na necessidade de implementação de uma malha de controlo com tempo de resposta muito pequeno, para efetuar o controlo das corrente de armadura, podendo assim admitir-se que essas mesmas correntes são impostas à máquina.

Neste tipo de motores, o campo magnético criado pelas correntes de armadura vai interagir com o campo magnético de valor fixo criado pelos ímãs permanentes e facilmente se verifica que o binário máximo criado por um STIP dá-se quando o campo criado pelos ímãs fica ortogonal ao campo criado pela circulação de correntes nas bobinas de armadura.

É a partir da informação da posição rotórica, dada por um resolver ou encoder, que será possível programar uma malha de controlo que possa, com precisão, impor as correntes de armadura, controlando assim o binário do motor bem como as restantes grandezas.

Para ser possível efectuar o controlo sobre as correntes de armadura é necessário aplicar a *Transformada de Park* a essas correntes.

A *Transformada de Park* consiste em substituir a três componentes das correntes por fase (i_a, i_b, i_c) por duas componentes (i_{sd}, i_{sq}), como foi exemplificado anteriormente neste capítulo. A corrente i_{sd} corresponde à componente da corrente de armadura segundo a direção do eixo direto. Por sua vez a componente i_{sq} corresponde à componente da corrente de armadura representada segundo o eixo em quadratura.

A Matriz da *Transformada de Park* é a seguinte:

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} * \begin{bmatrix} \cos \alpha & \cos \left(\alpha - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\alpha + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \alpha & -\sin \left(\alpha - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\alpha + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (36)$$

Onde,

α – Angulo do rotor em relação ao estator

As correntes i_{sd} e i_{sq} circulam em bobinas fictícias posicionadas na direção do rotor e na direção ortogonal ao rotor.

O binário produzido passa a ser determinado pela expressão (37):

$$T = k * \phi_F * i_{sq} \quad (37)$$

Onde,

ϕ_F – *Campo magnético produzido pelos ímãs permanentes*

A expressão que nos dá a tensão aos terminais do motor apresenta a mesma forma que a de um motor de corrente continua.

$$V_s = e_a + (R_s + j * \omega * L_s) * i_s \quad (38)$$

Onde,

V_s – *Fasor da tensão nos terminais*

i_s – *Fasor da corrente de armadura*

R_s – *Resistência do estator*

L_s – *Indutância do estator*

ω – *Frequência angular da alimentação*

A força contra eletromotriz apresenta algumas diferenças em relação à máquina de corrente contínua, como se pode ver na expressão (39):

$$e_a = j * \frac{1}{\sqrt{2}} * \omega * \phi_F \quad (39)$$

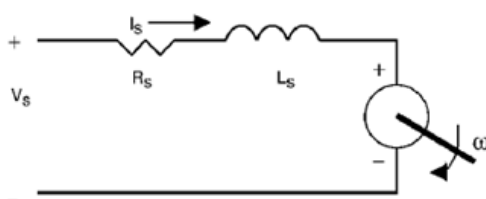


Figura 2.30 - Esquema equivalente de um motor síncrono de ímãs permanentes

Comparando o funcionamento dos servomotores síncronos de corrente contínua convencionais, com os servomotores síncronos de corrente alternada de ímãs permanentes, verifica-se que são

similares. No entanto os motores síncronos de corrente alternada com ímãs permanentes, apresentam características mecânicas melhores que os de corrente contínua, tais como a ausência de comutação mecânica e do circuito de campo, que resulta numa menor manutenção, baixo momento de inércia, realimentação de velocidade e posição por intermédio de um resolver e apresentam ainda uma melhor relação Potência/Volume.

Uma grande dificuldade dos *STIP* é que estes não permitem a condição de controlo por enfraquecimento de campo, como ocorre com as máquinas de corrente contínua com excitação independente.

O enfraquecimento de campo, no caso do motor *STIP*, consistiria em diminuir o fluxo dos ímãs ϕ_F , mas tal não pode suceder, pois o campo é produzido por um ímã permanente, portanto não pode ser controlado. A vantagem de realizar um enfraquecimento de campo é que ocorre uma diminuição do binário resultante da diminuição do campo e conseqüentemente ocorre um incremento de velocidade, tudo isto para uma tensão constante ($V_s = \text{Constante}$).

É fácil de perceber que o enfraquecimento de campo apenas é utilizado em situações que requerem velocidades elevadas com binário reduzido.

Nos *STIP* não é possível executar nenhum controlo por efeito de enfraquecimento de campo, mas no entanto existe uma outra maneira de efectuar um controlo com resultados idênticos a um enfraquecimento de campo. Esse outro tipo de controlo consiste em adicionar uma corrente segundo o eixo directo (i_{sd}) com sinal negativo. Recorrendo á equação (37) é possível verificar que a adição de uma corrente (i_{sd}) negativa provoca uma diminuição da tensão V_s . Por sua vez, uma diminuição de V_s provoca uma diminuição de binário, pois a presença de uma componente da corrente i_{sd} provoca a diminuição da corrente i_{sq} por forma a garantir que não é excedido o valor máximo da corrente de armadura ou estator i_s . A corrente de armadura é dada pela equação.

$$|I_s| = \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2} \quad (38)$$

Pode-se então concluir que o *STIP* apresenta inúmeras vantagens, tanto no controlo como na eficiência, e é portanto uma alternativa válida aos obsoletos servomotores de corrente contínua convencionais.

Capítulo 3

3.1 Servomotor Analisado

Para a realização de todos os testes e simulações, parte-se de um servomotor com uma configuração conhecida e com todas as suas características expostas.

3.1.1 Características Técnicas

O servomotor utilizado no presente estudo possui as seguintes características:

Tabela 3 - Características e especificações técnicas

Caraterísticas Técnicas	Especificações Técnicas
<ul style="list-style-type: none"> Força Contra Electromotriz Sinusoidal; 	<ul style="list-style-type: none"> Grau de Protecção IP55;
<ul style="list-style-type: none"> Rotação Suave e Uniforme a todas as velocidades; 	<ul style="list-style-type: none"> Classe H de isolamento;
<ul style="list-style-type: none"> Baixo nível de ruído; 	<ul style="list-style-type: none"> Realimentação por <i>resolver</i>
<ul style="list-style-type: none"> Ampla faixa de rotação com torque constante; 	<ul style="list-style-type: none"> Formas construtivas B5, V1 e V3;
<ul style="list-style-type: none"> Baixa manutenção (ausência de escovas); 	<ul style="list-style-type: none"> Protector Térmico (PTC);
<ul style="list-style-type: none"> Elevada capacidade de Sobrecarga; 	<ul style="list-style-type: none"> Ponta de eixo com Chaveta NBR 6375;
<ul style="list-style-type: none"> Baixa Inércia; 	<ul style="list-style-type: none"> Imãs de NdFeB;
<ul style="list-style-type: none"> Resposta Dinâmica Rápida; 	<ul style="list-style-type: none"> Rolamento com lubrificação permanente; Retentor para vedação do eixo; Temperatura máxima de funcionamento em regime permanente: $\Delta t = 100^\circ\text{C}$;

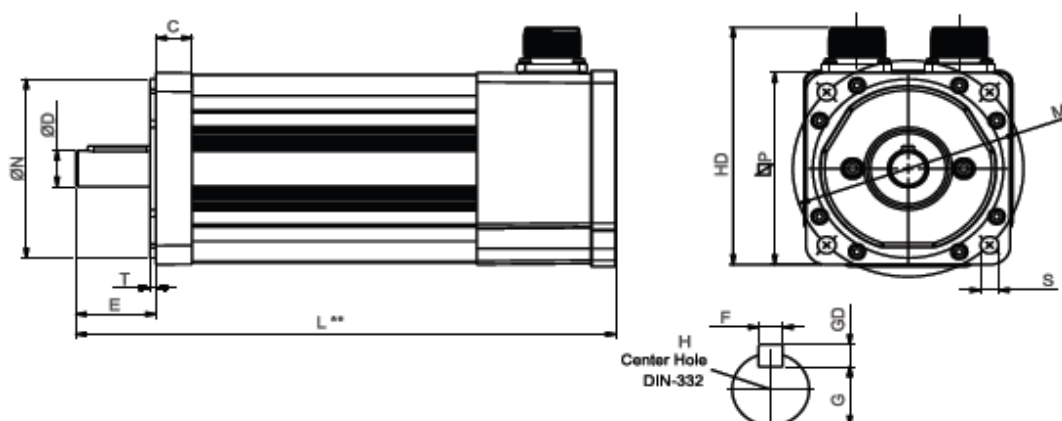


Figura 3.1 - Servomotor

Os valores das grandezas que estão representadas na figura 3.1 encontram-se definidos na tabela 4 e a chapa de características pode ser consultada recorrendo à tabela 5.

Tabela 4 - Dimensões do servomotor

Carcça	HD(mm)	P (mm)	Flange				Ponta de Eixo (mm)					
			ØM	ØN	ØS	T	ØD	E	F	G	GD	H
56	127	102	115	95j6	9	3	19j6	40	6n9	15,5	6	M6x1x16

Tabela 5 - Chapa de características do servomotor

Binário (N.m)	Corrente I_0 (A)	Potencia (kW)	Massa (kg)	Inércia $10^{-3}(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	Rotação (rpm)	Comprimento (mm)
2,5	2,5	0,36	6,5	0,35	2000	323,5

Este servomotor possui 24 ranhuras estatóricas e 8 pólos. Nessas ranhuras estão alojados os enrolamentos. O tipo de enrolamento que o servomotor possui é do tipo imbricado e com um passo de enrolamento de 1:4. Além do que foi anteriormente referido, este enrolamento é de camada dupla e é ligado em série.

Os 8 pólos rotóricos são formados por ímãs permanentes de (NdFeB) que são colados à superfície rotórica através da aplicação de uma resina de epoxy e após a aplicação dessa resina é efectuada uma bandagem para garantir uma maior fixação dos ímãs ao rotor. Estes ímãs possuem uma remanência mínima de 1.02 T e uma remanência máxima de 1.05 T.

A detecção de posição do rotor deste servomotor é efectuada por intermédio de um *resolver*, pois este dispositivo apresenta bastante precisão e robustez mecânica. A este resolver está conectado um drive, normalmente é o SCA-05 da WEG, mas por vezes poderá ser o SCA-07 também da WEG, sendo que este ultimo apresenta menos funções do que o SCA-05.

3.2 Pesquisas

Neste ponto serão explicadas detalhadamente todas as pesquisas que foram efetuadas no servomotor.

3.2.1 Programa Computacional Utilizado

SPEED

O programa usado para realizar todas as simulações efetuadas no servomotor ao longo deste trabalho foi o “SPEED”. Este programa é da autoria do professor T.J.E Miller da Universidade de Glasgow. Este programa permite calcular toda a parte eléctrica de um motor de ímãs permanentes, possuindo na sua base de dados todas as configurações rotóricas possíveis, podendo o usuário alterar todas as variáveis. A sua interface gráfica é de fácil utilização, como se pode ver a seguir:

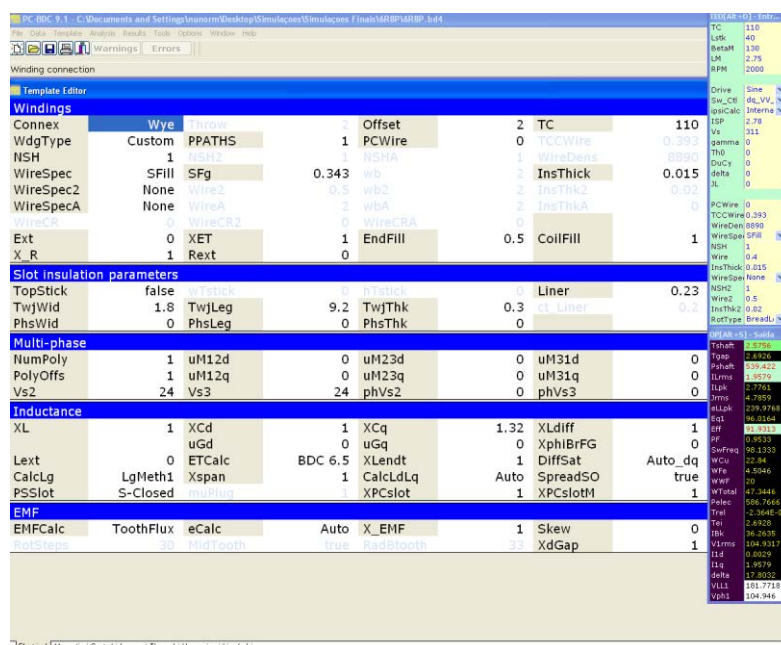


Figura 3.2 - Interface gráfica do SPEED

Através da análise da figura 3.2 é possível verificar o modelo de interface gráfica do programa.

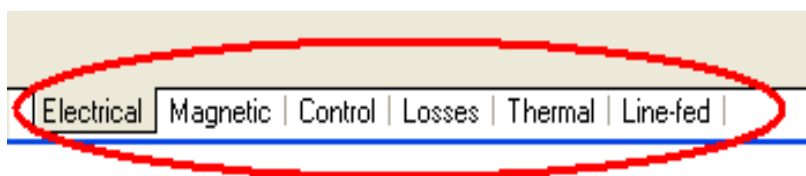


Figura 3.3 - Opções do "Speed"

Na figura 3.3 encontram-se todas as janelas que o programa possui (podem ser observadas no canto inferior esquerdo da figura 3.2), podendo ser alterados todas as suas variáveis. Como se pode observar, o programa permite alterar e definir valores referentes ao controlo, à parte magnética, à parte eléctrica, às perdas, à temperatura dos materiais e parâmetros para a partida assíncrona.

O programa possui ainda uma parte de análise gráfica que permite expor os resultados mais importantes quando da realização de um projecto de motores eléctricos de ímãs permanentes.

