

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

OTIMIZAÇÃO DE UM MOTOR DE RELUTÂNCIA
SÍNCRONO COM BARREIRAS DE FLUXO

Dissertação submetida à Universidade Federal de Santa Catarina como parte dos requisitos para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

ANDRÉ ABELARDO TAVARES

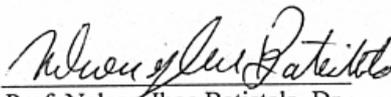
FLORIANÓPOLIS
2005

OTIMIZAÇÃO DE UM MOTOR DE RELUTÂNCIA SÍNCRONO COM BARREIRAS DE FLUXO

André Abelardo Tavares

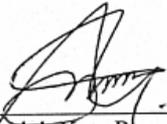
“Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina”

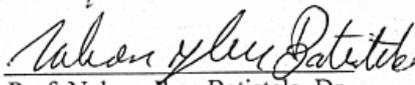

Prof. Patrick Kuo-Peng, Dr.
Orientador

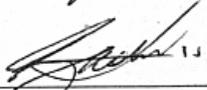

Prof. Nelson Jhoé Batistela, Dr.
Co-orientador

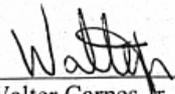

Prof. Denizar Cruz Martins
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:


Prof. Patrick Kuo-Peng, Dr.


Prof. Nelson Jhoé Batistela, Dr.


Prof. Nelson Sadowski, Dr


Prof. Walter Carpes Jr., Dr


Prof. Marcelo Grafulha Vanti

DEDICATÓRIA

Este trabalho é dedicado a minha família: minha mãe Lenaide , meu pai Waldir e minha irmã Gissele.

AGRADECIMENTOS

À minha família pelo apoio para realização deste trabalho.

Aos professores orientadores Patrick Kuo-Peng e Nelson Jhoe Batistela pela sugestão do tema abordado e pelo apoio dado durante a realização do mesmo.

Ao professor Nelson Sadowski pela ajuda nas questões relacionadas ao método de elementos finitos e ao doutorando Sérgio Ávila pela disponibilização do software e sugestões do método de otimização utilizado.

Aos colegas do GRUCAD que muito ajudaram tanto na parte da pesquisa como também na motivação para que este trabalho pudesse ser concluído.

À CAPES pelo financiamento da pesquisa.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

OTIMIZAÇÃO DE UM MOTOR DE RELUTÂNCIA SÍNCRONO COM BARREIRAS DE FLUXO

ANDRÉ ABELARDO TAVARES

Março/2005

Orientador : Prof. Patrick Kuo-Peng, Dr.

Co-orientador : Prof. Nelson Jhoe Batistela, Dr.

Área de Concentração: Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos.

Palavras-chave : otimização, algoritmo genético, motores síncronos, motores de relutância, barreiras de fluxo.

Número de páginas: 103

Esta dissertação tem como objetivo a apresentação de uma forma de otimização do fator de potência e do torque médio de um motor de relutância síncrono com barreiras de fluxo com partida assíncrona.

O processo de otimização é feito a partir da variação das espessuras das barreiras de fluxo existentes no rotor, alterando assim, os valores de indutância de eixo direto e em quadratura. Para obtenção destes valores de indutâncias é utilizado o método de elementos finitos. Estes valores de indutâncias são utilizados como parâmetros de entrada de um programa de algoritmo genético multiobjetivo, ferramenta adotada para a otimização.

Para o cálculo da avaliação do desempenho do motor é utilizado um método analítico e um método numérico, onde, a partir das curvas geradas por estes dois métodos é possível observar o comportamento dinâmico do motor.

São apresentados os resultados referentes às melhores configurações encontradas através do processo de otimização, considerando duas formas de alimentação diferentes e é feita a avaliação do comportamento dinâmico.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for
the degree of Master in Electrical Engineering

OPTIMIZATION OF A SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTOR WITH FLUX BARRIERS

ANDRÉ ABELARDO TAVARES

March/2005

Advisor: Patrich Kuo-Peng, Dr.

Co-advisor: Nelson Jhoe Batistela, Dr.

Area of Concentration: Conception and Analysis of Eletromagnetic Devices.

Keyword: genetic algorithms, multiobjective optimization, reluctance motors, flux barriers.

Number of pages: 103

The purpose of this work is to introduce a method to optimize the power factor and average torque of a synchronous reluctance motor with flux barriers and asynchronous starting. The optimization process is done through the variation of the flux barriers that changes the d-q inductance values.

The d-q inductances are obtained through finite element technique. These values are then used as the input parameters of a multiobjective genetic algorithm program to find the better values of power factor and average torque.

The motor performance is evaluated using two diferent techniques: the first one makes use of the Park's equations and the other technique uses finite element method. Finally, the results of the better configurations are presented using two kinds of motor feed and the performance of the motor is evaluated.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	DEFINIÇÃO DO TRABALHO	19
1.2	MOTIVAÇÃO	20
1.3	TRABALHOS ANTERIORES	21
1.4	CONTRIBUIÇÕES	22
1.5	ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	23
2	MOTORES DE RELUTÂNCIA SÍNCRONOS	24
2.1	INTRODUÇÃO	24
2.2	UM POUCO DE HISTÓRIA	24
2.3	EQUAÇÕES DO TORQUE E DO FATOR DE POTÊNCIA PARA O MOTOR DE RELUTÂNCIA 26	
	2.3.1 <i>Torque e fator de potência para tensão constante</i>	27
	2.3.2 <i>Torque e fator de potência para o motor operando em corrente constante ...</i>	31
2.4	CONCLUSÃO	33
3	UTILIZAÇÃO DO MÉTODO DE ELEMENTOS FINITOS 2-D NA OBTENÇÃO DE L_D E L_Q.....	35
3.1	INTRODUÇÃO	35
3.2	MODELAGEM DO MOTOR SÍNCRONO DE RELUTÂNCIA	36

3.3	MÉTODOS UTILIZADOS PARA OBTENÇÃO DE L_D E L_Q	40
3.4	ESTUDO DO COMPORTAMENTO DAS INDUTÂNCIAS EM FUNÇÃO DA VARIAÇÃO DE W_{iso}	44
3.5	CONCLUSÃO	47
4	ANÁLISE DO DESEMPENHO DO MOTOR DE RELUTÂNCIA SÍNCRONO	49
4.1	INTRODUÇÃO	49
4.2	ANÁLISE ATRAVÉS DE UMA FORMA ANALÍTICA	50
4.2.1	<i>Equações dinâmicas para o motor síncrono de relutância</i>	50
4.2.2	<i>Cálculo do fator de potência</i>	53
4.2.3	<i>Estudo do comportamento dinâmico em função de W_{iso}</i>	54
4.3	ANÁLISE UTILIZANDO O MÉTODO DE ELEMENTOS FINITOS	56
4.3.1	<i>Equações de campo acopladas ao circuito de alimentação</i>	56
4.3.2	<i>Cálculo do fator de Potência</i>	59
4.3.3	<i>Resultados obtidos através das simulações</i>	60
4.4	CONCLUSÃO	62
5	UTILIZAÇÃO DO ALGORITMO GENÉTICO MULTI OBJETIVO (AGMO) NO PROCESSO DE OTIMIZAÇÃO	64
5.1	INTRODUÇÃO	64
5.2	FRONTEIRA PARETO-ÓTIMA.....	65

5.3	CODIFICAÇÃO	67
5.4	OPERADORES GENÉTICOS	69
5.4.1	<i>Seleção</i>	69
5.4.2	<i>Cruzamento</i>	70
5.4.3	<i>Mutação</i>	72
5.4.4	<i>Nicho</i>	73
5.4.5	<i>Critério de parada</i>	74
5.5	CONCLUSÃO	74
6	IMPLEMENTAÇÃO DO AGMO EM CONJUNTO COM O MEF-2D	76
6.1	RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES	81
6.1.1	<i>Simulações utilizando tensão constante</i>	81
6.1.2	<i>Simulações utilizando o motor operando em corrente constante</i>	91
6.2	ANÁLISE DO DESEMPENHO DINÂMICO ATRAVÉS DO MÉTODO DE ELEMENTOS FINITOS	98
6.3	CONCLUSÃO	101
7	CONCLUSÃO GERAL	103
	ANEXO A – ESPECIFICAÇÕES DO MOTOR UTILIZADAS NAS SIMULAÇÕES	106
	ANEXO B- INFLUÊNCIA DA GAIOLA DE PARTIDA NOS VALORES DE INDUTÂNCIAS L_D E L_Q	107
	ANEXO C – COMPORTAMENTO DO TORQUE E DO FP VARIANDO W_{ISO} ..	108
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	112

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 2.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO MOTOR DE RELUTÂNCIA	25
FIGURA 2.2 TIPOS DE ROTORES DA 1 ^A , 2 ^A E 3 ^A GERAÇÃO.....	26
FIGURA 2.3 DIAGRAMA FASORIAL CONSIDERANDO A ALIMENTAÇÃO EM TENSÃO CONSTANTE	27
FIGURA 2.4 TORQUE X ÂNGULO DE CARGA	30
FIGURA 2.5 FATOR DE POTÊNCIA X ÂNGULO DE CARGA	30
FIGURA 2.6 DIAGRAMA FASORIAL CONSIDERANDO A ALIMENTAÇÃO EM CORRENTE CONSTANTE	31
FIGURA 2.7 TORQUE X ÂNGULO DE CARGA	33
FIGURA 2.8. FATOR DE POTÊNCIA X ÂNGULO DE CARGA	33
FIGURA 3.1 CONDIÇÕES DE CONTORNO ADOTADAS NO MODELO E A MALHA UTILIZADA	37
FIGURA 3.2 DETALHE DA GAIOLA DESCONSIDERANDO O EFEITO DE SATURAÇÃO	37
FIGURA 3.3 DETALHE DA GAIOLA CONSIDERANDO O EFEITO DE SATURAÇÃO	38
FIGURA 3.4 CARTA DE FLUXO SEM A ABERTURA DA GAIOLA DE PARTIDA.....	38
FIGURA 3.5 CARTA DE FLUXO COM A GAIOLA DE PARTIDA ABERTA.....	38
FIGURA 3.6 FUNCIONAMENTO DO PROGRAMA QUE VARIA AS BARREIRAS DE FLUXO	39
FIGURA 3.7 ESQUEMA DE LIGAÇÃO DAS FASES UTILIZADO PARA AS SIMULAÇÕES	41
FIGURA 3.8. FLUXO REFERENTE AO ÂNGULO DE 0°	42
FIGURA 3.9 FLUXO REFERENTE AO ÂNGULO DE 45°	42
FIGURA 3.10. CURVA DOS VALORES DE INDUTÂNCIA	42
FIGURA 3.11 LIGAÇÃO PARA OBTENÇÃO DA INDUTÂNCIA DE EIXO DIRETO	43
FIGURA 3.12 VARIÁVEIS UTILIZADAS PARA O ROTOR E ESTATOR	45