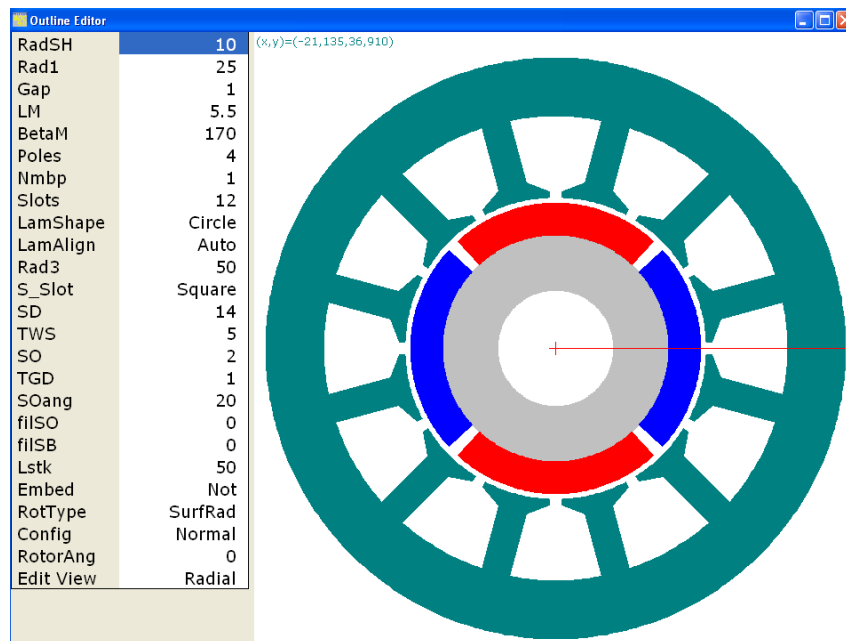


Figura 3.4 – Interface gráfica do SPEED (estator e rotor de um motor de 12 Ranhuras 4 Pólos)

A figura 3.4 mostra a parte gráfica do programa “SPEED”, sendo que esta permite verificar as modificações estruturais efetuadas, tanto na parte estatórica como na parte rotórica.

O SPEED possui ainda uma parte de elementos finitos, que permite simular e comparar os valores obtidos por cálculo com os valores obtidos por simulação (elementos finitos), ajustando os valores obtidos por cálculo, fazendo assim com que o programa seja bastante fiável e com baixa margem de erro.

O programa possui ainda uma base de dados com alguns tipos de materiais activos usados para a construção de motores eléctricos e suas características, ondem também podem ser introduzidos novos materiais.

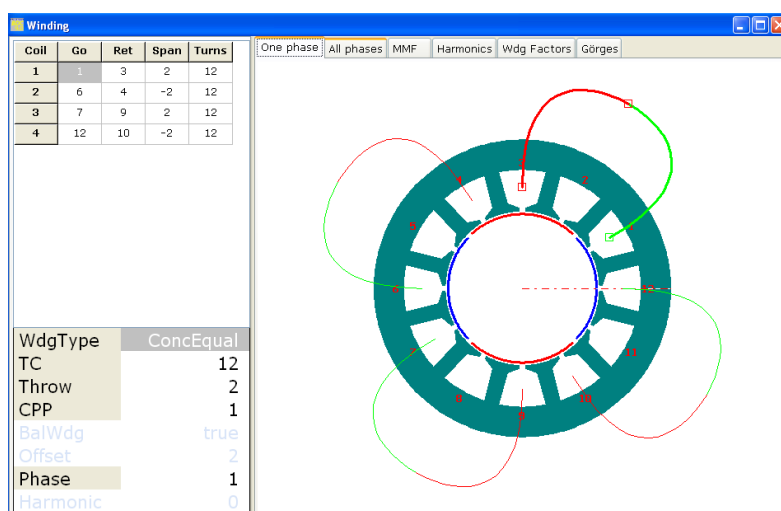


Figura 3.5 - Interface gráfica do SPEED (distribuição dos enrolamentos)

A Figura 3.5 representa a distribuição dos enrolamentos estáticos. É recorrendo a esta janela que se pode modificar o tipo de enrolamento e sua configuração, alterando as variáveis que se encontram no canto inferior e superior esquerdo.

3.2.2 Configuração Base

A configuração que serviu de base a todas as experiências efectuadas, é a configuração que o servomotor com enrolamento convencional. São conhecidas todas as suas características eléctricas, mecânicas e magnéticas.

A realização dos testes foi em torno deste servomotor e para a realização dos mesmos, houve algumas limitações que se teve que ter em consideração:

- A sobreelevação de temperatura (100°K) corresponde ao valor das perdas de Joule e perdas no ferro desta configuração;
- As perdas provocadas por atrito são consideradas constantes e de valor (20 W), pois não existe alteração da velocidade, nem dos rolamentos e nem da graxa;
- O factor de enchimento dos enrolamentos é mantido constante e de valor 0,343;

O estator da configuração de base assume a forma expressa pela figura 3.6. O seu tipo de enrolamento é apresentado na figura 3.7 e os seus parâmetros encontram-se na tabela 6.

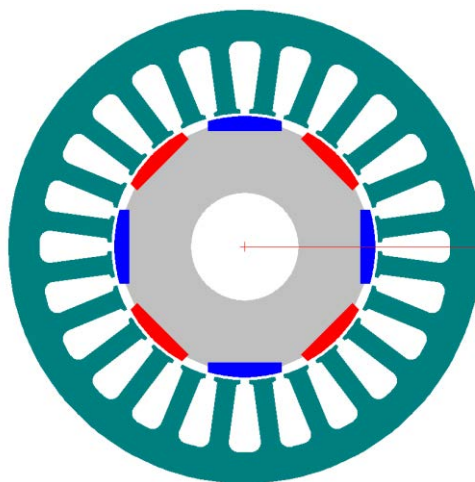


Figura 3.6 – Estrutura estatórica da configuração base

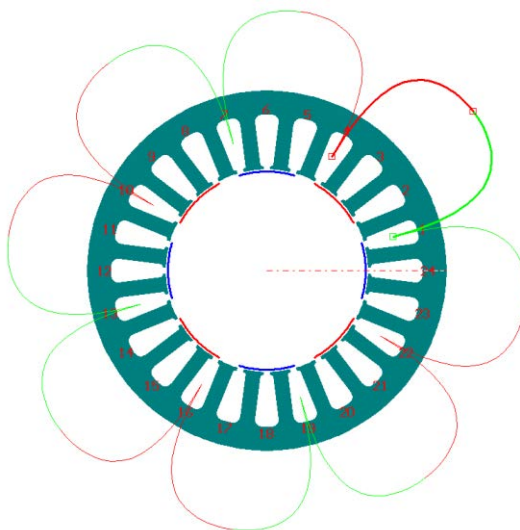


Figura 3.7- Distribuição dos enrolamentos da configuração base

Como se pode verificar pela visualização da figura 3.7, esta configuração possui enrolamento distribuído com passo de 1:4. Os ímãs utilizados nesta configuração possuem uma geometria um pouco assimétrica, isto é, eles possuem um ligeiro arredondamento nas extremidades, sendo que numa extremidade a sua dimensão é menor do que na outra extremidade, como pode ser observado pela análise da figura 3.6.

Na tabela 6 são apresentadas as suas principais características elétricas, magnéticas e mecânicas.

Tabela 6 - Características da configuração base

Configuração Base			
Características Elétricas, Magnéticas e Mecânicas			
Corrente Eficaz (A)	2,05	Comprimento do Pacote (mm)	40
Corrente de Pico (A)	2,9	Número de Espiras por enrolamento	50
Tensão Gerada (V)	90,58	Velocidade de Rotação (rpm)	2000
Rendimento (%)	82,13	Binário no Eixo (N.m)	2,532
Tensão nos Terminais (V)	190,99	Binário Eletromagnético (N.m)	2,66
Potência no Eixo (W)	530,23	Peso de Cobre (kg)	0,435
Potência Fornecida ao Motor (W)	645,57	Peso de Ferro (kg)	1,291
Perdas no Cobre (W)	88,36	Peso de Ímãs (kg)	0,0833
Perdas no Ferro (W)	6,98	Peso Total (kg)	1,81
Perdas Atrito (W)	20	Comprimento entre Cabeças de Bobina (mm)	72,22
Perdas Totais (W)	115,34	Comprimento entre cabeças de Bobina Comprimidas (mm)	59,49
Fator de Potência	0,95	Indução no Dente (T)	1,458
Resistência de Fase a 20° (Ω)	5,56	Indução na Coroa (T)	0,926
Indutância de Fase (mH)	14,62	Fator de Enrolamento	0,955

Um aspecto importante a ter em conta quando se trata de servomotores é o fenómeno denominado de *Cogging Torque*. Na configuração base o seu valor é bastante reduzido o que é ótimo, pois quanto menor é o seu valor, menos será o seu ripple (ondulação) de binário. O efeito de *Cogging Torque* é prejudicial ao funcionamento do motor pois este faz com que ocorram oscilações de velocidade causadas por alterações de binário que por sua vez são causadas pela procura que os ímãs efectuem para encontrar a posição de menor relutância magnética. Estas oscilações são mais sentidas a baixas velocidades e com cargas leves.

A figura 3.8 representa, graficamente, o *cogging torque* da configuração base e como se pode verificar pela análise da mesma, a linha de cor amarela representa o valor de *cogging torque* com a inclinação de uma ranhura estatórica e a linha vermelha representa o *Cogging Torque* desta configuração sem inclinação. O valor do *Cogging Torque* para a inclinação de uma ranhura é de 0,0015 N.m, o que em percentagem representa:

$$C_{torque} = \frac{0,0015}{2,532} * 100 = 0,059 \%$$

Sem inclinação, este valor é incrementado para 0,11 N.m o que corresponde a uma percentagem de:

$$C_{torque} = \frac{0,11}{2,532} * 100 = 4,35 \%$$

Analisando o resultado dos valores acima calculados, facilmente se conclui que esta configuração possui inclinação estatórica de uma ranhura, pois caso contrário teria um valor de *cogging torque* inaceitável.

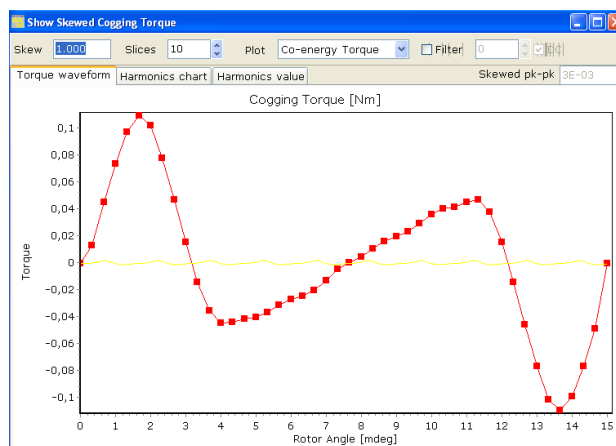


Figura 3.8 - Cogging Torque da configuração base

A inclinação estatórica influencia o valor cogging torque, pois quanto maior for a inclinação estatórica (limite máximo de uma ranhura) menor será o efeito de *cogging torque*, pois os ímãs passam a “ver” o estator como um corpo uniforme, portanto os ímãs não procuram uma posição preferencial.

É de referir que os graus do eixo horizontal são dados em graus geométricos e não eléctricos.

Para efeitos de controlo do servomotor, uma análise importante a fazer-se é a análise da forma de onda da tensão gerada (*EMF*). Esta convém ser o mais sinusoidal possível para que o controlo seja mais eficiente. A figura 3.9 representa a forma de onda da tensão gerada, que como se pode ver é muito semelhante a uma sinusóide.

Analisando a figura 3.9 verifica-se que esta possui duas curvas, sendo que uma representa a tensão gerada medida entre duas fases, que na figura está como “*Line A*” e a outra representa a tensão gerada medida entre uma fase e o neutro que na figura se apresenta como “*Phase A*”.

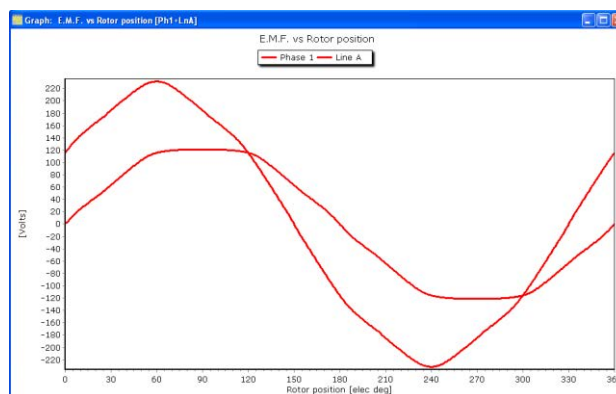


Figura 3.9 – Tensão gerada (EMF) da configuração base

Uma característica importante nos servomotores é que estes possuam a capacidade de manter o binário constante para uma ampla gama de velocidades. A figura 3.10 mostra a análise de Binário/Velocidade efectuada na configuração base.

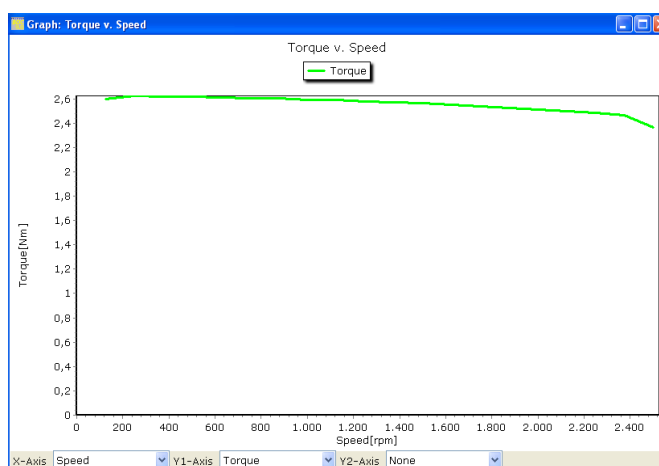


Figura 3.10 - Análise Binário/Velocidade da configuração base

Como se pode verificar pela análise da figura 3.10, o servomotor possui a capacidade de manter o binário constante ao longo de uma grande gama de velocidades, mas a partir das 2300 rpm o seu binário começa a diminuir. É possível, também, verificar que para as 2300 rpm a tensão que o motor requer do drive está muito próxima do limite (220 V). A figura 3.11 mostra o valor da tensão que o motor requer, indicada pelo parâmetro VLL1.

OP[Alt+S] - Saída		TED[Alt+D] - Entr...	
Tshaft	2.5161	TC	50
Tgap	2.6788	Lstk	40
Pshaft	606.0275	BetaM	130
ILrms	2.0648	LM	2.75
ILpk	2.92	RPM	2300
Jrms	9.1793	Drive	Sine
eLLpk	266.1366	Sw_Ctl	dq_VV_
Eq1	104.1625	ipsiCalc	Interna
Eff	82.476	ISP	2.92
PF	0.9495	Vs	311
SwFreq	0	gamma	0
WCu	89.5835	Th0	0
WFe	8.7642	DuCy	0
WWF	30.4175	delta	0
WTotal	128.7652	JL	0
Pelec	734.7927	PCWire	0
Trel	6.6441E-1	TCCWire	0.393
Tei	2.6788	WireDen	8890
IBk	19.9449	WireSpe	SFill
V1rms	124.9577	NSH	1
I1d	1.0243E-1	Wire	0.355
I1q	2.0648	InsThick	0.015
delta	18.2924	WireSpe	None
VLL1	216.3996	NSH2	1
Vph1	124.9384	Wire2	0.4
		InsThk2	0.02
		RotType	BreadLi

Figura 3.11 – Velocidade máxima e tensão requerida pelo servomotor da configuração base

3.2.3 Alterações Estatóricas

A primeira análise a ser efectuada no servomotor é a substituição dos enrolamentos distribuídos por enrolamentos concentrados “Single Tooth” ocorrendo uma mudança do número de ranhuras estatóricas, mas mantendo-se a parte rotórica inalterada.

Para a determinação das configurações a testar, recorreu-se á tabela 2, mas para a determinação da ligação dos enrolamentos, utilizou-se um software auxiliar desenvolvido na WEG. Este programa permite obter os esquemas de bobinagem das configurações de enrolamento concentrado “Single Tooth”. A figura 3.12 representa a interface gráfica do programa. Além disso, o esquema apresentado na figura 3.12 é referente a uma topologia usada neste estudo.

Enrolamento concen...		
Ranhuras	Pólos	
6	8	
Ranhura	Camada 1	Camada 2
1	+A	-B
2	+C	-A
3	+B	-C
4	+A	-B
5	+C	-A
6	+B	-C
Calcular		
k =	1	Spp = ,25
Informações		

Figura 3.12 – Configuração do enrolamento concentrado “Single Tooth” (6 ranhuras/8 pólos)

As configurações estudadas são seguidamente apresentadas e acompanhadas das suas características mais relevantes:

- Configuração (6 Ranhuras/8 Pólos)

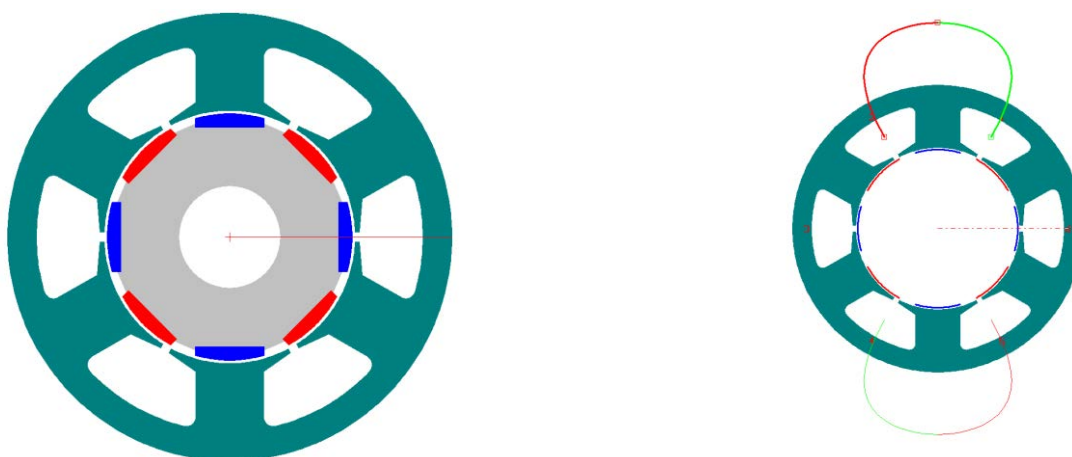


Figura 3.13 – Constituição da configuração (6 Ranhuras/8 Pólos)

A imagem da esquerda da figura 3.14 representa a forma geométrica das ranhuras estáticas bem como a sua quantidade. Já a imagem da direita representa o esquema de bobinagem (apenas uma fase).

Verifica-se que o fator de enrolamento desta configuração é um pouco menor do que o factor de enrolamento da configuração atual. Por sua vez o número de voltas por bobina é muito superior, passando para quase 4 vezes mais.

- **Configuração (9 Ranhuras/8 Pólos)**

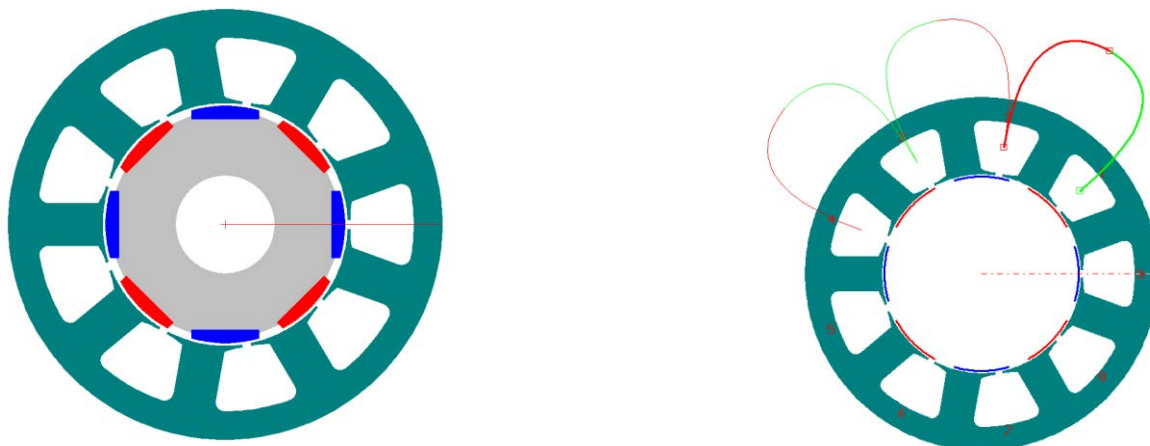


Figura 3.14 - Constituição da configuração (9 Ranhuras/8 Pólos)

Esta configuração possui nove ranhuras estatóricas e um número de voltas por bobina mais reduzido que a configuração anterior, mas ainda assim muito maior que os da configuração base. O fator de enrolamento é maior que a configuração anterior, mas ligeiramente inferior ao da configuração base. O número de voltas por bobina é inferior à configuração anterior, devido ao aumento do número de ranhuras.

- **Configuração (12 Ranhuras/8 Pólos)**

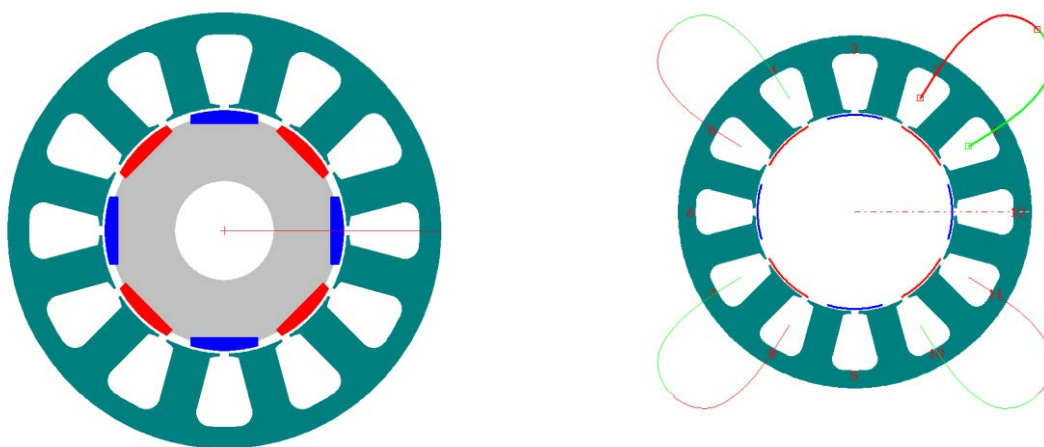


Figura 3.15 - Constituição da configuração (12 Ranhuras/8 Pólos)

Esta configuração apresenta 12 ranhuras estatóricas e um número de voltas por bobina mais baixo que as configurações anteriores devido a possuir um maior número de ranhuras do que as configurações anteriores. O seu fator de enrolamento é elevado mas ainda assim é menor que o da configuração base.

- **Configuração (15 Ranhuras/8 Pólos)**



Figura 3.16 - Constituição da configuração (15 Ranhuras/8 Pólos)

Esta última configuração apresenta 15 ranhuras estáticas e um número menor ainda de número de voltas por bobina, devido a ser a configuração com mais ranhuras.

Após efectuar um estudo de todas as configurações acima descritas, através do software SPEED, obtiveram-se os seguintes resultados:

Tabela 7 - Características das configurações

Características Elétricas, Magnéticas e Mecânicas					
	Configuração Base	6R/8P	9R/8P	12R/8P	15R/8P
Corrente Eficaz (A)	2,05	1,966	1,966	2,044	2,171
Corrente Máxima (A)	2,9	2,78	2,78	2,89	3,07
Tensão Gerada (V)	90,58	96,02	95,3	91	85,78
Rendimento (%)	82,13	90,2	88,4	84,84	81,2
Tensão aos Terminais (V)	190,99	181,77	188,12	188,41	184,53
Potencia no Eixo (W)	530,23	531,46	533,06	530,16	531,17
Potencia Fornecida ao Motor (W)	645,57	589,26	602,93	624,73	654,17
Perdas no Cobre (W)	88,36	23,02	41,01	67,02	95,5
Perdas no Ferro (W)	6,98	14,78	8,92	7,71	7,5
Perdas Atrito (W)	20	20	20	20	20
Perdas Totais (W)	115,34	57,8	69,9267	94,73	123
Fator de Potencia	0,95	0,952	0,941	0,937	0,943
Resistência de Fase 20° (Ω)	5,56	1,35	2,41	3,64	4,59
Indutância de Fase N (mH)	14,62	10,76	17,7	12,83	15,94
Comprimento do Pacote (mm)	40	40	40	40	40
Numero de Espiras	50	110	110	105	100
Velocidade de Rotação (rpm)	2000	2000	2000	2000	2000
Binário no Eixo (N.m)	2,532	2,538	2,545	2,531	2,536
Binário Eletromagnético (N.m)	2,66	2,704	2,683	2,664	2,667
Peso de Cobre (kg)	0,435	0,349	0,316	0,296	0,2896

Peso de Ferro (kg)	1,291	1,295	1,263	1,262	1,238
Peso de Imãs (kg)	0,0833	0,0833	0,0833	0,0833	0,833
Peso Total (kg)	1,81	1,728	1,663	1,641	1,611
Comprimento entre Cabeças de Bobina (mm)	72,22	60,87	53,752	51,213	48,766
Comprimento entre cabeças de Bobina Comprimidas (mm)	59,49	52,86	48,84	46,36	45,4
Indução Dente (T)	1,458	0,6949	1,402	1,221	1,543
Indução Coroa (T)	0,926	0,9687	1,106	1,193	1,372
Fator de Enrolamento	0,955	0,866	0,945	0,866	0,711
Área da Ranhura (mm ²)	65,58	262,40	187,03	140,53	117,26

Analisando a tabela 7, facilmente se verifica que a adopção do enrolamento concentrado proporciona uma poupança significativa em quantidade de cobre e também no comprimento das cabeças de bobina.

É importante referir que o fator de enchimento se manteve constante, mas o mesmo não ocorreu com a área da ranhura, que sofreu alterações ao longo de todas as pesquisas. As modificações introduzidas nas ranhuras e que por sua vez modificaram a sua área, foram de encontro a uma melhoria da eficiência do servomotor. Estes novos valores de área de ranhura não ultrapassaram em mais do que 10% o valor da área de ranhura da configuração atual de modo a não gerar diferenças significativas.

A tabela 8 apresenta as quantidades de cobre bem como o comprimento de cabeça de bobina que foi possível poupar em cada configuração quando estas são comparadas com a configuração base.

Tabela 8 - Poupança em Peso de Cobre e Dimensões das Bobinas

	6R/8P	9R/8P	12R/8P	15R/8P
Poupança de Cobre (kg)	0,086	0,119	0,139	0,1454
Poupança de Ferro (kg)	-0,004	0,028	0,029	0,053
Poupança Cabeça Bobina (mm)	11,35	18,468	21,007	23,454
Poupança Peso Total (kg)	0,082	0,147	0,169	0,199

Pela análise da tabela 8 é possível verificar que a configuração 15 Ranhuras/8 Pólos (**15R/8P**) apresenta a maior poupança em peso de cobre e conseqüentemente a maior poupança em comprimento das cabeças de bobina.

Análise de Perdas

Uma das características mais importantes na análise feita no servomotor é a verificação das perdas no cobre, designadas por perdas Joule. Estas perdas são as grandes responsáveis pelo aquecimento do servomotor sendo proporcionais ao quadrado da corrente. A sua expressão de cálculo é a seguinte: $p_j = R * I^2$ (39)

Pela análise da tabela 8 é possível verificar que a configuração de **(15R/8P)** apresenta um valor de perdas no cobre maior do que o valor da configuração base, o que faz com que o servomotor atinga uma temperatura mais elevada. Sendo que o motor não pode ultrapassar uma elevação de temperatura de **100°K** é necessário então optar por um ou varias dos três caminhos: Diminuição da corrente, diminuição do binário ou diminuição do fluxo. Sabendo que a diminuição do fluxo é impossível, pois este é produzido pelos ímãs permanentes, resta diminuir o binário ou a corrente. Segundo a expressão (37), a diminuição da corrente implica uma diminuição do binário e vice-versa.

Como foi dito anteriormente, um dos requisitos para este tipo de servomotores é o funcionamento a binário constante para uma diversa gama de velocidades e a configuração **(15R/8P)** não cumpre esse requisito, sendo portanto abandonada. Foi também verificado que qualquer configuração de 8 pólos com um número de ranhuras rotóricas superior a 15 ranhuras apresenta características piores do que a configuração de base, sendo portanto abandonadas.

Fazendo uma análise de perdas de Joule nas restantes configurações e mantendo a sobrelevação de temperatura constante, é possível aumentar o binário do motor. Na tabela 9 é possível observar o valor do novo binário que o servomotor atingirá, a sua nova corrente e ainda a tensão que o servomotor necessita que o drive lhe forneça.