FIGURA 3.13 COMPORTAMENTO DAS INDUTÂNCIAS EM FUNÇÃO DA VARIAÇÃO DE W_{ISO}	46
FIGURA 4.1 CURVAS DE TENSÃO E CORRENTE DE UMA DAS FASES DO ESTATOR SEM CARGA	53
FIGURA 4.2 CURVAS DO TORQUE E VELOCIDADE PARA O MOTOR SEM CARGA	54
FIGURA 4.3 TORQUE, VELOCIDADE E FATOR DE POTÊNCIA EM FUNÇÃO DE W_{ISO} SEM CARGA	55
FIGURA 4.4 TORQUE, VELOCIDADE E FATOR DE POTÊNCIA EM FUNÇÃO DE W_{ISO} COM CARGA	56
FIGURA 4.5 CURVAS DE TENSÃO E CORRENTE DE UMA DAS FASES DO ESTATOR SEM CARGA	59
FIGURA 4.6 DETALHE DA CURVA DE CORRENTE	59
FIGURA 4.7 ESPECTRO DA CORRENTE	60
FIGURA 4.8 CURVAS DO TORQUE E VELOCIDADE PARA O MOTOR SEM CARGA	61
FIGURA 4.9. CURVA DO TORQUE, VELOCIDADE E FATOR DE POTÊNCIA PARA O MOTOR SEM CARGA	61
FIGURA 5.1 EXEMPLO DE OTIMIZAÇÃO MULTIOBJETIVO	66
FIGURA 5.2 FLUXOGRAMA DO PROGRAMA DE ALGORITMO GENÉTICO MULTIOBJETIVO	67
FIGURA 5.3. EXEMPLO DE CODIFICAÇÃO BINÁRIA	68
FIGURA 5.4. EXEMPLO DE CODIFICAÇÃO REAL	68
FIGURA 5.5 DISPOSIÇÃO DOS INDIVÍDUOS	69
FIGURA 5.6 CRUZAMENTO SIMPLES COM CODIFICAÇÃO BINÁRIA.....	71
FIGURA 5.7 CRUZAMENTO POLARIZADO MODIFICADO.....	72
FIGURA 5.8 MUTAÇÃO.....	72
FIGURA 6.1 COMPORTAMENTO PARA O MOTOR OPERANDO EM TENSÃO CONSTANTE	76
FIGURA 6.2.COMPORTAMENTO PARA O MOTOR OPERANDO EM CORRENTE CONSTANTE	77
FIGURA 6.3 TORQUE EM FUNÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA.....	77
FIGURA 6.4 FLUXOGRAMA DO PROGRAMA DE OTIMIZAÇÃO DO TORQUE E FATOR DE POTÊNCIA	78
FIGURA 6.5 VARIÁVEIS ENVOLVIDAS NO PROCESSO DE OTIMIZAÇÃO EM FUNÇÃO DE W_{ISO}	82
FIGURA 6.6 TORQUE E FATOR DE POTÊNCIA EM FUNÇÃO DO ÂNGULO DE CARGA.....	83

FIGURA 6.7 FATOR DE POTÊNCIA E RAZÃO DE SALIÊNCIA EM FUNÇÃO DO ÂNGULO DE CARGA	83
FIGURA 6.8 TORQUE E DIFERENÇA L_D - L_Q EM FUNÇÃO DO ÂNGULO DE CARGA	84
FIGURA 6.9 FATOR DE POTÊNCIA E ESPESSURA DA BARREIRA EM FUNÇÃO DO ÂNGULO DE CARGA	84
FIGURA 6.10 REPRESENTAÇÃO DO TORQUE EM FUNÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA.....	85
FIGURA 6.11 FRONTEIRA PARETO ÓTIMA.....	85
FIGURA 6.12 VALORES DAS VARIÁVEIS UTILIZADAS PARA FORMAÇÃO DA FRONTEIRA.....	86
FIGURA 6.13 MELHORES SOLUÇÕES DENTRO DA REGIÃO PARETO-ÓTIMA	87
FIGURA 6.14 – TORQUE E FATOR DE POTÊNCIA (SIMULAÇÃO CONSIDERANDO A SATURAÇÃO)	88
FIGURA 6.15 CARTA DE FLUXO DA CONFIGURAÇÃO OTIMIZADA EIXO-Q (LINEAR).....	90
FIGURA 6.16 CARTA DE FLUXO DA CONFIGURAÇÃO OTIMIZADA EIXO-Q (SATURAÇÃO).....	90
FIGURA 6.17 VARIÁVEIS ENVOLVIDAS NO PROCESSO DE OTIMIZAÇÃO EM FUNÇÃO DE W_{iso} ..	92
FIGURA 6.18 COMPORTAMENTO DO TORQUE E FATOR DE POTÊNCIA EM FUNÇÃO ÂNGULO DE CARGA	93
FIGURA 6.19 FATOR DE POTÊNCIA E RAZÃO DE SALIÊNCIA EM FUNÇÃO DO ÂNGULO DE CARGA	93
FIGURA 6.20 TORQUE E DIFERENÇA L_D E L_Q EM FUNÇÃO DO ÂNGULO DE CARGA	94
FIGURA 6.21 FATOR DE POTÊNCIA E ESPESSURA DA BARREIRA EM FUNÇÃO DO ÂNGULO DE CARGA	94
FIGURA 6.22 REPRESENTAÇÃO DO TORQUE EM FUNÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA.....	95
FIGURA 6.23 FRONTEIRA PARETO ÓTIMA.....	95
FIGURA 6.24 PARÂMETROS UTILIZADOS PARA FORMAÇÃO DA FRONTEIRA	96
FIGURA 6.25 COMPORTAMENTO DAS MELHORES SOLUÇÕES DENTRO DA REGIÃO PARETO-ÓTIMA.....	97
FIGURA 6.26 CORRENTE (CONFIGURAÇÃO INICIAL).....	99
FIGURA 6.27 CORRENTE (CONFIGURAÇÃO OTIMIZADA).....	99
FIGURA 6.28 TORQUE (CONFIGURAÇÃO INICIAL).....	99

FIGURA 6.29 TORQUE (CONFIGURAÇÃO OTIMIZADA).....	99
FIGURA 6.30 VELOCIDADE (CONF. INICIAL).....	100
FIGURA 6.31 VELOCIDADE (CONF. OTIMIZADA).....	100

LISTA DE TABELAS

TABELA 5-1 MÉTODO DA ROLETA.....	69
TABELA 6-1 MELHOR CONFIGURAÇÃO (TENSÃO CONSTANTE).....	87
TABELA 6-2 MELHOR CONFIGURAÇÃO CONSIDERANDO O EFEITO DA SATURAÇÃO	88
TABELA 6-3 MELHOR CONFIGURAÇÃO (TENSÃO CONSTANTE).....	89
TABELA 6-4 COMPARAÇÃO ENTRE AS SIMULAÇÕES COM E SEM O EFEITO DA SATURAÇÃO ..	89
TABELA 6-5 COMPARAÇÃO ENTRE A CONFIGURAÇÃO INICIAL E A OTIMIZADA (TENSÃO CONSTANTE)	91
TABELA 6-6 MELHOR CONFIGURAÇÃO ENCONTRADA (CORRENTE CONSTANTE).....	97
TABELA 6-7 COMPARAÇÃO ENTRE A CONFIGURAÇÃO INICIAL E A OTIMIZADA (CORRENTE CONSTANTE)	98
TABELA 6-8 COMPARAÇÃO ENTRE A CONFIGURAÇÃO INICIAL E A OTIMIZADA (MEF)	100

PRINCIPAIS SÍMBOLOS UTILIZADOS

T_r - Torque de relutância [N.m]

p – número de pólos

ω_s - velocidade síncrona [rad/s]

P – potência média [W]

S – potência aparente [VA]

Q – potência reativa [Var]

P_v – potência média considerando alimentação em tensão [W]

Q_v – potência reativa considerando alimentação em tensão [Var]

δ_v - ângulo de carga considerando alimentação em tensão [graus]

$\delta_{vmáx}$ - ângulo de carga do torque máximo para alimentação em tensão [graus]

P_i – potência média considerando alimentação em corrente [W]

Q_i – potência reativa considerando alimentação em corrente [Var]

δ_i - ângulo de carga considerando alimentação em tensão [graus]

$\delta_{imáx}$ - ângulo de carga considerando alimentação em corrente onde o torque ou o fator de potência apresentam seus máximos valores [graus]

V_s – tensão do estator em regime permanente [V]

I_s – corrente no estator em regime permanente [A]

I_q - corrente de eixo em quadratura [A]

I_d – corrente de eixo direto [A]

X_d – reatância de eixo direto [Ω]

X_q – reatância de eixo em quadratura [Ω]

L_d – indutância de eixo direto [H]

L_q – indutância de eixo em quadratura [H]

R – resistência dos enrolamentos do estator [Ω]

k – razão de saliência

W_{iso} – espessura da barreira de fluxo [mm]

W_{fe} – espessura do ferro entre as barreiras de fluxo [mm]
 W_{est} – tamanho do dente do estator [mm]
 n_{est} - número de vezes em que a soma entre a espessura do ferro e da barreira de fluxo se igualam ao tamanho do dente do estator
 K_w – razão de W_{iso} por W_{fe}
 v_{ds} - tensão de eixo direto para o regime transitório [V]
 v_{qs} - tensão de eixo em quadratura para o regime transitório [V]
 v_{os} - tensão de seqüência zero [V]
 i_{ds} - corrente de eixo direto para o regime transitório [A]
 i_{qs} - corrente de eixo em quadratura para o regime transitório [A]
 i_{os} - corrente de seqüência zero [A]
 T_e – torque eletromagnético [N.m]
 λ_{ds} - enlace de fluxo de eixo direto [Wb]
 λ_{qs} - enlace de fluxo de eixo em quadratura [Wb]
 ω_r - velocidade do rotor [rad/s]
 J – inércia do rotor [Kg.m²]
 T_{load} – torque de carga [N.m]
 θ - ângulo de rotação do rotor [graus]
 L_{md} – indutância magnetizante de eixo direto [H]
 L_{mq} – indutância magnetizante de eixo em quadratura [H]
 L_{ls} – indutância de dispersão do estator [H]
 L_{bob} – indutância de cabeça de bobina [H]
 r_s – resistência dos enrolamentos do estator [Ω]
 \vec{E} - campo elétrico [V/m]
 \vec{H} - campo magnético [A/m]
 \vec{J} - densidade de corrente [A/m²]
 \vec{D} - Indução elétrica [C/m]
 \vec{B} - indução magnética [T]
 ρ - densidade de carga [C/m²]
 ϵ - permissividade [F/m]

μ - permeabilidade [H/m]

\vec{B}_o - indução magnética remanescente [T]

σ - condutividade elétrica [$(\Omega.m)^{-1}$]

\vec{A} - potencial vetor magnético [Wb/m]

B – coeficiente de atrito mecânico

1 Introdução

A necessidade crescente do consumo de diferentes formas de recursos disponíveis faz com que estes sejam cada vez mais escassos. Um exemplo que caracteriza bem isto são nossas reservas de combustíveis fósseis, que infelizmente dentro de alguns anos estarão esgotadas.

Uma forma que poderia ser utilizada para aumentar o tempo em que estes recursos ainda estejam disponíveis para serem utilizados seria através de um processo de otimização aplicado na obtenção de uma melhor forma de utilização destes recursos.

Este tipo de otimização é bastante complexa e depende principalmente da conscientização das pessoas quanto ao uso racional destes recursos, o que praticamente inviabiliza uma modelagem matemática adequada.