Tabela 9 - Novos valores de binário e corrente (sem considerar o valor da tensão)

	6R/8P	9R/8R	12R/8P
Binário (N.m)	4,97	3,74	2,9
Corrente (A)	3,734	3,032	2,863
Tensão Gerada (V)	207,95	208,1	205,94

Como se sabe a temperatura está directamente relacionada com as perdas Joule. Se as perdas Joule das novas configurações mantiverem o mesmo valor das perdas joule da configuração base, a sobrelevação de temperatura será a mesma, implicando a seguinte relação:

$$T_{novo} = T_{antigo} * \sqrt{\frac{p_{j_cof_Base}}{p_{j_cof_atual}}} \quad (40)$$

Onde:

T_{novo} – Novo Binário

T_{antigo} – Binário Antigo

$p_{j_cof_Base}$ – Perdas Joule configuração Base

$p_{j_cof_atual}$ – Perdas Joule Configuração Atual

Os novos valores de binários apresentados na tabela 9 são valores “errados” pois este estudo não levou em consideração o valor máximo da tensão que o drive poderá fornecer. Fez-se então uma análise de diminuição de binário, ajustando a tensão gerada para um valor próximo do máximo (220 V), deixando sempre uma folga para oscilações do drive, obteve-se os seguintes valores:

Tabela 10 - Novos valores de binário e corrente (considerando o valor de tensão)

	6R/8P	9R/8R	12R/8P
Binário (N.m)	4,2	3,5	3,2
Corrente (A)	3,175	2,665	2,557
Tensão Gerada (V)	198,66	200,75	199,12

Análise de Cogging Torque

Como foi já referido ao longo deste trabalho, o *Cogging Torque* é um fenómeno de extrema importância quando se trata de servomotores. Analisando agora o *Cogging Torque* de ambas as configurações e comparando com a configuração de base, obteve-se os seguintes resultados:

Tabela 11 - Valores de Cogging Torque

	Configuração Base	6R/8P	9R/8R	12R/8P
Cogging Torque (N.m)	0,02	0,04	0,03	0,055
Cogging Torque (%)	0,8	1,58	1,18	2,17

A configuração de base apresenta uma inclinação estatórica de uma ranhura. Pode-se então concluir que a utilização de enrolamento concentrado, apesar de aumentar um pouco o *Cogging Torque* (nestas configurações), não requer inclinação estatórica, pois os valores do *Cogging Torque* ainda se encontram dentro do admitido, excepto os da configuração (**12R/8P**), que apresentam já um *Cogging Torque* um pouco elevado o que pode já causar oscilações a baixas velocidades.

Se fosse efectuada a inclinação do estator, verificava-se o factor de enrolamento diminuía proporcionalmente com o aumento da inclinação estatórica bem como o valor da tensão gerada, pois o enrolamento concentrado “abraça” uma ranhura e se esta estiver inclinada existe muito espaço livre entre o cobre e a chapa, o que faz aumentar as perdas, daí não ser utilizada inclinação do estator nas configurações de enrolamento concentrado.

Análise de Controlo

É realizada também uma análise mais voltada para o controlo do servomotor, analisando portanto, a forma de onda da tensão gerada (*EMF*). Seguidamente são apresentados os gráficos das formas de onda da tensão gerada para ambas as configurações.

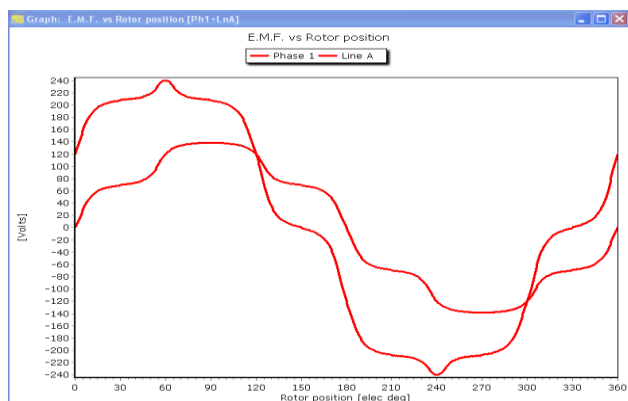


Figura 3.17 - Tensão gerada (*EMF*) (6 Ranhuras/8 Pólos)

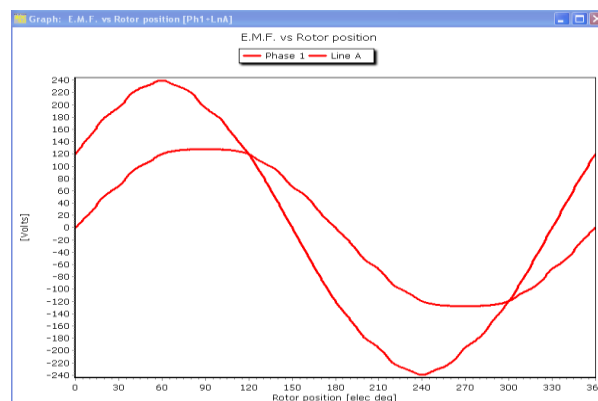


Figura 3.18 - Tensão gerada (*EMF*) (9Ranhuras/8Pólos)

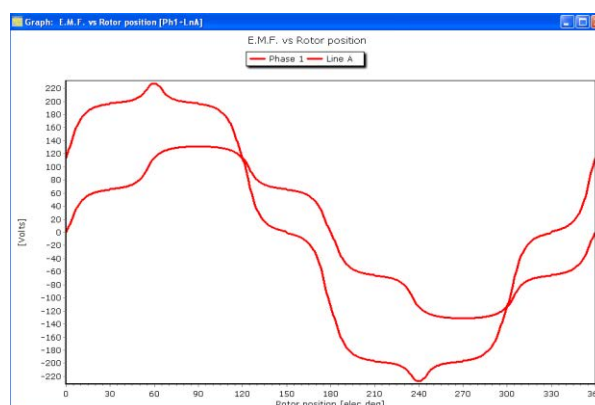


Figura 3.19 - Tensão gerada (*EMF*) (12Ranhuras/8Pólos)

Analisando os gráficos, facilmente se percebe que a configuração (**9R/8P**) apresenta uma forma de onda quase sinusoidal, o que contrasta com as outras duas configurações, pois estas apresentam formas de onda da tensão gerada com bastantes distorções. Para fazer face a esta distorção da forma de onda da tensão gerada, poder-se-ia inclinar o estator, mas como foi anteriormente explicado, tal não é possível pois faria com que o servomotor não fosse viável. Posto esta situação estas configurações são inviáveis, sendo portanto abandonadas.

3.2.4 Alterações Estatóricas e Rotóricas

Neste ponto do trabalho serão feitas alterações tanto no estator como no rotor do servomotor, sempre com o objectivo de minimizar o material activo neste utilizado, minimizando as perdas e o custo, mantendo as características do servomotor atual.

Recorrendo mais uma vez á figura 2.18, foram exploradas todas as configurações possíveis, no entanto aqui são apresentadas apenas as configurações que de alguma forma apresentarem aspetos positivos, podendo competir com a configuração base. As configurações apresentadas são as seguintes:

- ✓ 6R/4P
- ✓ 9R/6P
- ✓ 12R/10P
- ✓ 15R/10P
- ✓ 12R14P

- **Configuração (6 Ranhuras/4 Pólos)**



Figura 3.20 - Constituição da configuração (6 Ranhuras/4 Pólos)

A presente configuração apresenta 6 ranhuras estatóricas e 4 pólos. É ainda possível verificar que a dimensão dos ímãs permanentes de NeFeB sofreu alterações, mas a sua geometria permaneceu inalterada, para que estes pudessem criar fluxo suficiente para que o motor consiga atingir o binário da configuração base. O número de voltas por bobina é muito elevado, quando comparado com a configuração de base. O fator de enrolamento é elevado mas inferior ao da configuração base.

- **Configuração (9 Ranhuras/6 Pólos)**

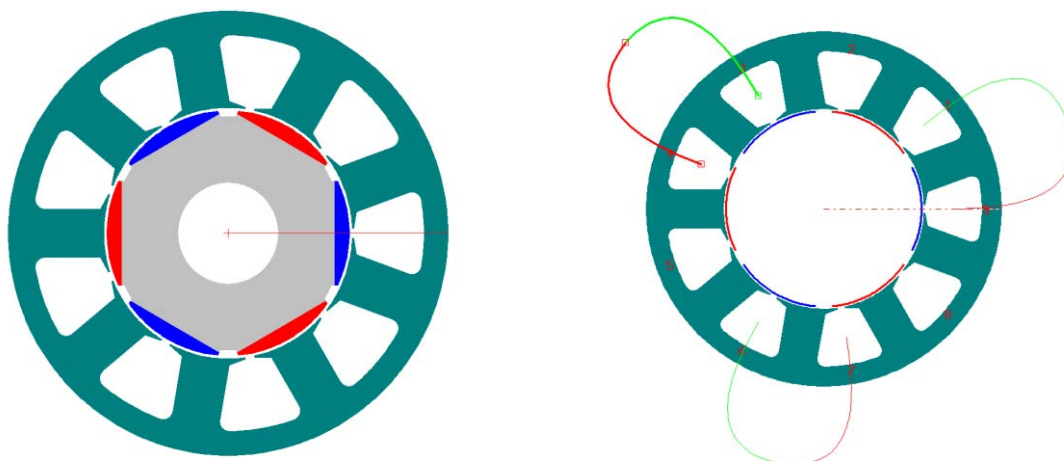


Figura 3.21 - Constituição da configuração (9 Ranhuras/6 Pólos)

Esta configuração apresenta 9 ranhuras estatóricas e 6 pólos. Nesta configuração o tamanho dos ímãs foi também alterado. O fator de enrolamento desta configuração é muito baixo, o que por sua vez contribui para um elevado valor das perdas no cobre e conseqüentemente uma reduzida eficiência. O número de voltas por bobina é um pouco mais reduzido que o da configuração anterior.

- **Configuração (12 Ranhuras/10 Pólos)**



Figura 3.22 - Constituição da configuração (12 Ranhuras/10 Pólos)

Esta configuração possui 12 ranhuras estatóricas e 10 pólos. O seu fator de enrolamento é bastante elevado, mas o seu número de voltas por bobina decresceu em relação à configuração anterior. O espaçamento entre ranhuras decresceu devido á inclusão de mais ranhuras no estator

- **Configuração (15 Ranhuras/10 Pólos)**

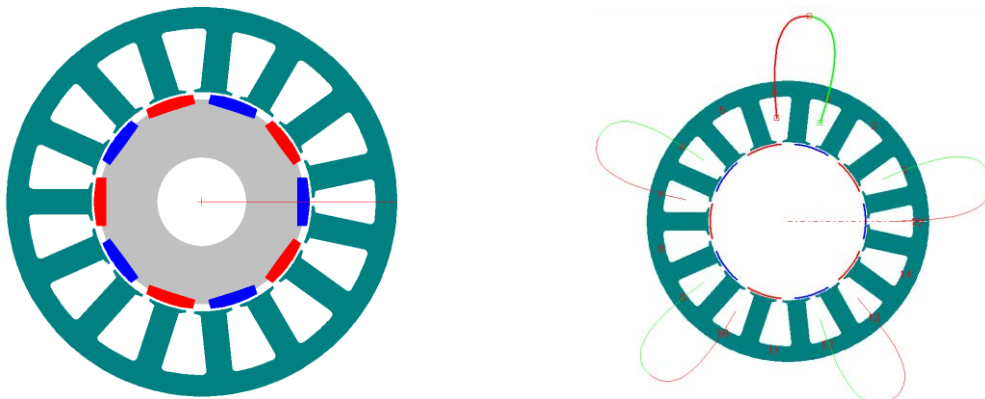


Figura 3.23 - Constituição da configuração (15 Ranhuras/10 Pólos)

Esta configuração apresenta 15 ranhuras estatóricas e 10 pólos. O seu fator de enrolamento é elevado, mas ainda assim inferior ao da configuração base.

- **Configuração (12 Ranhuras/14 Pólos)**



Figura 3.24 - Constituição da configuração (12 Ranhuras/14 Pólos)

Esta configuração apresenta 12 ranhuras estatóricas e 14 pólos. Tem um óptimo fator de enrolamento e apresenta poucas voltas por bobina, quase as mesmas que a configuração base. O espaçamento entre ranhuras aumentou nesta configuração quando comparado com as configurações anteriores.

A tabela 12 demonstra os resultados mais relevantes referentes às características eléctricas, magnéticas e mecânicas, extraídas do programa SPEED.

Tabela 12 - Características das configurações

Características Elétricas, Magnéticas e Mecânicas						
	Configuração Base	6R/4P	9R/6P	12R/10P	15R/10P	12R/14P
Corrente Eficaz (A)	2,05	2,04	2,0506	1,94	2,0153	1,9445
Tensão Gerada (V)	90,58	90,73	90,0516	96,53	92,4828	97,8044
Rendimento (%)	82,13	83,61	85,0257	87,07	85,5488	89,4765
Tensão aos Terminais (V)	190,99	190,58	186,9442	191,65	187,0624	182,7626
Potencia no Eixo (W)	530,23	528,36	527,6304	531,71	529,6325	533,9305
Potencia Fornecida ao Motor (W)	645,57	631,93	620,5537	610,64	619,0996	596,727
Perdas no Cobre (W)	88,36	77,65	66,5715	49,56	59,9706	26,1724
Perdas no Ferro (W)	6,98	5,92	6,3518	9,37	9,4964	16,6241
Perdas Atrito (W)	20	20	20	20	20	20
Perdas Totais (W)	115,34	103,57	92,9233	78,93	89,467	62,7965
Fator de Potencia	0,95	0,94	0,9346	0,95	0,9482	0,9694
Resistência de fase 20° (Ω)	5,56	4,24	3,586	3,01	3,3448	1,5678
Indutância de fase N (mH)	14,62	25,30	16,7756	14,01	9,5419	7,3097
Comprimento do Pacote (mm)	40	40	40	40	40	40
Numero de Espiras	50	195	135	90	85	65
Velocidade de Rotação (rpm)	2000	2000	2000	2000	2000	2000
Binário no Eixo (N.m)	2,532	2,563	2,5192	2,54	2,5288	2,5493
Binário Eletromagnético (N.m)	2,66	2,65	2,6451	2,68	2,6696	2,7242
Peso de Cobre (kg)	0,435	0,349	0,3313	0,263	0,2871	0,263
Peso de Ferro (kg)	1,291	1,265	1,2526	1,3124	1,2364	1,3082
Peso de Imanes (kg)	0,0833	0,1131	0,0869	0,0879	0,0879	0,0919
Peso Total (kg)	1,81	1,73	1,6709	1,6633	1,6114	1,6631
Comprimento entre Cabeças Bobina (mm)	72,22	60,87	54,4888	51,1944	48,7615	51,1944
Comprimento entre cabeças Bobina Comprimidas (mm)	59,49	52,86	48,6975	46,443	45,3767	46,443
Indução Dente (T)	1,458	1,31	1,1529	1,17	1,1367	0,8313
Indução Coroa (T)	0,926	1,72	1,2306	0,9145	0,713	0,5957
Fator de Enrolamento	0,955	0,866	0,866	0,933	0,866	0,933
Área da Ranhura (mm²)	65,58	262,40	192,38	124,80	116,74	124,80

Como seria de esperar, todas estas novas configurações implicam uma significativa poupança em cobre, pois em todas elas foi implementado o enrolamento concentrado. Por outro lado, as configurações com maior número de pólos implicam um aumento no peso total de ímãs, incrementando assim o custo do servomotor. Na tabela 13 é possível verificar as diferenças de peso dos materiais ativos (Cobre, Ferro e NdFeB) em relação à configuração base.

Tabela 13 - Poupança de Material Activo

	6R/4P	9R/6P	12R/10P	15R/10P	12R/14P
Poupança de Cobre (kg)	0,0854	0,1035	0,1718	0,1477	0,1718
Poupança de Ferro (kg)	0,0264	0,0383	-0,0215	0,0545	-0,0173
Poupança de NdFeB (kg)	-0,0298	-0,0036	-0,0046	-0,0046	-0,0086
Poupança Cabeça Bobina (mm)	11,3474	17,7291	21,0235	23,4564	21,0235
Poupança Peso Total (kg)	0,0821	0,1382	0,1458	0,1977	0,146

Os valores a vermelho representam aumento e os valores a verde indicam que houve uma diminuição. Analisando a tabela 13 observa-se que em todas as configurações ocorre um aumento do peso de ímãs permanentes, mesmo que muito ligeiro. Estes valores foram obtidos através da subtração dos valores da configuração base com os valores das novas configurações.

Análise de Perdas

Fazendo agora uma análise das perdas de Joule verifica-se que todas as configurações apresentadas apresentam perdas menores quando comparadas com a configuração de base.

Fazendo agora a análise de incremento de binário, de modo a garantir uma sobre elevação de 100°K. Recorrendo à expressão 39, os valores obtidos para as novas configurações são:

Tabela 14 - Valores do incremento de binário

	6R/4P	9R/6P	12R/10P	15R/10P	12R/14P
Binário (N.m)	2,73	2,90	3,39	3,07	4,68
Corrente (A)	2,196	2,346	2,553	2,424	3,465
Tensão Gerada (V)	193,9867	193,036	203,3473	194,4682	199,9267

É possível verificar que no caso da configuração (12R/10P), o valor da tensão que o motor requer do drive ultrapassa o limite estipulado, terá então que haver uma ligeira redução do binário, sendo o seu novo binário será de 3.1 N.m, com uma corrente de 2,3434 A, requerendo uma tensão ao drive de valor 199,33 V.

Análise de Cogging Torque

É portanto necessário agora analisar os valores de *Cogging Torque* destas novas configurações, sendo que as próximas figuras representam graficamente os valores do *Cogging Torque* das mesmas.

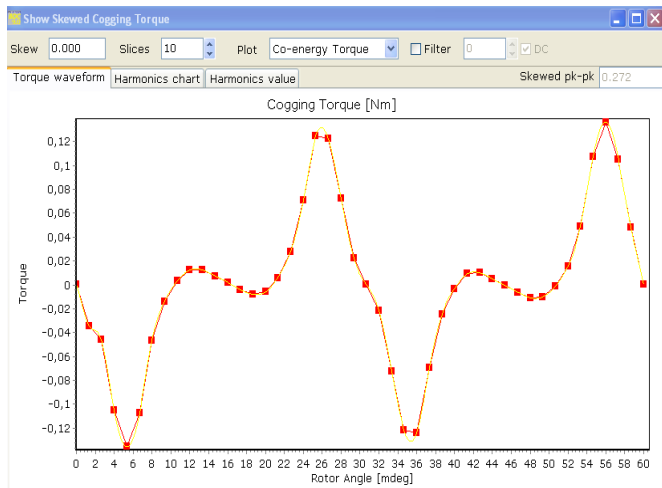


Figura 3.25 – Gráfico de Cogging Torque (6R/4P)

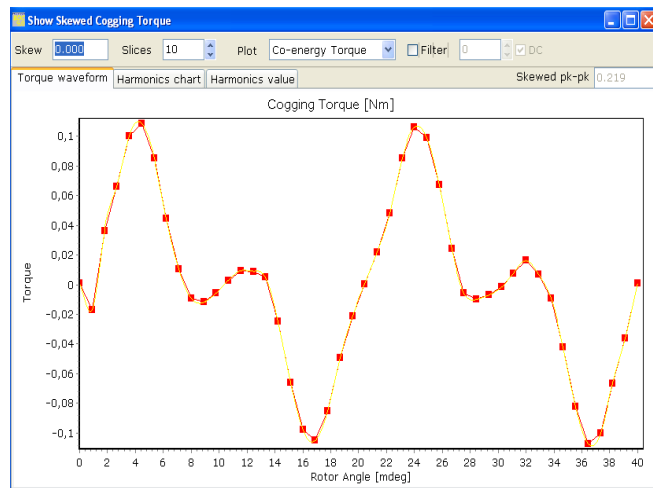


Figura 3.26 - Gráfico de Cogging Torque (9R/6P)

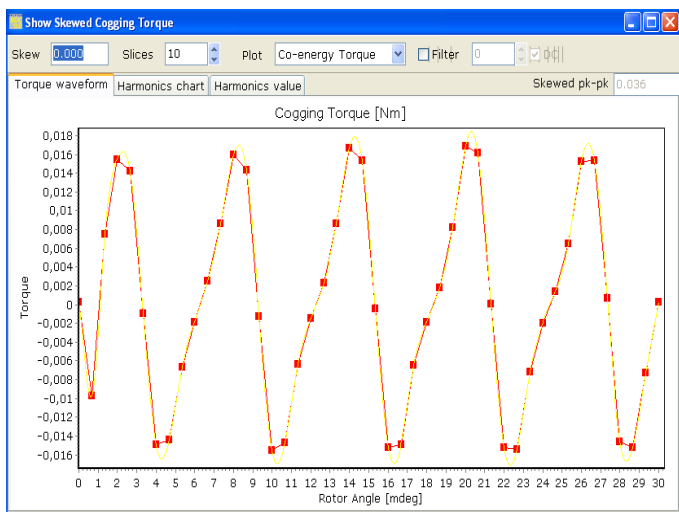


Figura 3.27 - Gráfico do Cogging Torque (12R/10P)

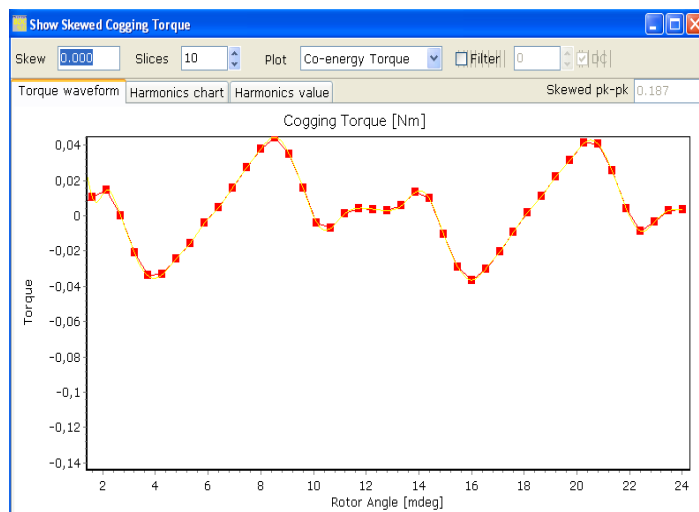


Figura 3.28 - Gráfico do Cogging Torque (15R/10P)

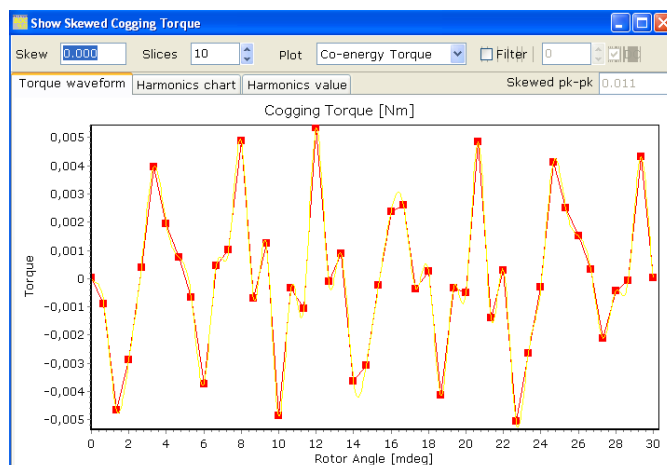


Figura 3.29 - Gráfico de Cogging Torque (12R/14P)

Os valores do cogging torque para as configurações acima referidas, são apresentados na seguinte tabela:

Tabela 15 - Valores de Cogging Torque

	Configuração Base	6R/4P	9R/6P	12R/10R	15R/10P	12R/14P
Cogging Torque (N.m)	0,02	0,132	0,11	0,016	0,04	0,005
Cogging Torque (%)	0,8	5,15	4,36	0,63	1,58	0,2

Pela análise dos gráficos acima expostos e com o auxílio da tabela 15 é possível observar que as configurações (6R/4P), (9R/6P) e (12R/10P) apresentam um *Cogging Torque* muito elevado, causando problemas no funcionamento dinâmico do servomotor. De maneira a resolver tal situação, seria necessário inclinar o estator, mas como se trata de enrolamentos concentrados, o facto de ocorrer inclinação do estator, provoca uma brusca diminuição no factor de enrolamento o que por sua vez provoca um aumento das perdas Joule e consequentemente uma diminuição do binário do servomotor. Outra opção para diminuir o valor do *Cogging Torque* seria de inclinar os ímãs permanentes de modo a que estes “observassem” o estator como um bloco sem ranhuras.

As restantes configurações apresentam valores de *Cogging Torque* muito reduzidos, inferiores a 1% o que é óptimo.

Análise de Controlo

É agora feita a análise da forma de onda da tensão gerada (EMF). As figuras que se seguem representam graficamente a forma de onda da tensão gerada referentes às configurações em estudo.

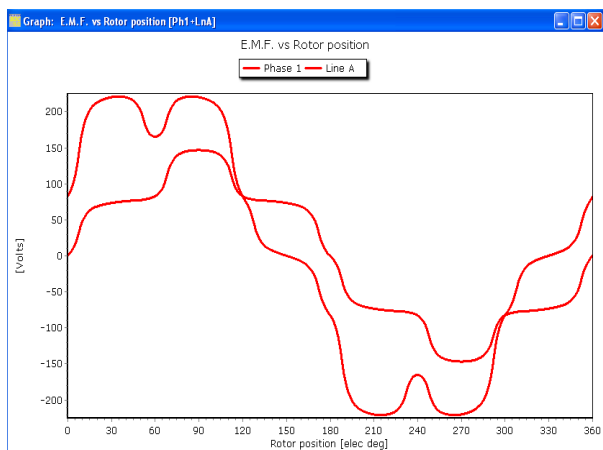


Figura 3.30 – Forma de Onda da tensão Gerada (EMF) 6R/4P

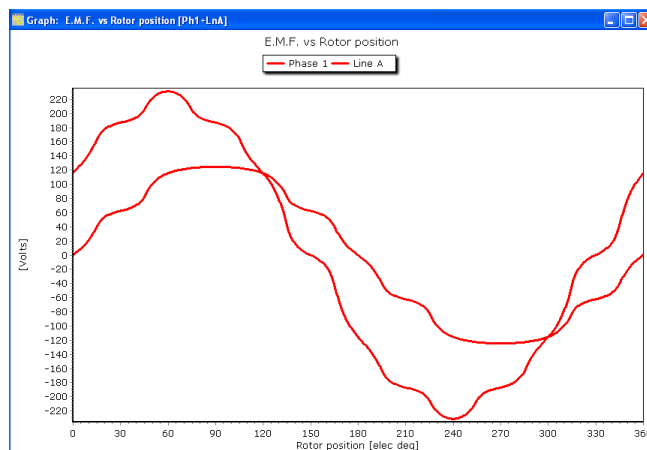


Figura 3.31 - Forma de Onda da tensão Gerada (EMF) 9R/6P

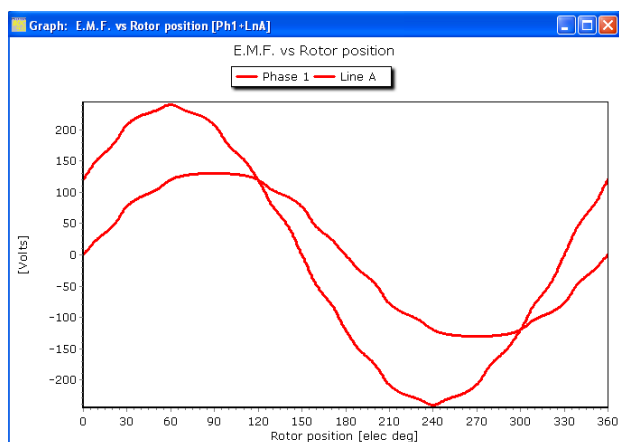


Figura 3.32 - Forma de Onda da tensão Gerada (EMF) 12R/10P

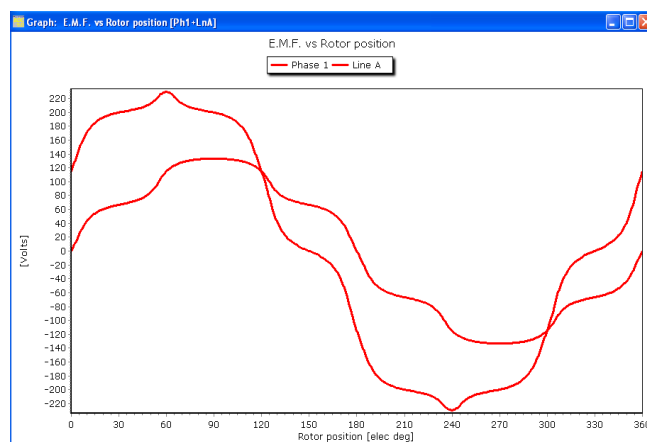


Figura 3.33 - Forma de Onda da tensão Gerada (EMF) 15R/10P

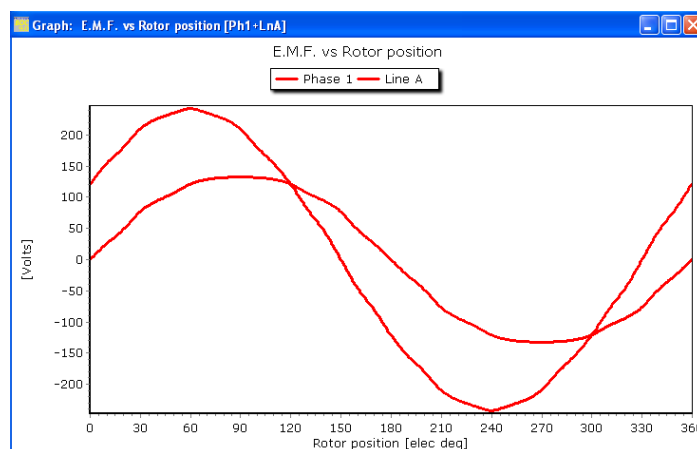


Figura 3.34 - Forma de Onda da tensão Gerada (EMF) 12R/14P

É possível verificar, pela análise das figuras acima apresentadas, que a configuração **(6R/4P)** apresenta uma forma de onda da tensão gerada pouco sinusoidal, o que dificultaria o controlo do servomotor. Foram ainda optimizadas as dimensões e cortes das ranhuras estatóricas de modo a tornar a forma de onda mais sinusoidal, mas a diminuição nas distorções da forma de onda da tensão gerada não foram significativas. As restantes configurações apresentam uma forma de onda da tensão gerada muito próxima a uma onda sinusoidal, destacando as configurações **(12R/10P)** e **(12R/14P)**.