Para problemas menos complexos, como é o caso da aplicação neste trabalho, o qual se refere à otimização do torque médio e do fator de potência de um motor de relutância síncrono, existem ferramentas disponíveis. Elas podem ser aplicadas nas mais diferentes áreas onde, através destas, é possível encontrar a solução ótima de um problema ou as possíveis soluções ótimas.

Os critérios a serem adotados para selecionar o melhor tipo de ferramenta de otimização estão diretamente ligados ao tipo de problema em questão. Já no início do processo de otimização tem-se um outro processo “a priori” de otimização através da escolha da melhor ferramenta.

Existem diversos tipos de possíveis ferramentas que podem ser utilizadas num processo de otimização [1], [2] cada uma delas com suas particularidades, tal como a utilização de métodos determinísticos ou estocásticos para a obtenção da solução. Dependendo da ferramenta escolhida, esta pode levar a um maior ou menor tempo de processamento, ou até mesmo, conduzir a uma solução incorreta, ou seja, o resultado encontrado não representa a melhor solução para aquele espaço de busca definido. Isto poderia levar a crer que a ferramenta escolhida não se adapta ao tipo de problema escolhido, ou o problema não está bem condicionado.

A escolha da ferramenta utilizada neste trabalho se baseia em trabalhos já realizados anteriormente, aplicados em pesquisas envolvendo dispositivos eletromagnéticos e motores elétricos [3]-[34]. Esta ferramenta utiliza métodos estocásticos para encontrar a melhor solução. Ela é chamada de algoritmo genético, mais especificamente, utilizando este algoritmo com uma abordagem multiobjetivo [24].

O algoritmo genético é fundamentado no processo de evolução natural das espécies, em analogia ao que acontece na natureza, onde somente os melhores indivíduos adaptados ao meio conseguem sobreviver. Assim, somente as melhores soluções do problema “sobreviverão” até o final do processo de otimização.

Outra ferramenta bastante explorada em projetos de motores elétricos, que também será utilizada no decorrer deste trabalho em associação com a ferramenta de otimização, é o método de elementos finitos [35]-[47]. Através deste método é possível obter alguns valores de parâmetros importantes do motor, como os valores de indutâncias do motor de uma forma bastante precisa e simples se comparado a um mesmo tipo de análise feita utilizando apenas uma modelagem analítica do problema.

1.1 Definição do trabalho

Propõe-se neste trabalho a otimização de um motor de relutância síncrono com barreiras de fluxo [41], cujos parâmetros a serem otimizados são o torque médio e o fator de potência.

Este tipo de motor apresenta em seu rotor barreiras de fluxo onde não há a presença de material magnético. Estas barreiras estão dispostas de tal forma a dificultar a passagem do fluxo numa dada direção (eixo em quadratura) e facilitar numa outra direção (eixo direto). Assim, existem dois diferentes valores de indutâncias conforme a posição do rotor, sendo estas chamadas de indutâncias de eixo direto (L_d) e em quadratura (L_q).

O processo de otimização, tanto para o torque, como para o fator de potência, se baseia no comportamento destes dois valores de indutâncias citados anteriormente. Estes valores de indutâncias são influenciados pelas barreiras de fluxo. Qualquer tipo de modificação feita nestas barreiras levará a uma modificação direta no torque e no fator de potência do motor.

No intuito de se encontrar as melhores soluções que conduzam a um torque e um fator de potência ótimo, é feita a variação das espessuras das barreiras de fluxo (W_{iso}) e do

ângulo de carga e obtêm-se, a cada nova configuração, os correspondentes valores das indutâncias L_d e L_q . Para que este processo possa ser realizado de uma forma precisa, é necessário que estes valores de indutâncias sejam obtidos também de uma maneira precisa.

Tendo em vista esta particularidade, é utilizado o método de elementos finitos 2-D através do software EFCAD (GRUCAD-UFSC) [36] para a obtenção dos valores de indutâncias L_d e L_q durante o processo de otimização. Através deste software é possível obter uma boa aproximação dos valores de indutância levando em consideração tanto a geometria do motor como também o comportamento dos materiais utilizados na confecção do motor, como é o caso da curva de magnetização do ferro (curva BxH).

No processo de otimização propriamente dito, é utilizado o algoritmo genético multiobjetivo [24], através do qual é possível lidar com dois ou mais objetivos a serem otimizados ao mesmo tempo e que será aplicado ao torque médio e ao fator de potência do motor de relutância síncrono.

Através das simulações obtidas para duas formas de alimentação diferentes, uma utilizando a razão tensão e frequência constante (tensão constante) e outra utilizando corrente constante, são escolhidas as melhores soluções.

Utilizando duas técnicas diferentes de avaliação do desempenho dinâmico do motor são avaliadas as soluções obtidas.

Como resultado final da aplicação do método espera-se obter o valor ótimo das dimensões das barreiras de fluxo e do ângulo de carga que leve o motor a obter um ótimo desempenho em relação ao torque médio e ao fator de potência.

1.2 Motivação

Com a evolução tecnológica, principalmente da informática, a utilização do método de elementos finitos (MEF) vem sendo uma ferramenta de grande importância quando se deseja obter valores de grandezas físicas como tensões mecânicas, campos eletromagnéticos, entre outras. Aplica-se principalmente este método quando a estrutura de estudo não pode ser tratada adequadamente numa forma analítica, o que acontece na maioria das situações reais.

Como se pode observar, associando o método de elementos finitos com o processo de otimização, têm-se duas poderosas ferramentas para que o engenheiro projetista possa apontar a melhor solução de um determinado problema.

Uma característica que pode ser observada em diversos processos de otimização é o comprometimento entre os diferentes objetivos que se espera alcançar como solução do processo de otimização. Como exemplo disto, pode se citar o problema que será explorado neste trabalho, onde se deseja obter um maior valor de torque possível com um ótimo valor de fator de potência do motor. Será visto durante o transcorrer do trabalho que uma melhoria em apenas um dos dois objetivos propostos não garante um melhor desempenho ao outro.

No caso do exemplo do motor, é necessário que o engenheiro possa avaliar as possíveis soluções, para que possa escolher qual a melhor solução dentro das possíveis soluções encontradas pela ferramenta de otimização. Este tipo de análise pode ser realizada através do algoritmo genético multiobjetivo, como será visto.

A motivação para realização deste trabalho é baseada em todas estas possibilidades de aplicação da união destas duas importantes ferramentas (algoritmos genéticos e o método de elementos finitos) e o uso destas ferramentas em um tipo de motor que tem grande aplicabilidade tanto na indústria como nas mais diferentes áreas.

1.3 Trabalhos anteriores

Muitos trabalhos vêm sendo realizados para otimização destes tipos de motores [40]-[75] tendo como foco principal alterações na estrutura do rotor, com o objetivo de melhorar o desempenho do motor em relação ao torque, oscilações “ripple” do torque, oscilações de velocidade, ruído acústico e o fator de potência. Outros trabalhos, embora em menor número, também apresentam a influência do estator no desempenho do motor. A referência [52] investiga a influência da quantidade de dentes do estator em relação à taxa de saliência do motor. O resultado para a configuração apresentada demonstra que a taxa de saliência é praticamente independente da configuração do estator, mas depende da espessura das barreiras.

Pode ser visto na referência [63] a aplicação do método de elementos finitos para obtenção dos valores das indutâncias L_d e L_q . Para configurações de rotores mais simples,

métodos de cálculos diretos podem ser utilizados para obtenção destas indutâncias [52], [71].

Para o método de elementos finitos existem algumas formas diferentes de obtenção dos valores de indutâncias L_d e L_q . Um exemplo seria através da utilização de fórmulas baseadas na componente fundamental do fluxo presente no entreferro [43]-[52]. Uma outra forma, que é adotada neste trabalho, é através de ligações especiais dos enrolamentos do motor [79].

Em [63] é apresentado um algoritmo de otimização do torque variando-se algumas dimensões das barreiras de fluxo no rotor utilizando o método de elementos finitos para obter os valores de indutâncias. O resultado final apresenta os valores das dimensões obtidas para a estrutura otimizada.

Uma forma de otimização levando em conta o torque e o fator de potência para duas formas de alimentação diferentes do motor é mostrada em [43],[71] utilizando uma configuração de rotor com pólos salientes. Para o mesmo motor são feitas comparações dos valores de torque e fator de potência utilizando um método analítico, o método de elementos finitos e valores obtidos através de ensaios.

Em [59] é apresentado o comportamento do motor com relação à razão de saliência. Apresenta também uma maneira simples de se obter o máximo valor possível da razão de saliência para a configuração adotada. O valor da razão de saliência é obtido através de uma maneira analítica bastante simples e também através da utilização do método de elementos finitos. Também é feita uma comparação entre o motor de relutância síncrono e um motor de indução.

Foi encontrada uma grande quantidade de referências disponíveis quanto à utilização do algoritmo genético, tanto utilizando uma abordagem monoobjetivo como multiobjetivo, aplicado em dispositivos eletromagnéticos e motores elétricos, como pode ser visto em [3]-[34]. Para o problema que está sendo exposto neste trabalho, não foi encontrado nenhum trabalho nesta mesma linha de pesquisa, ou seja, utilizando o método de elementos finitos para obtenção das indutâncias L_d e L_q juntamente com o algoritmo genético utilizando uma abordagem multiobjetivo.

1.4 Contribuições

As principais contribuições deste trabalho são:

1. Dar continuidade a estudos que já foram realizados tanto no laboratório GRUCAD-UFSC como em outros centros de pesquisa sobre os motores de relutância síncronos;
2. Apresentar uma forma de otimização do torque médio e do fator de potência destes tipos de motores através da utilização do método de elementos finitos juntamente com um programa de algoritmo genético com uma abordagem multiobjetivo.

1.5 Organização da dissertação

Para uma melhor compreensão de todo o funcionamento do processo de otimização do motor de relutância síncrono escolhido, esta dissertação foi dividida em oito capítulos seguindo a seguinte ordem:

Primeiro Capítulo: apresenta uma introdução geral do problema a ser resolvido.

Segundo Capítulo: este capítulo apresenta um breve histórico do motor de relutância síncrono. Apresenta também um estudo das equações utilizadas no cálculo do torque e do fator de potência para duas formas de alimentação diferentes, as quais serão utilizadas durante o processo de otimização.

Terceiro Capítulo: mostra como é feita a modelagem do motor utilizando o método de elementos finitos 2-D. Apresenta também algumas simulações onde é possível obter uma primeira aproximação do comportamento das indutâncias L_d e L_q em função da espessura das barreiras de fluxo.

Quarto Capítulo: neste capítulo são apresentadas duas técnicas de avaliação do desempenho do motor. Para cada uma das técnicas são apresentados resultados do desempenho do motor referente a cada um dos diferentes valores de espessuras das barreiras de fluxo utilizadas no terceiro capítulo.

Quinto Capítulo: são apresentados alguns conceitos necessários para o entendimento do funcionamento do algoritmo genético multiobjetivo para posterior aplicação ao problema proposto.

Sexto Capítulo: é apresentado como é feita a união do método de elementos finitos com a ferramenta de otimização para a obtenção dos valores ótimos de torque e fator de potência. São apresentadas as soluções encontradas e feita a análise do desempenho do motor.

Sétimo Capítulo: são apresentadas as conclusões gerais e sugestões para trabalhos futuros.

2 Motores de Relutância Síncronos

2.1 Introdução

Este capítulo tem por objetivo mostrar um pouco da origem e da evolução conseguida hoje para os motores de relutância. Também mostra suas particularidades quanto às modificações feitas em sua construção e os progressos conseguidos em relação ao seu desempenho quanto ao torque e ao fator de potência.

Como forma de equacionar o problema proposto são apresentadas duas formas diferentes de obtenção das equações do torque e do fator de potência, conforme o tipo de alimentação do motor. A primeira considera que o motor está sendo alimentado em tensão constante. Já a segunda forma adotada será para o caso onde se tenha uma corrente constante aplicada ao motor.

2.2 Um pouco de história

O motor de relutância é bastante antigo. Seu princípio é anterior ao século vinte e sua aplicação tem aumentado durante as últimas décadas. Isto se deve ao fato da substituição dos motores de corrente contínua pelos motores de corrente alternada, dentre os quais incluem-se o motor de indução, de relutância chaveado e de relutância síncrona, onde estes apresentam, dependendo do tipo de desempenho desejado, alguns pontos positivos e negativos se comparados cada um destes tipos de motores individualmente. Algumas destas comparações feitas entre estes motores podem ser vistas em [41], [51], [52], [59].

A faixa de aplicação destes tipos de motores se encaixa nas mais diferentes áreas onde se deseja controle de velocidade ou torque, sendo que o motor de relutância síncrono apresenta vantagens em relação ao motor de indução e de relutância chaveado, no que diz

respeito ao ruído audível e às oscilações do torque. O motor de indução apresenta relativamente uma maior dificuldade de controle [52].

Devido às vantagens do motor de relutância, seu projeto vem sendo alvo de uma maior atenção, mais especificamente do seu rotor pois, geralmente o estator utilizado para estes tipos de motores é o mesmo do motor de indução. Um fato importante no projeto do rotor está ligado ao princípio de funcionamento do motor. Há uma mudança no valor da relutância do motor conforme a posição do rotor como pode ser observado na Figura 2.1, onde é apresentado apenas um pólo do motor.

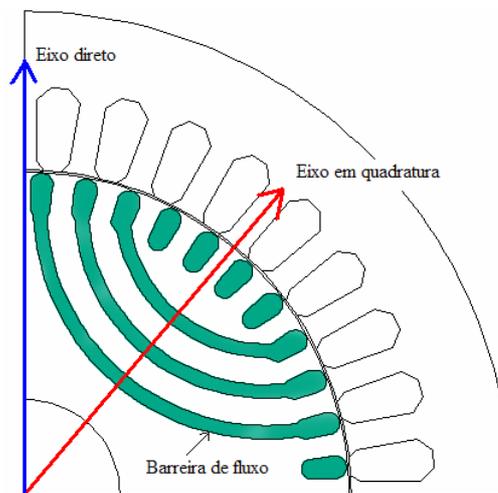


Figura 2.1 Princípio de funcionamento do motor de relutância

Observa-se que as barreiras de fluxo (local onde não existe material magnético) estão posicionadas no rotor de tal maneira a facilitar a passagem do fluxo numa dada direção (eixo direto) e a dificultar a passagem em uma outra direção (eixo em quadratura). Os valores das indutâncias destes eixos L_d (indutância de eixo direto) e L_q (indutância de eixo em quadratura) são os principais fatores que influenciam nos valores do torque e do fator de potência nestes tipos de motor. Como se pode prever os valores de indutância também estão ligados a espessura das barreiras de fluxo (W_{iso}) o que será visto no próximo capítulo.

Pode ser vista um pouco da evolução das estruturas dos rotores na figura 2.2 [53]-[55].

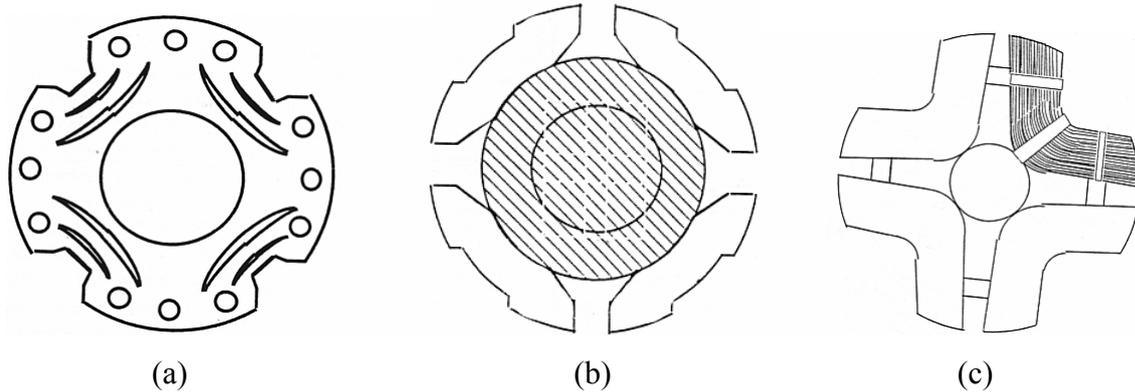


Figura 2.2 Tipos de rotores da 1^a, 2^a e 3^a geração

O tipo de rotor da primeira geração, mostrado na Figura 2.2a, apareceu por volta da década de 20, apresentando alguns inconvenientes como a baixa razão de saliência ($k = \frac{X_d}{X_q} = \frac{L_d}{L_q}$), menores do que 4, problemas para partir com carga e excessivas oscilações de velocidade.

Na Figura 2.2b, é apresentado um exemplo de rotor da segunda geração, segmentado, onde valores de razão de saliência maiores do que 4 foram obtidos. Isto permitiu que estes motores fossem capazes de ter o mesmo tamanho do motor de indução trabalhando com a mesma potência. Entretanto, a fabricação era bastante custosa e o fator de potência ainda apresentava valores baixos.

A terceira geração de rotores, axialmente laminados, mostrada na Figura 2.2c, apresenta como principal característica o formato em “v” ou “u” das chapas que formam o rotor. Esta configuração consegue chegar a uma razão de saliência da ordem de 7, o que melhora consideravelmente o desempenho do motor quanto ao torque e ao fator de potência. Por outro lado, tem custos onerosos para produção em larga escala .

Com o breve histórico descrito aqui, pode-se observar que as pesquisas que foram feitas até então não conseguiram atingir um modelo ideal que conduzisse a um motor de desempenho ótimo e que pudesse ser facilmente produzido na indústria em larga escala. Assim, este trabalho almeja contribuir neste sentido, no desenvolvimento de rotores que sejam relativamente fáceis de serem construídos e que apresentem bons desempenhos com relação ao torque e ao fator de potência.

2.3 Equações do torque e do fator de potência para o motor de relutância

São apresentadas na seqüência as formas de obtenção das equações do torque e do fator de potência para duas formas de alimentação diferentes para o motor de relutância síncrono. A primeira considera que o motor está sendo alimentado em tensão constante. Já a segunda forma adotada será para o caso onde se tenha uma corrente constante aplicada ao motor.

Ambas as formulações se baseiam na teoria de Park, que consiste na decomposição das componentes de tensão, corrente e potência sobre os eixos direto(d) e quadratura(q) [77].

2.3.1 Torque e fator de potência para tensão constante

Para esta situação, onde por exemplo o motor é alimentado por um barramento infinito ou inversor de frequência, a expressão do torque pode ser obtida através do cálculo utilizando a potência ativa através da equação:

$$T_r = \frac{3}{2} \frac{p}{\omega_s} P \quad (2.1)$$

onde p é o número de par de pólos, ω_s é a velocidade síncrona e P é a potência ativa por fase.

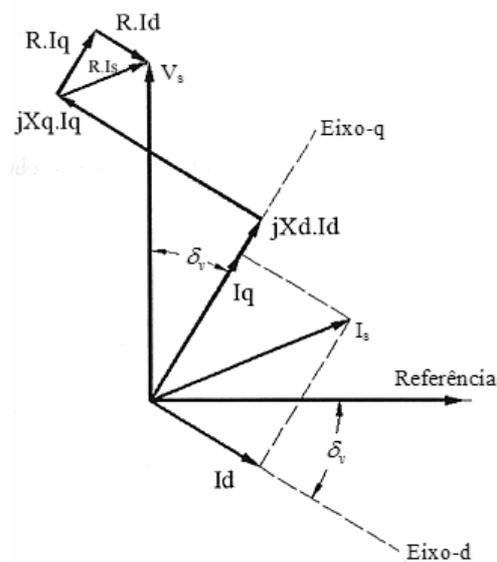


Figura 2.3 Diagrama fasorial considerando a alimentação em tensão constante

Outro método de cálculo poderia ser escolhido utilizando diretamente as tensões e correntes de eixo d-q e através da equação do torque do motor síncrono convencional admitindo algumas simplificações[52]. Preferiu-se adotar o método através da potência já que a expressão do torque do motor síncrono convencional será utilizada mais tarde, quando for apresentado um dos métodos para avaliar o desempenho do motor.

Lembrando que o rotor não é alimentado, pode se chegar através da Figura 2.3 nas seguintes relações [41],[71],

$$P_v = V_s \cdot I_q \cdot \cos \delta_v - V_s \cdot I_d \cdot \text{sen} \delta_v \quad (2.2)$$

$$Q_v = V_s \cdot I_q \cdot \text{sen} \delta_v + V_s \cdot I_d \cdot \cos \delta_v \quad (2.3)$$

$$V_s \cdot \cos \delta_v = X_d I_d + R \cdot I_q \quad (2.4)$$

$$V_s \cdot \text{sen} \delta_v = X_q I_q - R \cdot I_d \quad (2.5)$$

Isolando I_d temos,

$$I_d = \frac{V_s \cdot X_q \cdot \cos \delta_v - V_s \cdot R \cdot \text{sen} \delta_v}{R^2 + X_d \cdot X_q} \quad (2.6)$$

Isolando I_q chegamos a

$$I_q = \frac{V_s \cdot X_d \cdot \text{sen} \delta_v + V_s \cdot R \cdot \cos \delta_v}{R^2 + X_d \cdot X_q} \quad (2.7)$$

Substituindo as equações (2.6) e (2.7) em (2.2) e (2.3) chegamos nas expressões da potência ativa e reativa por fase do motor.

$$P_v = \frac{V_s^2 \cdot X_q}{R^2 + X_d \cdot X_q} \left[\frac{R}{X_q} + \left(\frac{X_d}{X_q} - 1 \right) \frac{\text{sen} 2\delta_v}{2} \right] \quad (2.8)$$

$$Q_v = \frac{V_s^2 \cdot X_q}{R^2 + X_d \cdot X_q} \left[\left(\frac{X_d}{X_q} - 1 \right) \text{sen}^2 \delta_v + 1 \right] \quad (2.9)$$

Substituindo a expressão da potência ativa na expressão do torque, equação (2.1), chegamos na expressão do torque do motor síncrono de relutância:

$$T_r = \frac{3}{2} \frac{p}{\omega_s} \frac{V_s^2 \cdot X_q}{R^2 + X_d \cdot X_q} \left[\frac{R}{X_q} + \left(\frac{X_d}{X_q} - 1 \right) \cdot \frac{\text{sen} 2\delta_v}{2} \right] \quad (2.10)$$