3.2.5 Diminuição do Pacote

De entre todas as configurações analisadas foram escolhidas as que melhor desempenho apresentavam para posteriormente se proceder a um estudo mais detalhado. Seguindo os critérios iniciais, as configurações que melhores desempenhos apresentam são as seguintes:

- ✓ **6R/8P**
- ✓ **9R/8P**
- ✓ **12R/10P**
- ✓ **12R/14P**

Por forma a manter as mesmas características da configuração inicial, mas com a optimização do material activo utilizado no servomotor, procedeu-se à redução do comprimento do pacote. Nos testes anteriormente realizados, o comprimento do pacote manteve-se constante, com valor de 40 mm, mas para a realização destes teste, o comprimento do pacote é reduzido em 25%, isto é, passa a ter 30 mm.

Seguidamente são apresentados as características eléctricas, magnéticas e mecânicas destas configurações, já com o novo comprimento de pacote.

Tabela 16 - Características das Configurações

Características Elétricas, Magnéticas e Mecânicas				
Configurações	6R/8P	9R/8P	12R/10P	12R/14P
Corrente Eficaz (A)	1,9658	2,086	2,0365	1,9375
Tensão Gerada (V)	94,9253	89,5336	91,4403	97,052
Rendimento (%)	88,96%	87,37	86,8455	88,3574
Tensão aos Terminais (V)	189,7397	189,2745	189,114	189,0145
Potencia no Eixo (W)	528,7182	532,3783	529,9271	531,6389
Potencia Fornecida ao Motor (W)	594,308	609,3374	610,1949	601,6914
Perdas no Cobre (W)	34,5079	49,0546	51,5496	37,5845
Perdas no Ferro (W)	11,0819	7,9135	8,7183	12,4681
Perdas Atrito e Vento (W)	20	20	20	20
Perdas Totais (W)	65,5898	76,9591	80,2678	70,0526
Fator de Potencia	0,9199	0,891	0,9148	0,9486
Resistência de fase 20° (Ω)	2,0228	2,5531	2,8155	2,2679
Indutância de fase N (mH)	14,4614	22,5225	16,6237	9,7872
Comprimento do Pacote (mm)	30	30	30	30
Numero de Espiras	145	143	115	86
Velocidade de Rotação (rpm)	2000	2000	2000	2000
Binário no Eixo (N.m)	2,5244	2,5419	2,5302	2,5384
Binário Eletromagnético (N.m)	2,6728	2,6752	2,6673	2,6934
Peso de Cobre (kg)	0,3014	0,331	0,2907	0,2173
Peso de Ferro (kg)	0,9715	0,8378	0,8545	0,9812
Peso de Imanes (kg)	0,0625	0,0625	0,0659	0,0689
Peso Total (kg)	1,3354	1,2312	1,2111	1,2674
Comprimento entre Cabeças Bobina (mm)	50,8705	42,7096	40,0981	41,1944

Comprimento entre cabeças Bobina após Compressão (mm)	42,8602	39,6756	37,3569	36,443
Indução Dente (T)	0,6949	1,8529	1,6117	0,8665
Indução Coroa (T)	1,0252	1,3868	1,1684	0,6425
Fator de Enrolamento	0,866	0,945	0,933	0,933
Area da Ranhura (mm ²)	262,40	241,37	173,24	124,80

Como o pacote foi reduzido, a área de transferência térmica foi também reduzida, o que implica uma maior elevação de temperatura para as mesmas perdas. A expressão (40) conhecida como a “Lei do Arrefecimento de Newton” diz que a taxa de perda de calor de um corpo é proporcional à diferença nas temperaturas entre o interior do corpo e a temperatura do ambiente que o rodeia.

$$\dot{Q} = h * A * (T_{env} - T(t)) \quad (40)$$

Onde,

Q – Energia térmica

h – Coeficiente de transferencia Térmica

A – Área de transferencia térmica

T_{env} – Temperatura do ambiente

$T(t)$ – Temperatura no interior do motor

Recorrendo à expressão 40, verifica-se que sendo a área é reduzida de 25% seria natural que a energia térmica (que no nosso caso é considerado apenas as perdas de Joule) diminuísse em 25%. Tal fenómeno não ocorre pois o coeficiente de transferência térmica não é constante, como se pode verificar na expressão 41.

$$h = \frac{\dot{Q}}{A * (T_{env} - T(t)) * \Delta t} \quad (41)$$

Onde,

Δt – Período de tempo

Com a redução da área de transferência, ocorre o aumento do coeficiente de transferência térmica, o que faz com que a velocidade de convecção aumente, portanto o aumento de temperatura não irá ser exactamente de 25%, irá ser um pouco inferior a esse valor. Mas para a realização destes testes é considerado que uma redução das perdas Joule em 25% corresponde a uma sobreelevação de temperatura de 100° K.

O novo valor de perdas máximas que corresponde a uma sobreelevação de temperatura de 100° K é : $0,75 * 88,36 = 66,27 \text{ W}$

Analisando as perdas, expostas na tabela 16, é possível verificar que ambas as configurações se encontram dentro dos parâmetros estabelecidos para a sua sobreelevação máxima de temperatura, sendo todas as configurações válidas.

Análise de Perdas

Com a redução do pacote a sobrelevação de temperatura foi alterada, como foi anteriormente explicado, o que implica uma alteração do valor máximo das perdas Joule. Para esse novo valor das perdas Joule vai-se fazer uma análise de incrementação de binário, recorrendo á expressão (39). Os resultados dos novos binários serão seguidamente apresentados.

Tabela 17 - Novos binários (redução pacote)

	6R/8P	9R/8R	12R/10P	12R/14P
Binário (N.m)	3,498	2,955	2,87	3,37
Corrente (A)	2,6818	2,4081	2,296	2,5357
Tensão Gerada (V)	205,106	197,4635	194,9195	198,8198

Análise de Cogging Torque

Fazendo agora uma análise aos valores de *Cogging Torque* produzidos pelas configurações com o pacote reduzido, obteve-se os seguintes resultados:

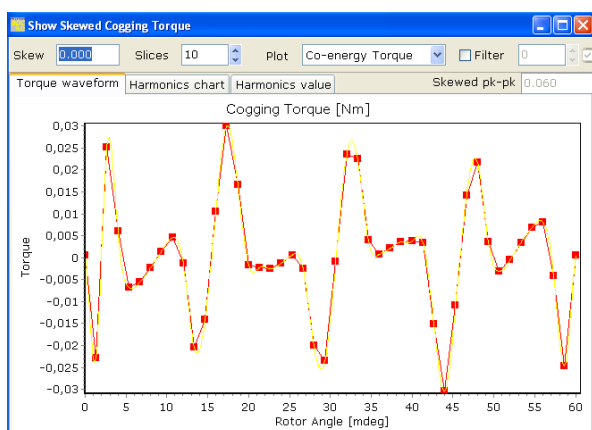


Figura 3.35 - Gráfico de Cogging Torque (6R/8P) (Pacote Reduzido)

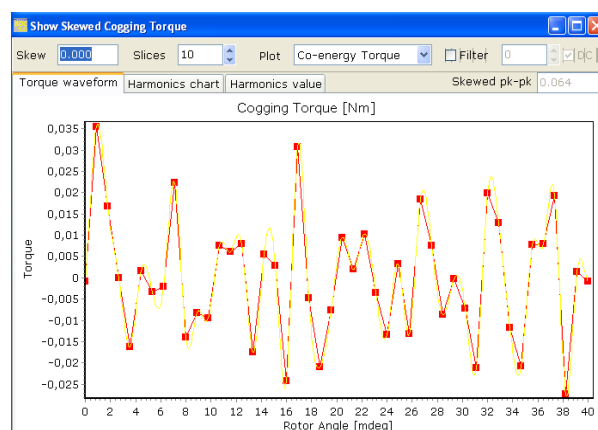


Figura 3.36 - Gráfico de Cogging Torque (9R/8P) (Pacote Reduzido)

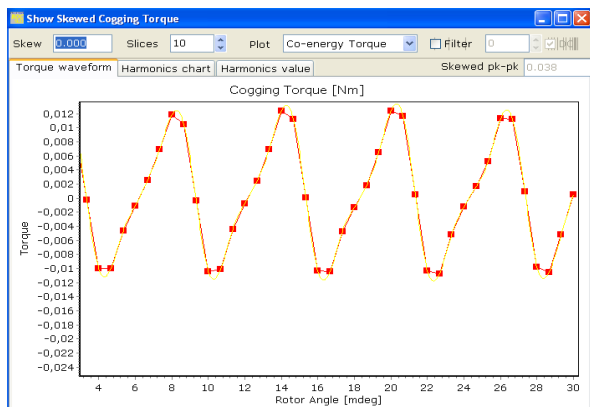


Figura 3.37 - Gráfico de Cogging Torque (12R/10P) (Pacote Reduzido)

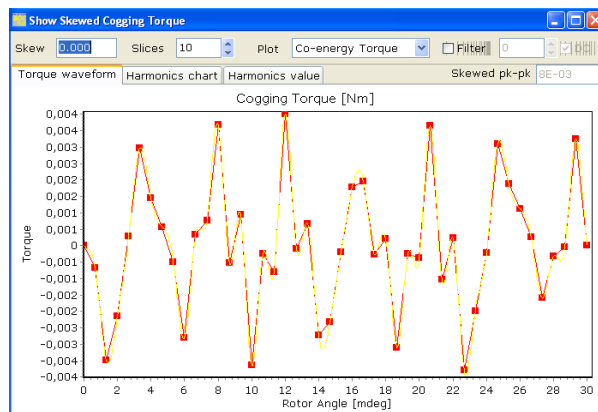


Figura 3.38 - Gráfico de Cogging Torque (12R/14P) (Pacote Reduzido)

Analisando os gráficos acima expostos verifica-se que os valores do *cogging torque* diminuíram significativamente com a redução do comprimento do pacote, pois com esta redução ocorre a diminuição do volume de ímãs o que por sua vez sugere uma diminuição do *cogging torque*.

Na tabela 18 estão apresentados os valores referentes ao *cogging torque* das configurações que sofreram redução do pacote.

Tabela 18 - Cogging Torque (pacote reduzido)

	6R/8P	9R/8R	12R/10P	12R/14P
Cogging Torque (N.m)	0,03	0,035	0,012	0,004
Cogging Torque (%)	1,185	1,392	0,477	0,158

Análise de Controlo

No que diz respeito á forma de onda da tensão gerada, como podemos ver pelos seguintes gráficos, apenas a configuração (6R/8P) apresenta uma forma de onda um pouco distorcida, pois esta configuração apresenta um reduzido número de ranhuras e um reduzido número de pólos, pelo que é mais difícil apresentarem uma forma de onda sinusoidal.

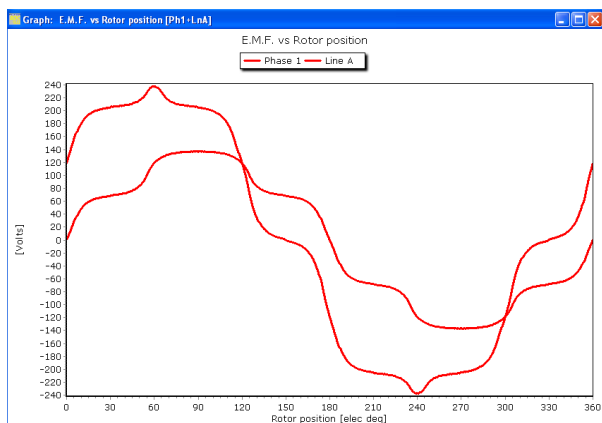


Figura 3.39 - Gráfico da EMF (6R/8P) (Pacote Reduzido)

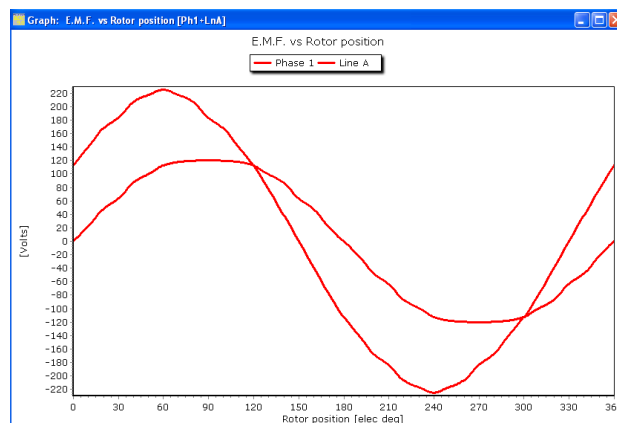


Figura 3.40 - Gráfico da EMF (9R/8P) (Pacote Reduzido)

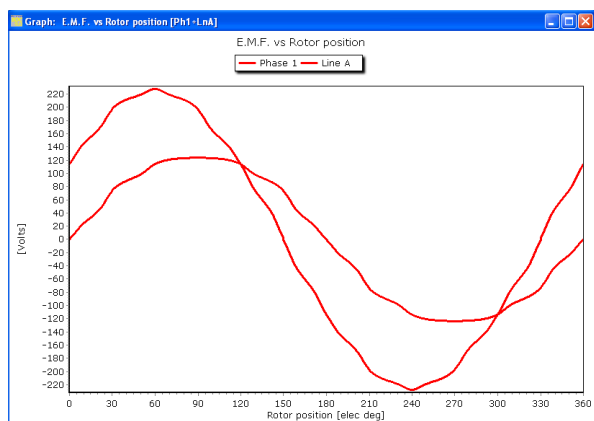


Figura 3.41 - Gráfico da EMF (12R/10P) (Pacote Reduzido)

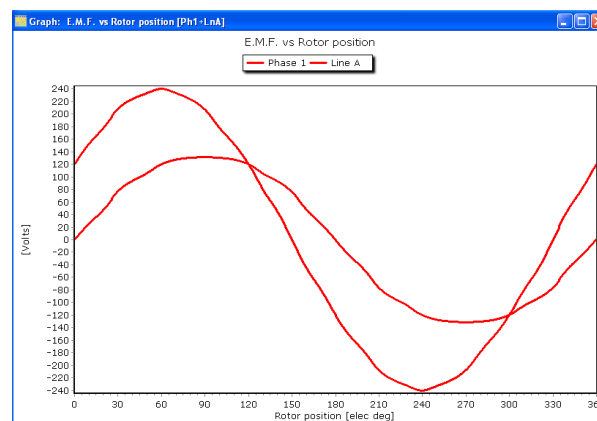


Figura 3.42 Gráfico da EMF (12R/14P) (Pacote Reduzido)

Pela observação dos gráficos acima exposto é possível verificar que a configuração (12R/14P) é a que apresenta uma forma de onda da tensão gerada mais sinusoidal, sendo que o nível de precisão desta configuração seria ótimo.