Onde o fator de potência é

$$\cos \phi = \frac{P_v}{\sqrt{P_v^2 + Q_v^2}} \quad (2.11)$$

Utilizando as relações (2.8), (2.9) e (2.11) chegamos na expressão do fator de potência

$$\cos \phi = \frac{\left(\frac{X_d}{X_q} - 1 \right) \cdot \frac{\text{sen} 2\delta_v}{2} + \frac{R}{X_q}}{\sqrt{\left[\left(\frac{X_d}{X_q} - 1 \right) \cdot \frac{\text{sen} 2\delta}{2} + \frac{R}{X_q} \right]^2 + \left[\left(\frac{X_d}{X_q} - 1 \right) \cdot \text{sen}^2 \delta + 1 \right]^2}} \quad (2.12)$$

Para o caso onde R pode ser desconsiderado se comparado aos valores de reatância do motor, chega-se nas expressões para o torque e o fator de potência, respectivamente dadas pelas equações (2.13) e (2.14).

$$T_r = \frac{3}{2} \frac{p}{\omega_s} V_s^2 \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \cdot \frac{\text{sen} 2\delta_v}{2} \quad (2.13)$$

$$\cos \phi = \frac{\left(\frac{X_d}{X_q} - 1 \right) \cdot \frac{\text{sen} 2\delta_v}{2}}{\sqrt{\left[\left(\frac{X_d}{X_q} - 1 \right) \cdot \frac{\text{sen} 2\delta_v}{2} \right]^2 + \left[\left(\frac{X_d}{X_q} - 1 \right) \cdot \text{sen}^2 \delta + 1 \right]^2}} \quad (2.14)$$

A Figura 2.4 mostra o comportamento do torque em função da variação do ângulo de carga δ_v (ângulo entre o eixo do pólo do rotor e o eixo da distribuição de fluxo no entreferro) e da diferença $L_d - L_q$. Já a Figura 2.5 mostra a variação do fator de potência em relação à razão de saliência $k = \frac{X_d}{X_q} = \frac{L_d}{L_q}$. Para ambas as figuras considerou-se $R=0 \Omega$.

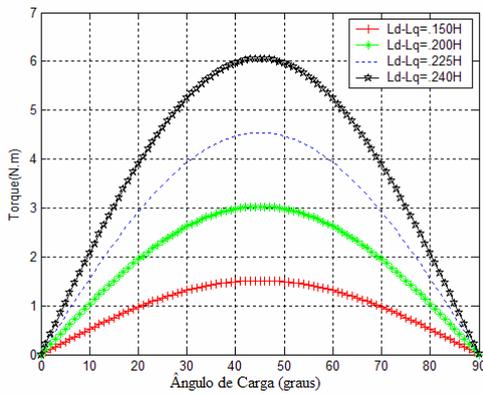


Figura 2.4 Torque x ângulo de carga

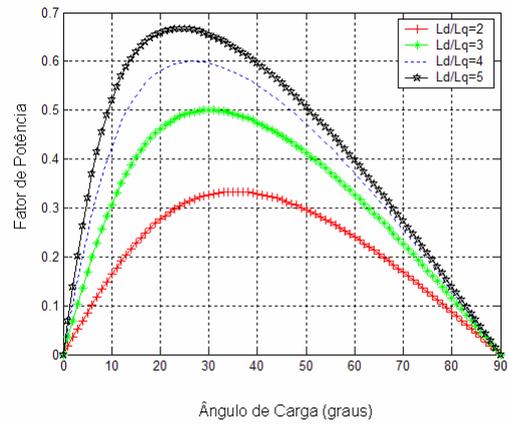


Figura 2.5 Fator de Potência x ângulo de carga

Na Figura 2.4 pode se observar que o torque aumenta com a diferença entre L_d e L_q , mas o ângulo de carga onde o torque apresenta seu valor máximo (45 graus) se mantém constante. Já na Figura 2.5 o comportamento do fator de potência se mostra bem diferente, se comparado ao torque. À medida que a razão de saliência aumenta, o fator de potência também aumenta, mas o ângulo de carga tende a diminuir onde o fator de potência é máximo.

Estas informações serão utilizadas mais adiante, quando for apresentado o método adotado para o processo de otimização.

2.3.2 Torque e fator de potência para o motor operando em corrente constante

Pode-se alimentar o motor em corrente constante através de uma fonte de corrente ou através de um inversor de frequência . A seguir serão obtidas as equações de torque e fator de potência da mesma maneira que foram obtidas anteriormente no caso do motor sendo alimentando em tensão constante, ou seja, a partir da expressão da potência dada pela equação (2.1).

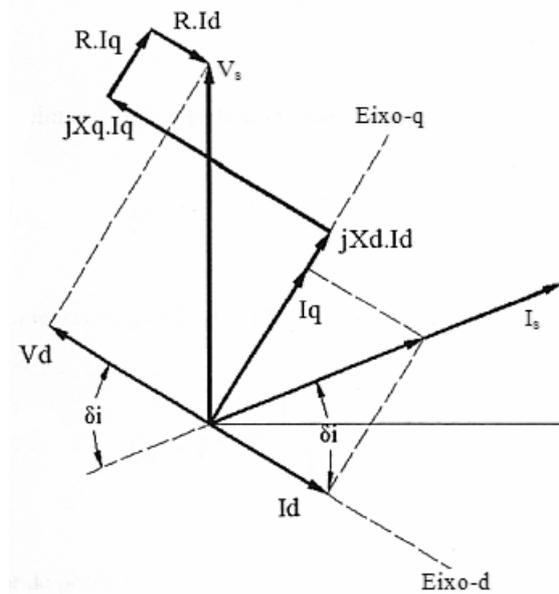


Figura 2.6 Diagrama fasorial considerando a alimentação em corrente constante

Através do diagrama fasorial apresentado na Figura 2.6, pode-se chegar nas seguintes expressões [41],[71]:

$$P_i = V_q \cdot I_s \cdot \text{sen} \delta_i - V_d \cdot I_s \cdot \text{cos} \delta_i \quad (2.15)$$

$$V_d = X_q \cdot I_q - R \cdot I_d \quad (2.16)$$

$$V_q = X_d \cdot I_d + R \cdot I_q \quad (2.17)$$

$$I_d = I_s \cdot \text{cos} \delta_i \quad (2.18)$$

$$I_q = I_s \cdot \text{sen} \delta_i \quad (2.19)$$

Utilizando as equações (2.15) até (2.19) chega-se nas expressões da potência ativa e reativa por fase do motor.

$$P_i = I_s^2 \cdot X_q \left[\frac{R}{X_q} + \left(\frac{X_d}{X_q} - 1 \right) \frac{\text{sen} 2\delta_i}{2} \right] \quad (2.20)$$

$$Q_i = V_d \cdot I_s \cdot \text{sen} \delta_i + V_q \cdot I_s \cdot \text{sen} (90 - \delta_i) \quad (2.21)$$

Logo a expressão do fator de potência e do torque são iguais a

$$\cos \phi_i = \frac{\frac{R}{X_q} + \left(\frac{X_d}{X_q} - 1 \right) \frac{\text{sen} 2\delta_i}{2}}{\sqrt{\left[\frac{R}{X_q} + \left(\frac{X_d}{X_q} - 1 \right) \frac{\text{sen} 2\delta_i}{2} \right]^2 + \left[\frac{X_d}{X_q} - \left(\frac{X_d}{X_q} - 1 \right) \text{sen}^2 \delta_i \right]^2}} \quad (2.22)$$

$$T_r = \frac{3}{2} p \frac{I_s^2}{\omega_s} \left[R + (X_d - X_q) \frac{\text{sen} 2\delta_i}{2} \right] \quad (2.23)$$

Para $R=0 \Omega$, temos:

$$\cos \theta_i = \frac{\left(\frac{X_d}{X_q} - 1 \right) \cdot \frac{\text{sen} 2\delta_i}{2}}{\sqrt{\left[\left(\frac{X_d}{X_q} - 1 \right) \cdot \frac{\text{sen} 2\delta_i}{2} \right]^2 + \left[\frac{X_d}{X_q} - \left(\frac{X_d}{X_q} - 1 \right) \text{sen}^2 \delta_i \right]^2}} \quad (2.24)$$

$$T_r = \frac{3}{2} p \frac{I_s^2}{\omega_s} \left[(X_d - X_q) \frac{\text{sen} 2\delta_i}{2} \right] \quad (2.25)$$

A Figura 2.7 mostra o comportamento do torque em função da variação da diferença $L_d - L_q$ e do ângulo de carga δ_i (ângulo entre a força magnetomotriz e o eixo direto). Na Figura 3.6 tem-se a variação do fator de potência em relação à razão de saliência $k = \frac{L_d}{L_q}$ e em relação a δ_i . Em ambas considerou-se $R=0\Omega$.

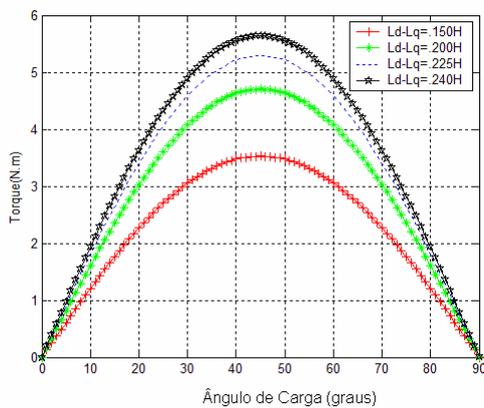


Figura 2.7 Torque x ângulo de carga

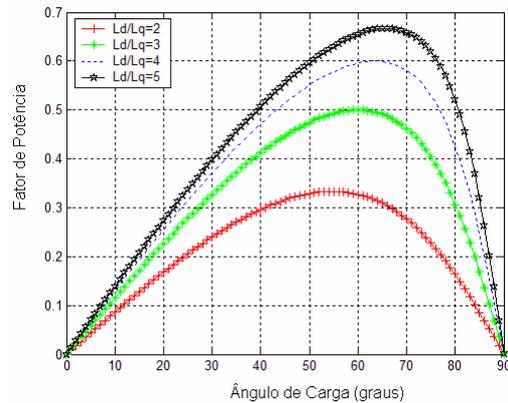


Figura 2.8. Fator de Potência x ângulo de carga

Observa-se na Figura 2.7 o mesmo comportamento que foi mostrado anteriormente para a alimentação em tensão, o valor do torque aumenta conforme o valor da diferença entre L_d e L_q aumenta e o ângulo em que o torque é máximo se mantém o mesmo (45 graus).

Conforme se pode observar na Figura 2.8, o valor do fator de potência aumenta à medida que a razão de saliência aumenta e o ângulo de carga onde fator de potência é máximo varia com a razão de saliência do motor.

2.4 Conclusão

Pode-se concluir com o que foi apresentado neste capítulo, que ainda não existe um tipo de configuração ideal para este tipo de motor, principalmente com relação ao rotor, onde o motor possa operar com os melhores valores possíveis de torque e de fator de potência.

Observa-se que, nos equacionamentos apresentados tanto para o motor sendo alimentado tensão constante como em corrente constante, há uma grande dependência do torque e do fator de potência em relação aos ângulos de carga δ_v , δ_i e também em relação à diferença $L_d - L_q$ e à razão de saliência $k = \frac{L_d}{L_q}$. Isto fica claro através da observação das figuras 3.2, 3.3, 3.5 e 3.6.

Vale ressaltar que os ângulos de carga δ_v ou δ_i para o caso onde o torque é máximo nas duas situações (tensão e corrente constante), mostram-se independentes dos valores da diferença $L_d - L_q$ e atingem seus valores máximos em $\delta_{vmáx} = \delta_{imáx} = 45^\circ$.

Para o caso do fator de potência, observa-se um comportamento bem diferente quanto ao ângulo de carga se comparado ao caso do torque. Existe a dependência de $\delta_{vmáx}$ e $\delta_{imáx}$ quanto ao tipo de entrada aplicada e do valor da razão de saliência. Esta dependência está diretamente ligada aos valores de X_d, X_q ou L_d, L_q , cujo comportamento depende das barreiras de fluxo colocadas no interior do rotor, tanto em função da sua espessura W_{iso} como também em função de como estas barreiras estão colocadas no rotor.

No próximo capítulo serão apresentadas algumas simulações para demonstrar mais claramente esta dependência de X_d, X_q ou L_d, L_q em relação a W_{iso} , utilizando o método de elementos finitos.

Assumindo os equacionamentos que foram apresentados neste capítulo para as duas formas de alimentação, pode-se prever que os principais fatores que influenciarão diretamente no processo de otimização do torque e do fator potência serão: X_d, X_q ou L_d, L_q , δ_v, δ_i e W_{iso} . A forma de obtenção de cada um deles será mostrado nos próximos capítulos.

3 Utilização do método de elementos finitos 2-D na obtenção de L_d e L_q

3.1 Introdução

O método de elementos finitos (MEF) foi primeiramente aplicado na área da engenharia mecânica e posteriormente se estendeu pelas mais diferentes áreas, tanto nas indústrias, quanto em centros de pesquisas como universidades. Na engenharia elétrica este método encontra entre outras aplicações, o estudo de motores elétricos. Como exemplo deste tipo de aplicação, pode-se incluir este trabalho, o qual utilizará este método como meio para obtenção dos valores das indutâncias L_d e L_q do motor síncrono de relutância.

O uso deste método em dispositivos eletromagnéticos e em motores elétricos aumenta na mesma proporção da complexidade da elaboração do modelo. Quanto mais difícil é a modelagem na forma analítica, maior a tendência ao uso de um método numérico para a resolução do problema.

Será utilizado o software EFCAD[36] desenvolvido pelo GRUCAD-UFSC. Através deste software é possível aplicar o método de elementos finitos a motores elétricos para obtenção dos seus parâmetros, mais precisamente, dentro do escopo deste trabalho, para a obtenção dos valores das indutâncias de eixo direto e em quadratura (L_d e L_q).

A justificativa para aplicação do método está na sua possibilidade de incluir uma maior quantidade de detalhes como o formato do motor e inclusão das condições de saturação no modelo. Isto se traduz em uma maior precisão para o problema se for comparado a métodos analíticos existentes para obtenção das indutâncias, mesmo ainda sendo o método analítico em termos de velocidade computacional mais veloz.

Primeiramente, neste capítulo será apresentada a modelagem do motor através do software EFCAD, incluindo as condições de contorno e periodicidade do problema e algumas alterações que foram feitas no software, necessárias para que se pudesse fazer posteriormente o processo de otimização.

Em seguida serão apresentados, como resultados da aplicação do método, algumas curvas referentes ao comportamento das indutâncias L_d e L_q devido à variação das barreiras de fluxo existente no rotor.

3.2 Modelagem do motor síncrono de relutância

O motor que será utilizado durante este trabalho, no qual será aplicado o método de elementos finitos, é o mesmo utilizado por Carlos Eduardo Guarenti Martins [41] denominado projeto 8 em sua dissertação. Este motor apresenta como especificações: 1,5cv, 220/380V, 60Hz, 4 pólos, comprimento do pacote de 85mm, carcaça IEC 80 e utiliza o mesmo estator do motor de indução convencional. Apresenta gaiola de partida preenchida com alumínio para que a partida possa ser feita de forma assíncrona e em seu rotor foram inseridas 3 barreiras de fluxo por pólo para gerar a variação de relutância entre os eixos d-q, que conseqüentemente gera o torque de relutância. As principais dimensões do motor referentes ao estator e ao rotor estão apresentadas na figura A.1, do anexo A.

No modelo adotado, devido à sua simetria utiliza-se apenas $\frac{1}{4}$ da máquina, como mostrado na Figura 3.1, fazendo com que haja uma grande redução do número de elementos utilizados na malha. Isto faz com que o tempo de processamento necessário para obtenção das indutâncias seja significativamente reduzido.

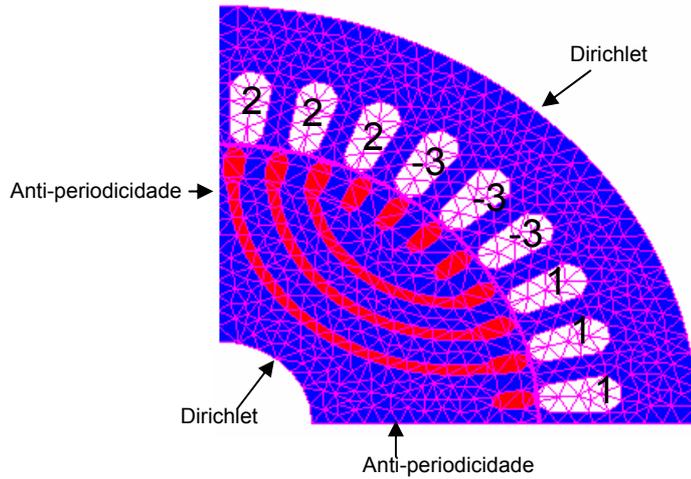


Figura 3.1 Condições de contorno adotadas no modelo e a malha utilizada

São utilizados também dois tipos de modelos: um levando em conta os efeitos da saturação do ferro, e outro sem considerar este efeito. O detalhe da região onde estes dois modelos diferem estão apresentados nas Figura 3.2 e Figura 3.3

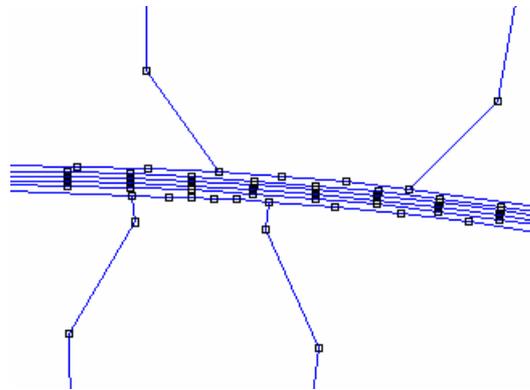


Figura 3.2 Detalhe da gaiola desconsiderando o efeito de saturação

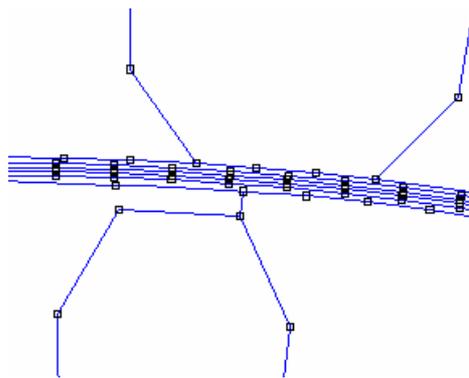


Figura 3.3 Detalhe da gaiola considerando o efeito de saturação

Como se pode observar a única diferença entre os dois modelos é a abertura das barras da gaiola de partida para o caso sem considerar a saturação, forçando assim que o fluxo passe através das barreiras de fluxo no rotor. Para ficar mais claro, são apresentadas duas cartas de fluxo na Figura 3.4 e na Figura 3.5 para mostrar a diferença existente caso as considerações anteriores não fossem adotadas no modelo.

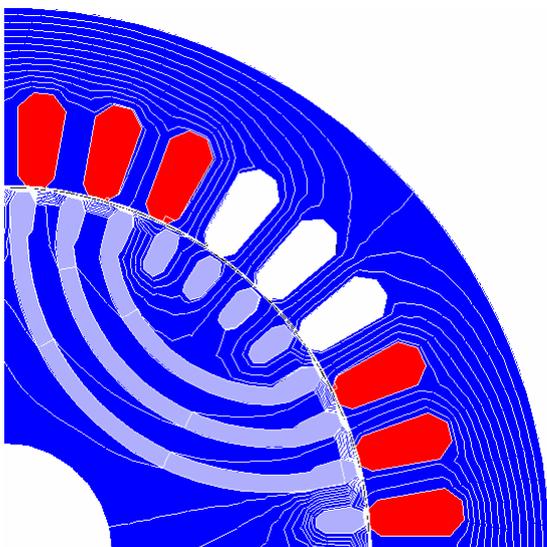


Figura 3.4 Carta de fluxo sem a abertura da gaiola de partida

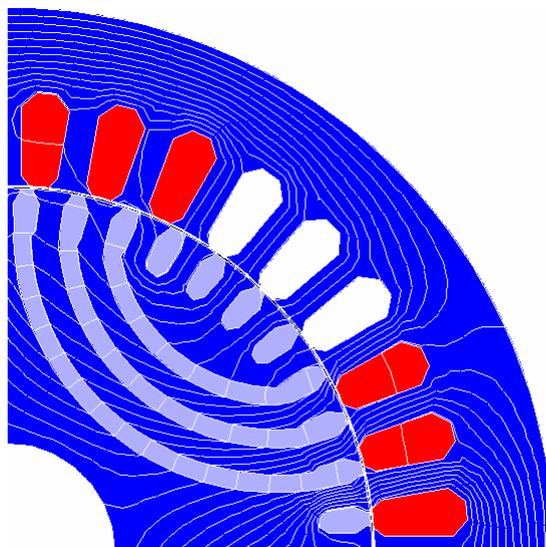


Figura 3.5 Carta de fluxo com a gaiola de partida aberta

Observa-se na Figura 3.4 que boa parte do fluxo passa pela região entre a gaiola e o entreferro devido a inexistência de saturação na região. Já a Figura 3.5 apresenta o modelo correto, onde o fluxo é forçado a atravessar as barreiras de fluxo.

O objetivo de simular desconsiderando o fenômeno da saturação é o de reduzir o tempo de processamento necessário na obtenção das indutâncias L_d e L_q , já que para este tipo de simulação o tempo de processamento é bem menor se comparado quando o fenômeno da saturação é considerado.

No caso onde é levado em conta o efeito da saturação, utiliza-se a mesma curva de magnetização adotada em [41], mostrada na figura A.2 do Anexo A. Os mesmos valores apresentados em [38] de resistência dos enrolamentos ($R= 6,7 \Omega$), de indutância de dispersão ($L_{ls}=14mH$) e de cabeça de bobina ($L_{bob}=6mH$) foram utilizados nas simulações.

No modelo adotado (Figura 3.1), tem-se 9 ranhuras no estator e 11 ranhuras no rotor por pólo. Foi utilizado o módulo EFD do software EFCAD para criação do desenho. Para impor as condições de contorno, de anti-periodicidade, inclusão dos tipos de materiais e para posterior geração da malha foi utilizado o módulo EFM. Tomou-se o cuidado no modelo, para que em nenhuma parte fossem cortadas regiões onde houvesse a presença de corrente para não comprometer o comportamento dinâmico do motor, avaliado pelo software EFCM - EFCAD cujos resultados serão apresentados na seção onde será analisado o desempenho do motor .