Análise de Binário/Velocidade

Seguidamente é efectuado o estudo da relação Binário/Velocidade em todas as configurações, verificando se ambas as configurações possuem a capacidade de manter o binário numa ampla escala de velocidades.

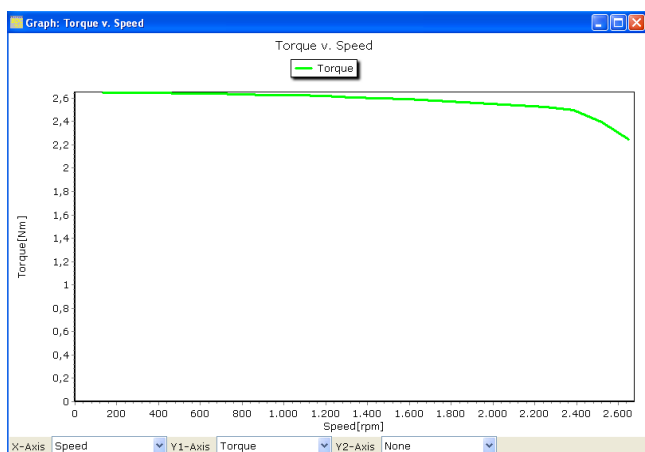


Figura 3.43 - Gráfico do Binário/Velocidade (6R/8P) (Pacote Reduzido)

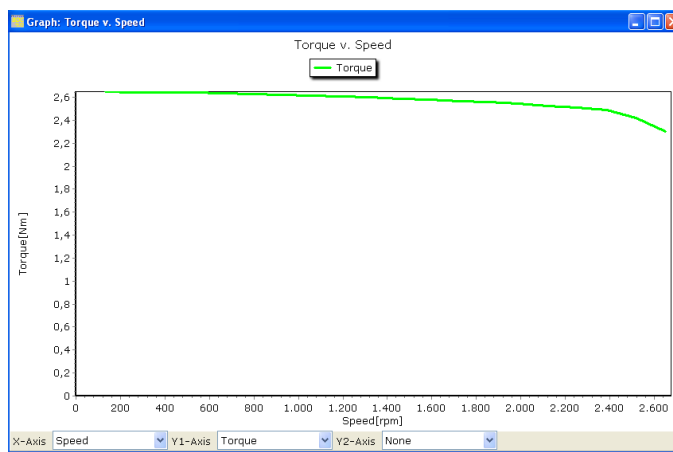


Figura 3.44 - Gráfico do Binário/Velocidade (9R/8P) (Pacote Reduzido)

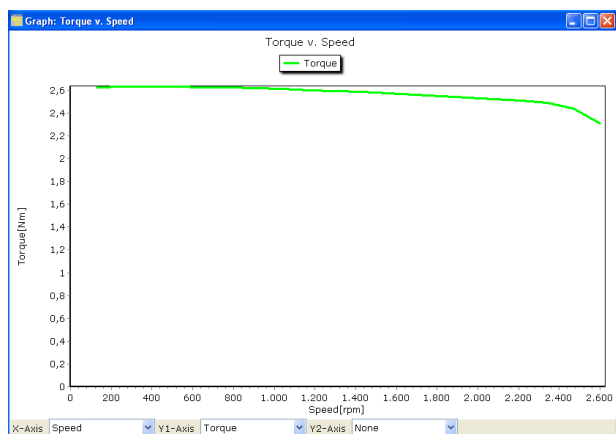


Figura 3.45 - Gráfico do Binário/Velocidade (12R/10P) (Pacote Reduzido)

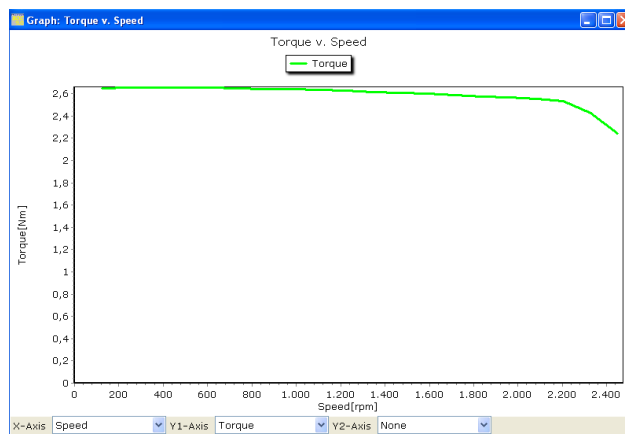


Figura 3.46 - Gráfico do Binário/Velocidade (12R/14P) (Pacote Reduzido)

Pela análise dos gráficos acima expostos, é possível verificar que ambas as configurações têm a capacidade de manter o binário constante ao longo de uma ampla gama de velocidades. Os valores de velocidade máxima que o drive atinge mantendo o binário constante são:

Tabela 19 - Velocidades máximas com redução de pacote

	6R/8P	9R/8P	12R/10P	12R/14P
Velocidade (rpm)	2300	2350	2280	2350

As velocidades máximas atingidas pelos servomotores, mantendo o seu binário constante e de valor 2.5 *N.m* são todas aproximadamente na ordem das 2300 *rpm*. Tal fato deve-se a que nestas velocidades, o limite de tensão que o drive pode fornecer é atingido.

Análise de Peso do Material Activo

Com a diminuição do comprimento do pacote, será óbvio que o peso dos materiais activos diminuirá. A tabela 20 mostra a poupança de peso dos materiais activos, em relação à configuração base.

Tabela 20 - Poupança material activo com pacote reduzido

	6R/8P	9R/8P	12R/10P	12R/14P
Poupança de Cobre (<i>kg</i>)	0,1336	0,104	0,1443	0,2177
Poupança de Ferro (<i>kg</i>)	0,3195	0,4532	0,4365	0,3098
Poupança de NdFeB (<i>kg</i>)	0,0208	0,0208	0,0174	0,0144
Poupança Cabeça Bobina (<i>mm</i>)	16,6298	19,8144	22,1331	23,047
Poupança Peso Total (<i>kg</i>)	0,4746	0,5788	0,5989	0,5426

Analise do Campo Magnético

Para se poder validar as configurações anteriormente analisadas, proceder-se-á a análise da distribuição da intensidade de campo em toda a estrutura do servomotor.

Tabela 21 - Induções nas configurações pacote reduzido

	6R/8P	9R/8P	12R/10P	12R/14P
Indução Dente (T)	0,70	1,40	1,26	0,87
Indução Coroa (T)	0,76	1,01	1,0	0,65
Indução Cabeça Dente (T)	1,98	2,26	2,0	1,68

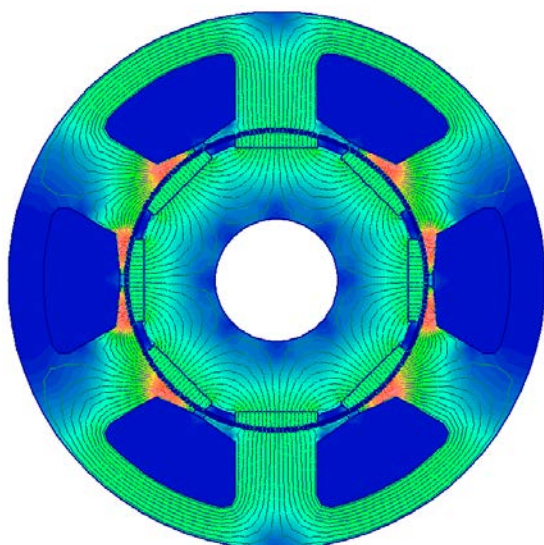


Figura 3.47 - Distribuição de campo na configuração (6R/8P) pacote reduzido

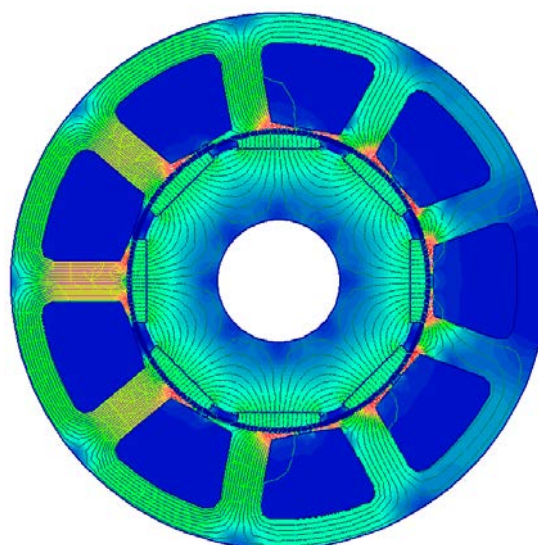


Figura 3.48 - Distribuição de Campo na Configuração (9R/8P) pacote reduzido

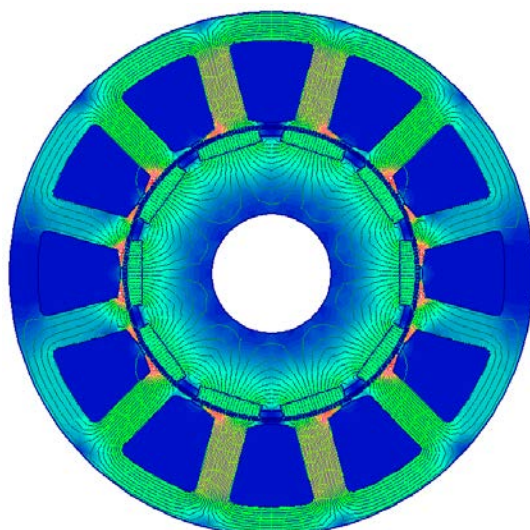


Figura 3.49 - Distribuição de campo na configuração (12R/10P) pacote reduzido

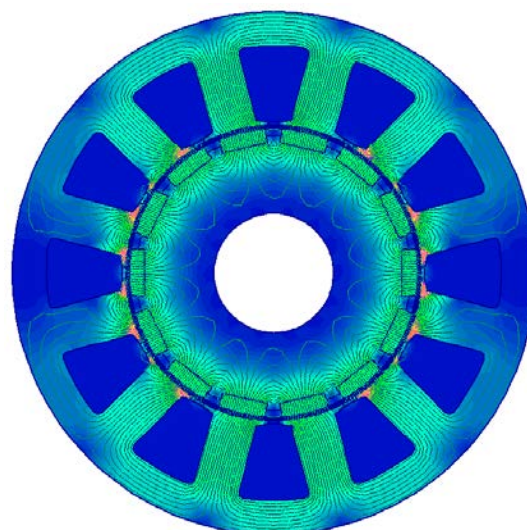


Figura 3.50 - Distribuição de campo na configuração (12R/14P) pacote reduzido

Pela análise das figuras 3.47 a 3.50 e da tabela 21, pode-se verificar que a configuração (12R/14P) é a que menos saturada se encontra, apresentando alguma saturação magnética na cabeça do dente de ranhura devido a apresentar um ângulo de abertura muito reduzido.

As configurações (9R/8P) e (12R/10P) apresentam valores elevados de indução magnética ao longo do canal da ranhura, devendo-se isto ao seu elevado número de espiras, que necessita de criar mais campo e também a estas configurações possuem uma largura do dente pequena que por sua vez implica a existência de pouco ferro magnético, aumentando assim a saturação no canal.

É importante referir que a cor vermelha representa induções elevadas e a cor azul induções reduzidas.

Análise de desmagnetização dos ímãs

Para determinar qual é a capacidade dos ímãs para resistir à desmagnetização, foi realizado uma pesquisa nesse sentido.

Nesta análise é injectada uma corrente no sentido negativo do eixo directo de modo a simular o pior caso para o servomotor. O valor da intensidade de corrente é cerca de cinco vezes o valor da corrente de pico. Na tabela 22 são apresentados os resultados dos valores da indução nos ímãs, bem como o valor das correntes.

Tabela 22- Valores desmagnetização ímanes

	6R/8P	9R/8P	12R/10P	12R/14P
Valor da Corrente (A)	13,90	14,75	14,40	13,70
Indução no ímã (T)	0,090	0,015	0,018	0,240

Pela análise da tabela 22 é possível verificar que as configurações (9R/8P) e (12R/10P) apresentam valores de indução nos ímãs extremamente reduzidas, podendo estes já sofrer uma ligeira desmagnetização. Os valores da tabela 22 foram obtidos no programa *speed* recorrendo à opção de elementos finitos.

Análise da mudança da geometria dos ímãs

Nesta análise, a geometria do ímãs irá ser alterada por forma a tentar obter maiores poupanças na redução do material ativo bem como na melhoria da forma de onda da tensão gerada e na diminuição do *cogging torque*.

A utilização de ímãs simétricos na superfície traria a vantagem de aumentar o binário disponível pelo servomotor, mantendo a forma de onda da tensão gerada praticamente inalterada, mas o valor do cogging torque é muito elevado, cerca de 5 vezes superior aos valores anteriores, assim como o peso de ímãs vem aumentado também o que torna o servomotor mais caro. A figura 3.51 mostra o esquema do servomotor com ímãs superficiais simétricos.