Foi criado ainda um programa para que se pudesse fazer a variação de W_{iso} (espessura da barreira de fluxo) automaticamente. Através deste programa é possível ler o arquivo no formato gerado pelo módulo EFD (arquivo com extensão .PRE), que armazena todas as informações referente ao desenho e fazer todas alterações necessárias para que se possa incluir as barreiras de fluxo com as dimensões desejadas.

Como somente as barreiras de fluxo variam, foi desenvolvido primeiramente um desenho sem a presença das barreiras e no momento em que este programa é executado, ele adiciona as barreiras de fluxo automaticamente com a espessura desejada. A figura 4.4 mostra o funcionamento deste processo.

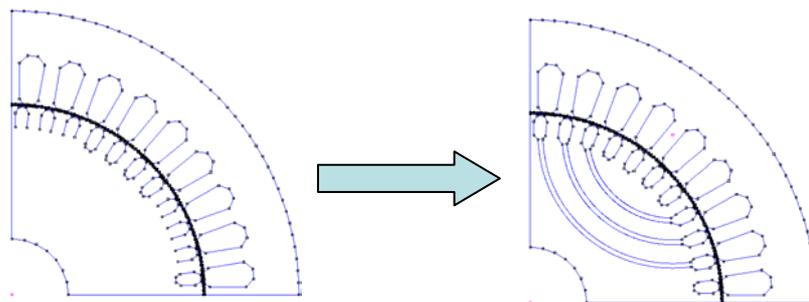


Figura 3.6 Funcionamento do programa que varia as barreiras de fluxo

Outra alteração necessária para o processo de otimização foi referente ao módulo EFM. Este software apresenta uma interface com o usuário através do mouse ou do teclado onde é possível o usuário selecionar o tipo de material para cada parte do motor, as condições de contorno, localização das fontes, densidade da malha adotada e a partir destes dados gerar finalmente a malha. Como resultado, o software gera uma saída semelhante ao que é apresentado na Figura 3.1. [44]

Como se pode observar, para um processo de otimização onde se deseja utilizar um programa de elementos finitos, seria necessário que estes procedimentos de inclusão destas informações no modelo fossem automatizados. No intuito de possibilitar a utilização do programa para o fim proposto, foram feitas algumas alterações no módulo EFM, onde se retirou toda a interface com o usuário através do mouse e do teclado e fez-se com que as informações de entrada de dados fossem lidas através de um arquivo no formato texto. Com isto consegue-se automatizar todos os procedimentos, desde a criação do desenho até a geração da malha, faltando somente a parte de obtenção automática das indutâncias L_d e L_q , o que será visto na seqüência.

3.3 Métodos utilizados para obtenção de L_d e L_q

Um dos métodos utilizados para obtenção das indutâncias L_d e L_q através do método de elementos finitos foi desenvolvido por Jin Huang [40]. Neste trabalho será utilizado o software EFCAD para simular o método proposto por Jin Huang. O funcionamento deste método é bastante simples: faz-se circular uma corrente contínua em duas fases do motor conectadas em série como mostrado na Figura 3.7. Varia-se, então, a posição do rotor em relação ao estator, gerando assim diferentes valores de indutâncias conforme o ângulo que é formado entre o rotor e o estator. Medem-se a cada novo ângulo as indutâncias dos enrolamentos.

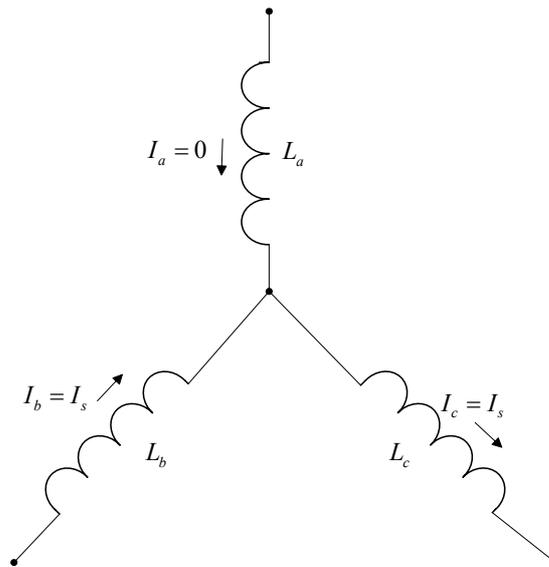


Figura 3.7 Esquema de ligação das fases utilizado para as simulações

Fazendo uma equivalência das fontes que foram apresentadas na Figura 3.1 e o esquema de ligação apresentado na Figura 3.7 de forma que o modelo possa ser simulado, tem-se que a fase “a” corresponde à fonte “3”, a fase “b” corresponde à fonte “1” e a fase “c” corresponde à fonte “2”.

A partir destas condições pode-se gerar uma curva de valores de indutância em função da posição do rotor. Retira-se desta curva o valor máximo e mínimo das indutâncias obtidas. Estes serão os valores necessários para a obtenção dos valores de L_d e L_q , respectivamente. No caso da utilização do software EFCR, utilizou-se o método da banda de movimento [39] para a simulação do método proposto por [40].

A banda de movimento consiste em dividir o entreferro em três camadas; cada arco que constitui a camada é dividido por um número desejado de segmentos. Aqui serão adotados 90 segmentos por arco, onde o rotor é deslocado em incrementos de grau para obtenção da curva de indutância durante a simulação. É também possível através deste método obter o valor do torque em função do ângulo utilizando, por exemplo, o tensor de Maxwell [39].

As Figura 3.8 e Figura 3.9 mostram as cartas de fluxo geradas pelo programa em dois ângulos diferentes, sendo o ângulo inicial de 0° e o final de 45° referente ao deslocamento do rotor em relação ao estator. A curva na Figura 3.10, mostra a evolução dos valores de indutância dos enrolamentos em função do ângulo entre o rotor e o estator. Foi utilizada para esta situação uma densidade de corrente igual a $3,28 \text{ A/mm}^2$.

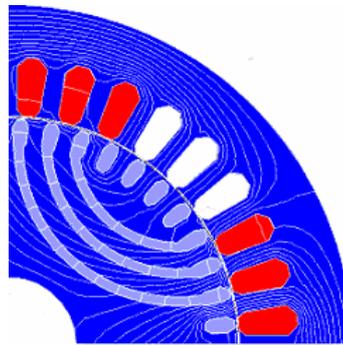


Figura 3.8. Fluxo referente ao ângulo de 0°

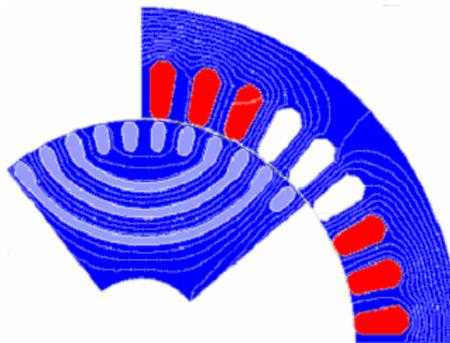


Figura 3.9 Fluxo referente ao ângulo de 45°

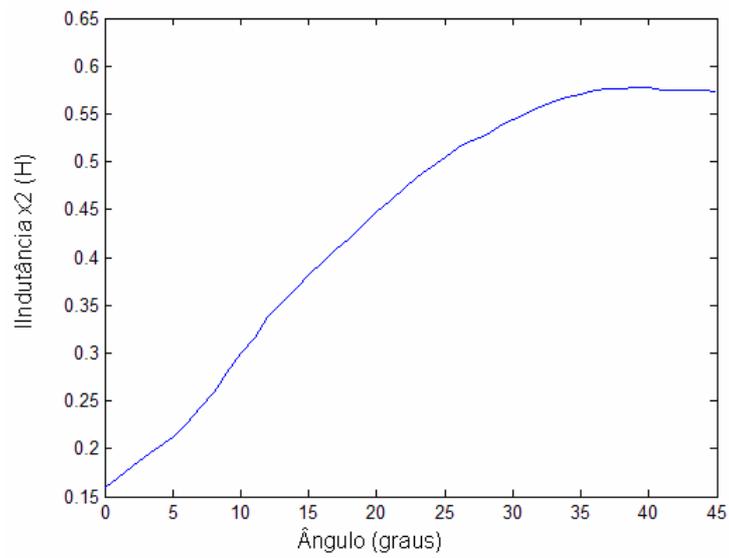


Figura 3.10. Curva dos valores de indutância

Utilizando o programa EFCR obtém-se uma curva como a que está mostrada na Figura 3.10. Esta curva representa os valores das indutâncias dos enrolamentos do motor, onde o valor de L_q corresponde a metade do valor mínimo e o valor de L_d corresponde a metade do valor máximo apresentado na curva.

Uma outra forma também poderia ser utilizada para obtenção das indutâncias L_d e L_q utilizando o método de elementos finitos seria através do cálculo estático, que também pode ser feito utilizando o software EFCAD através de um outro módulo chamado EFCSL[44], onde é possível incorporá-lo ao processo de otimização. Diferentemente do método anterior, este método não utiliza a banda de movimento para deslocar o rotor em relação ao estator na obtenção dos valores de indutâncias.

O processo de obtenção das indutâncias é feito através de duas simulações, utilizando o mesmo modelo que está apresentado na Figura 3.1. A primeira simulação é feita para se encontrar a indutância de eixo direto e a segunda para a indutância de eixo em quadratura.

A primeira simulação é feita impondo as correntes nos enrolamentos como mostrado na Figura 3.11. As condições impostas nesta simulação fazem com que o fluxo circule pelo eixo direto do rotor.

Através dos valores de indutâncias obtidos para cada uma das fases após a simulação, podem-se obter através da equação (3.1) os valores de indutância de eixo direto [41],[76].

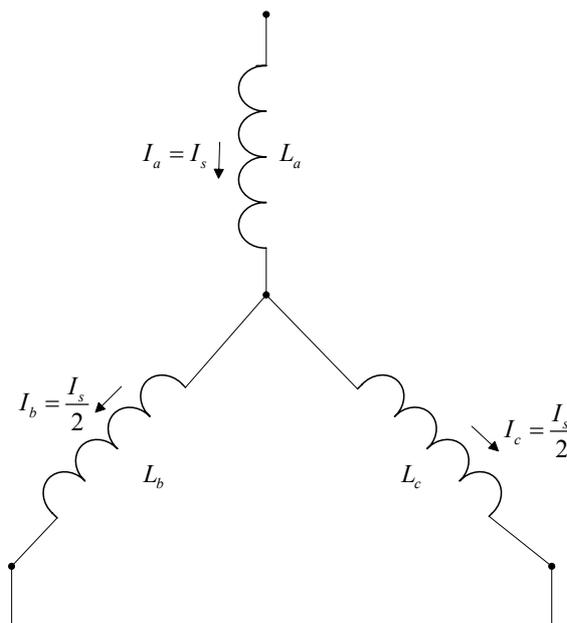


Figura 3.11 Ligação para obtenção da indutância de eixo direto

$$L_d = \frac{2}{3} \left[L_a + \left(\frac{L_b \cdot L_c}{L_b + L_c} \right) \right] \quad (3.1)$$

Já a segunda simulação para obtenção do valor da indutância de eixo em quadratura utiliza as mesmas condições que foram impostas para o caso onde foi utilizada a rotação do rotor em relação ao estator mostrada na Figura 3.7, fazendo com que o fluxo circule pelo eixo em quadratura do rotor. Obtidos os valores através das simulações, pode-se utilizar a (3.2) para obtenção do valor da indutância L_q .

$$L_q = \frac{1}{2} (L_b + L_c) \quad (3.2)$$

Foram feitas algumas simulações utilizando ambos os métodos. A diferença entre os valores de indutâncias encontrados variam em torno de 5% a 9% dependendo da configuração. Isto mostra que ambos os métodos são eficientes para realizar a obtenção das indutâncias L_d e L_q .