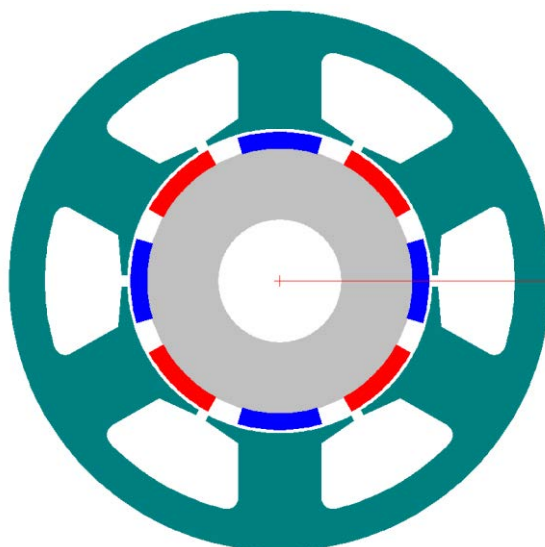


Figura 3.51 - Configuração com ímãs superficiais (sem arredondamento das extremidades)

Analizou-se a possibilidade de usar ímãs superficiais com uma ligeira assimetria, isto é, possuindo um ligeiro arredondamento das extremidades, mas sendo este arredondamento de igual valor em ambas as extremidades. Verificou-se que utilizando este tipo de ímãs, o binário do motor foi incrementado, as perdas Joule diminuíram, a forma de onda da tensão gerada manteve-se igual e dentro dos padrões estabelecidos, mas, mais uma vez o *cogging torque* mantinha-se elevado.

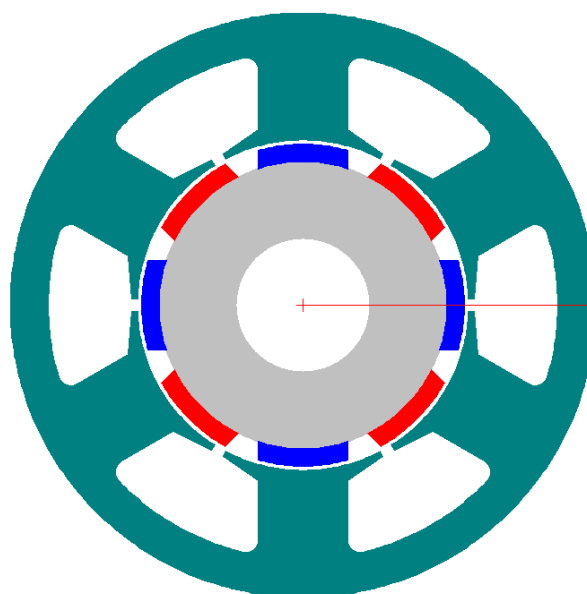


Figura 3.52 - Configuração com ímãs superficiais (com ligeiro arredondamento das extremidades)

Todas as outras mudanças efetuadas nos ímãs permanentes não merecem destaque pois estas prejudicaram o funcionamento do servomotor em todos os aspetos.

Um das técnicas para resolver estes problemas de *cogging torque* elevado, visto que estas configurações apresentavam melhores características, seria inclinar os ímãs quando da montagem

dos mesmos no rotor, de modo a diminuir o valor de cogging torque. Esse processo levantaria muitos problemas de processos o que encarecia o servomotor.

3.2.6 Estudo Comparativo

De modo a garantir a viabilidade de um possível investimento é realizada uma análise comparativa entre todas as configurações estudadas. A configuração tomada como base é a configuração de 24 ranhuras 8 pólos, que é também a configuração do servomotor em estudo. A tabela 23 apresenta os valores das quantidades dos materiais ativos utilizado na construção do servomotor, em kg.

Tabela 23 - Configuração base

	Conf. Base
Cobre (kg)	0,435
Ferro (kg)	1,291
Ímãs (kg)	0,0833
Total (kg)	1,81

Alterações estatóricas

Na Tabela 24 estão apresentados, em percentagem, os valores referentes aos ganhos/perdas que as modificações realizadas no estator implicaram, quando comparada com a configuração base. É importante referir que os valores a verde indicam ganhos e os valores a vermelho e com sinal negativo representam as perdas.

Tabela 24 - Alterações estatóricas

	6R/8P	9R/8P	12R/8P	15R/8P
Cobre (%)	19,77	27,35	31,95	33,43
Ferro (%)	-0,31	2,17	2,24	4,11

Como se pode verificar pela análise da tabela 24, as modificações estatóricas apresentam poupanças elevadas na quantidade de cobre, entre 20% a 35%. No que diz respeito ao uso de ferro, a configuração (6R/8P) requer 0,31% mais de ferro do que a configuração de base, sendo que as restantes necessitam de menos ferro. Como não foram efetuadas alterações rotóricas, o ímãs mantiveram-se os mesmos.

Alterações estatóricas e rotóricas

Na tabela 25 são apresentados os valores referentes aos ganhos/perdas que as modificações estatóricas e rotóricas implicaram:

Tabela 25 - Alterações estator e rotor

	6R/4P	9R/6P	12R/10P	15R/10P	12R/14P
Cobre (%)	19,63	23,79	39,49	33,95	39,49
Ferro (%)	2,04	2,97	-1,66	4,22	-1,34
Ímãs (%)	-35,77	-4,32	-5,52	-5,52	-10,32
Total (%)	4,54	7,64	8,10	10,92	8,10

Analisando a tabela 25, é possível verificar que em todas as configurações ocorreu uma diminuição de cobre, tal deve-se ao uso do enrolamento concentrado “single tooth”. No que diz respeito ao ferro, a configuração (12R/10P) e (12R/14P) necessitam de mais ferro para a sua construção do que a atual configuração. Analisando agora a utilização dos ímãs permanentes, verifica-se que todas as configurações necessitam de uma maior quantidade de ímãs do que a atual configuração, chegando em alguns casos, essa quantidade a ser superior a 30% da quantidade atual, o que encarece muito o servomotor.

Diminuição do Pacote

Neste ponto são expressos os valores referentes aos ganhos/perdas das configurações que sofreram redução do comprimento do pacote.

Tabela 26 - Diminuição do pacote

	6R/8P	9R/8P	12R/10P	12R/14P
Cobre (%)	30,71	23,91	33,17	50,05
Ferro (%)	24,75	35,1	33,81	23,99
Ímãs (%)	24,97	24,97	20,89	17,29
Total (%)	26,22	31,98	33,10	29,98

Analisando a tabela 26, facilmente se observa que a diminuição do pacote causa reduções significativas no uso de todos os materiais ativos. Na configuração (12R/14P) consegue-se uma poupança de 50% em cobre e cerca de 17 % em ímãs permanentes.

Conclui-se que com a diminuição do pacote é possível construir um servomotor com as mesmas características do atual, mas com menos matéria-prima, o que torna o servomotor mais barato e portanto mais competitivo no mercado.

Capítulo 4

4.1 Conclusão

Com a realização deste trabalho verificou-se que o uso do enrolamento concentrado “Single Tooth” em virtude do enrolamento distribuído, apresenta vantagens no que diz respeito à utilização de cobre para formar os enrolamentos, pois este tipo de enrolamentos necessita de menores quantidades de cobre.

Relativamente à funcionalidade deste tipo de enrolamentos, poucas são as configurações que apresentam factores de enrolamento elevados, o que restringe as mesmas.

O uso do enrolamento concentrado reduziu as perdas de Joule o que possibilitou o aumento de binário por parte das novas configurações.

Conclui-se ainda que as alterações no rotor e no estator em simultâneo provocaram uma diminuição do cobre utilizado nos enrolamentos, mas devido aos diversos números de pólos utilizados o peso de ímãs permanentes veio incrementado, em todas as configurações que ocorreu alteração estatórica e rotórica.

No caso onde ocorreu a redução do pacote, devido às baixas perdas de Joule que o enrolamento concentrado introduziu, verificou-se que o servomotor mantém todas as características e apresentava reduções no material activo, o que reduziria o seu peso.

Com o uso do enrolamento concentrado “Single Tooth” a inclinação estatórica que normalmente se usa para diminuir o efeito de *cogging torque* não é executável, pois essa inclinação iria aumentar o espaço entre o dente da ranhura e o enrolamento de cobre o que faria aumentar as perdas Joule e diminuir a tensão gerada. Com o uso deste enrolamento, os valores de cogging torque, na maioria das configurações, são baixos mas poderia ser ainda mais reduzidos se ocorresse um planeamento e execução de disposições dos ímãs no rotor que eliminassem este efeito.

O uso de configurações com um baixo número de ranhuras e um reduzido número de pólos provoca muitas distorções na forma de onda da tensão gerada, devido às rápidas variações de fluxo no entreferro.

É possível concluir que todas as configurações que utilizaram o enrolamento concentrado têm a capacidade de manter o seu binário constante para uma ampla gama de velocidades.

Conclui-se que a forma geométrica das ranhuras estatóricas em muito influenciam a eficiência de um motor, pois alterando as características da ranhura está-se diretamente a manipular o fluxo resultante que por sua vez influencia diretamente o binário produzido pelo motor.

Neste trabalho não foram feitas análises de sobre-elevação de temperatura, pois considerou-se que a temperatura do motor é constante ao longo de todas as simulações.

Em todas as simulações, analisadas neste estudo, ocorreu um aumento do rendimento devido a uma diminuição das perdas.

De todas as configurações analisadas, a que melhores características apresenta é a configuração (12Ranhuras/14Pólos) com o pacote diminuído. Esta apresenta um cogging torque muito reduzido e uma forma de onda da tensão gerada praticamente sinusoidal. Além disso apresenta cerca de 30% menos de material ativo utilizado na sua conceção.

4.2 Sugestões para trabalhos futuros

Futuramente, uma análise que se torna evidente realizar, consiste num estudo comparativo entre todos os detetores de posição existentes no mercado, por forma a utilizar o melhor, para promover ao servomotor um melhor controlo.

Um outro aspecto importante a analisar seria uma análise financeira mais voltada para a engenharia de processos, por forma a determinar qual seria o novo ferramental para executar este tipo de enrolamento e se tal investimento seria viável.

Referências

- [1] Vaise, Adolfo & Aranha, José ; “*Coleção Elétrica - As histórias e os personagens do mundo das instalações elétricas*” ; Atitude Editorial, São Paulo, Brasil
- [2] Silva, Victor ; “*Desenvolvimento de duas aplicações de controlo da velocidade de um motor de corrente contínua: Industrial e Pedagógica*” ; Dissertação de Mestrado, Escola de Engenharia, Universidade do Minho; 2008
- [3] A. Fitzgerald , k. Charles Jr. & K. Alexander ; “*Máquinas Elétricas - Conversão Eletromecânica da Energia Processos, Dispositivos e Sistemas*” McGraw-Hill, Brasil, 1975
- [4] Ferreira, Angela ; “*Problemática e Prespectiva da Utilização do Gerador de Ímanes Permanentes na Conversão da Energia Eolica*” ; Dissertação de Mestrado, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto; 2000
- [5] “*Problemática e Prespectiva da Utilização do Gerador de Ímanes Permanentes na Conversão da Energia Eolica*”
Ferreira, Angela
Dissertação de Mestrado, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto;
Portugal ; 2000
- [6] García, Raymundo ; “*Controle Preciso de Posição do Motor Síncrono de Ímã Permanente Usando Redes Neurais Artificiais para Aplicação em Robótica*” Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Mato Grosso do Sul, Brasil, 2009
- [7] Ramos, Tiago ; “*Sistema de Tração de um Veículo elétrico de Competição*” ; Dissertação de Mestrado, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Portugal, 2011
- [8] García, Raymundo ; “*Controle Preciso de Posição do Motor Síncrono de Ímã Permanente Usando Redes Neurais Artificiais para Aplicação em Robótica*” ; Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Mato Grosso do Sul, Brasil, 2009

- [9] L. Carlos, M. Julio & S. Solon ; “*Visão Geral sobre Ímãs Permanentes*” ; Mestrado em Máquinas Elétricas Girantes, Universidade Federal de Santa Catarina, Brasil, 2005
- [10] J. Cros, P. Viarouge ; “*Design of Electromagnetic Devices with Soft Magnetic Composites - Part 4: Design of Brushless, Brush and claw-pole motors*” ; Scientific and Technological Committee of WEG 6th Meeting - Short course ; 2003
- [11] S. Richard , R. Victor & R. Luís ; “*Guia de Aplicação de Servoacionamentos*” ; Universidade Federal do Rio de Janeiro e WEG, Brasil

Bibliografia

- “*Design of Brushless Permanent-Magnet Motors*”
J. R. Hendershot Jr and Tje Miller
 Magna Physics Publications; Oxford Science Publications; 1994
- “*Handbook of Electric Machines*”
Syed .A. Nasar
 McGraw-Hill Book Company; 1987
- “*Problemática e Perspectiva da Utilização do Gerador de Ímãs Permanentes na Conversão da Energia Eólica*”
F. Angela
 Dissertação de Mestrado, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto; 2000
- “*Guia de Aplicação de Servoacionamentos*”
Stephan, Richard ; Romano, Victor ; Rolin, Luís
 Universidade Federal do Rio de Janeiro e WEG, Brasil
- “*SPEED 'S Electric Machines*”
TJE Miller
 University of Glasgow, 2002-2009
- “*Position Control of an AC Servo Motor Using VHDL & FPGA*”
Kariyappa B. S., Hariprasad S. A., and R. Nagaraj
 World Academic of Science, Engineering and Technology 49 2009
- “*Estratégias de Acionamento e Controle em Máquinas CA de Ímã Permanente com Fluxo não Senoidal*”
M. José
 Dissertação de Mestrado, Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, Brasil, 2006

“Analysis of a PM Machine with Concentrated Fractional Pitch Windings”

F. Magnussen, D. Svehkarenko, P. Thelin, C. Sadarangani

KHT - Royal Institute of Technology, Sweden

“Comparison of PM Brushless Motors, Having Either All Teeth or Alternate Teeth wound”

D. Ishak, Z. Q. Zhu, D. Howe

IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol 21, N° 1, March 2006

“Analysis and Optimization of Back-EMF Waveform of a Novel Flux-Switching Permanent Magnet Motor”

W. Hua, M. Cheng, Z.Q. Zhu, D. Howe

IEEE school of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing, China, 2007

“Cogging Torque Analysis of a Segmented Interior Permanent Magnet Machine”

R. Dutta, S. Sayeef, M. F. Rahman

IEEE, School of Electrical Engineering and Telecom, University of New South Wales, Sydney, Australia, 2007