Vale ressaltar que o tempo necessário para a simulação com o método utilizando a rotação é bem maior do que o método que não utiliza a rotação. Sendo assim, no processo de otimização dar-se-á preferência em se utilizar o método sem rotação no caso onde o número de simulações for bastante grande, já que os valores das duas técnicas se aproximam.

3.4 Estudo do comportamento das indutâncias em função da variação de W_{iso}

Utilizando os métodos adotados anteriormente para obtenção das indutâncias, é possível verificar mais detalhadamente o comportamento do motor com relação às barreiras de fluxo existente no rotor e a influência destas nos valores das indutâncias L_d e L_q .

Grande parte dos estudos feitos utilizando este tipo de motor não considera a gaiola de partida no rotor. A mesma tem uma influência quanto à distribuição do fluxo no rotor. Foram feitas algumas simulações para verificar a influência da gaiola nos principais parâmetros que têm ligação direta com o torque e o fator de potência. Os resultados destas simulações podem ser vistos nas figuras B.2-B.5 mostradas no anexo B, onde dependendo do tamanho da espessura da barreira de fluxo, a influência da gaiola de partida tanto em relação a $L_d - L_q$ como $\frac{L_d}{L_q}$ pode contribuir positivamente como negativamente no desempenho do torque e do fator de potência.

A figura 3.12 apresenta as variáveis comumente utilizadas [52] para especificar as dimensões das barreiras do rotor e para posterior análise do desempenho do motor em relação a estas variáveis.

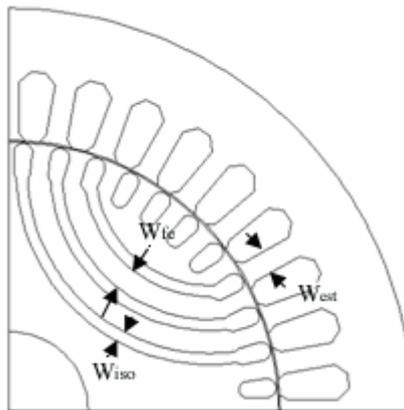


Figura 3.12 Variáveis utilizadas para o rotor e estator

Onde W_{fe} é a espessura da camada de ferro existente entre duas barreiras de fluxo consecutivas, W_{iso} é a espessura da barreira de fluxo. Neste trabalho considera-se que estas barreiras de fluxo são preenchidas com alumínio, assim como a gaiola de partida. W_{est} é o tamanho do dente do estator. As equações (3.3) e (3.4) definem as relações entre estas variáveis.

$$W_{est} = (W_{fe} + W_{iso}) \cdot n_{est} \quad (3.3)$$

$$k_w = \frac{W_{iso}}{W_{fe}} \quad (3.4)$$

Na equação (3.3), n_{est} é definido como o número de vezes em que a soma entre a espessura do ferro e da barreira de fluxo se iguala ao tamanho do dente do estator. Alguns autores utilizam esta equação como parâmetro de limitação das pulsações do fluxo nos dentes do estator. Já foram realizados alguns trabalhos utilizando n_{est} igual a 1 e 2 [52]. Calculando-se para as medidas apresentadas no anexo A, n_{est} é igual a 0,64. Este valor é apenas uma aproximação, pois este parâmetro é definido para motores em que não há presença da gaiola de partida, não sendo este tipo de rotor utilizado neste trabalho.

Já a equação (3.4) define a razão entre a espessura da barreira de fluxo e a espessura do ferro. É um parâmetro importante, pois define a quantidade de ferro que será retirada ou colocada nas barreiras.

Utilizando os conceitos apresentados neste capítulo, foram realizadas algumas simulações para se ter uma idéia do comportamento das indutâncias L_d e L_q em relação à espessura das barreiras de fluxo.

Nas simulações apresentadas na Figura 3.13, considera-se que W_{iso} tenha a mesma dimensão em todas as três barreiras de fluxo. Já quando for empregado o processo de otimização, serão feitas simulações tanto para esta situação, como para situações onde W_{iso} possa apresentar diferentes valores em cada uma das três barreiras de fluxo.

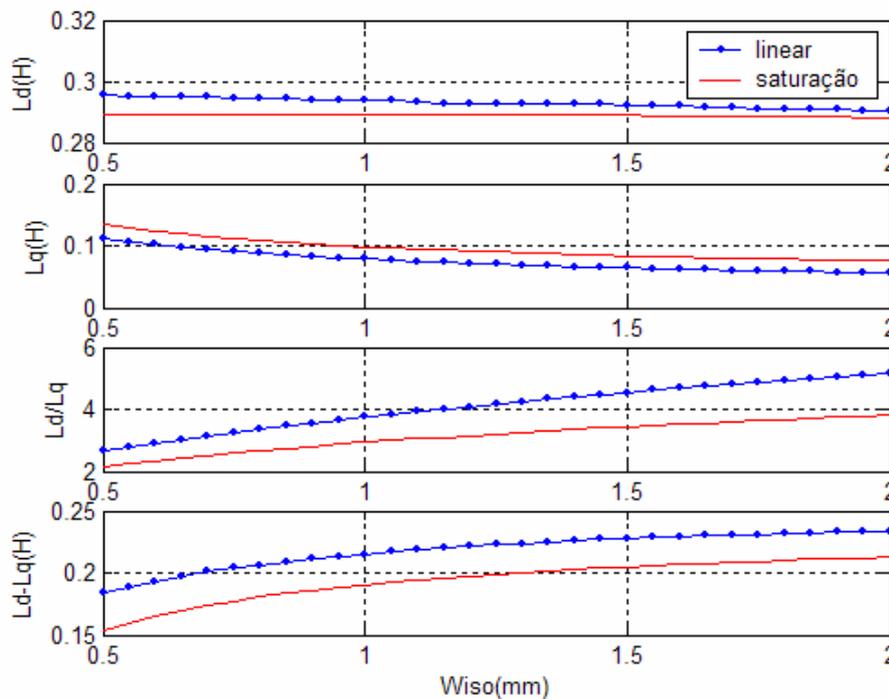


Figura 3.13 Comportamento das indutâncias em função da variação de W_{iso}

Na Figura 3.13, observa-se que há uma certa similaridade no comportamento da curva considerando a saturação do ferro e desconsiderando este efeito (linear). Isto poderá ser utilizado futuramente quando for feito o processo de otimização, pois o número de avaliações é relativamente grande para o encontro da melhor solução devido ao tipo de algoritmo adotado. Isto será visto novamente mais adiante.

Pode-se constatar também que há uma diminuição dos valores de L_d e L_q devido ao aumento da espessura das barreiras. Este comportamento pode ser explicado devido ao fluxo ter um menor caminho disponível de ferro para que possa circular pelo rotor.

Feitas estas considerações, observa-se que a condição ideal para elevar os valores da razão de saliência e da diferença L_d e L_q seria através da obtenção de um valor de espessura que leve a um L_d máximo e um L_q mínimo.

3.5 Conclusão

Conforme foi visto neste capítulo, o método de elementos finitos é uma ferramenta que pode ser utilizada no tipo de aplicação proposta para obtenção dos valores de indutâncias para diferentes espessuras das barreiras de fluxo.

Além disso, os resultados são bastante precisos pois este método, além de levar em consideração fatores importantes como é o caso da saturação, ainda se baseia no desenho do motor para obtenção das variáveis de interesse.

Como o principal fator analisado está ligado ao formato do motor, mais precisamente às barreiras de fluxo, esta forma de obtenção das indutâncias apresenta uma maior facilidade se comparada a uma modelagem utilizando um equacionamento analítico. Este último poderá ter uma resolução mais complexa e os resultados obtidos não serão tão precisos como os apresentados.

Foram apresentadas duas formas de obtenção dos valores das indutâncias L_d e L_q utilizando o método de elementos finitos. Ambas apresentam concordância entre os resultados, sendo que o método que utiliza rotação exige mais tempo de simulação, pois são realizados diversos cálculos para obtenção dos valores de indutância, em cada posição do rotor em relação ao estator. Já para o método que não utiliza rotação são realizadas somente duas simulações, uma para cada tipo de indutância a ser obtida. Esta maneira leva um tempo menor de processamento, o que é bastante importante para um processo de otimização.

Foi também visto que há um comportamento bastante semelhante para as duas situações, considerando ou não o efeito da saturação do ferro. A diferença existente entre as curvas apresentadas se mantém praticamente constante.

Este tipo de informação é utilizada na seqüência quando for feito o processo de otimização, permitindo que sejam feitas simulações menos demoradas para se encontrar a solução esperada levando, assim, um menor tempo de processamento.

Uma forma de diminuir o tempo de simulação e obter um resultado preciso seria primeiramente fazendo uma simulação sem considerar o efeito da saturação. Nesta simulação, seria feito um número maior de avaliações para determinar qual a região onde a melhor solução se encontra. Na seqüência poderia ser feita uma nova simulação considerando o efeito da saturação para um menor espaço de busca considerando os resultados que foram obtidos pela simulação anterior.

4 Análise do desempenho do motor de relutância síncrono

4.1 Introdução

Neste capítulo serão apresentadas duas técnicas diferentes de avaliação do comportamento dinâmico do motor conforme a variação da espessura das barreiras de fluxo e conseqüentemente, das indutâncias L_d e L_q .

A primeira técnica faz uma aproximação do desempenho do motor de maneira analítica através das equações de Park. Trata-se apenas de uma aproximação pois são assumidas algumas simplificações para se avaliar o comportamento do motor. Esta técnica é bastante utilizada para fazer o controle do motor, como mostrado em [49]. É necessário ao utilizar este método que se forneça de alguma forma os valores de indutância L_d e L_q para sua execução. Uma maneira que pode ser feita é através das resoluções estáticas utilizando o método de elementos finitos, como foi descrito no capítulo anterior.

Com as simulações obtidas através deste método, é possível observar o comportamento da corrente, torque e velocidade em função do tempo.

Já a segunda técnica apresentada, utiliza o método de elementos finitos incluindo o movimento da máquina. Esta técnica, assim como foi feito no caso do cálculo das indutâncias L_d e L_q , utiliza a banda de movimento para o cálculo do comportamento dinâmico do motor. Para as simulações deste segundo método foi utilizado o módulo EFCM do software EFCAD. Esta técnica se comparada com a primeira é mais demorada em termos computacionais, mas o modelo adotado apresenta todas as vantagens inerentes ao método de elementos finitos.

São apresentadas algumas simulações com a aplicação das duas técnicas e comparações dos resultados.

4.2 *Análise através de uma forma analítica*

4.2.1 Equações dinâmicas para o motor síncrono de relutância

Pode-se modelar o comportamento do motor de relutância síncrono através das equações de Park utilizadas para o motor síncrono convencional adotando algumas simplificações, como a exclusão dos enrolamentos amortecedores de partida e da excitação do campo no rotor. Com estas simplificações, chega-se às equações de Park para o motor síncrono de relutância:

$$v_{ds} = r_s \cdot i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - \omega_r \cdot \lambda_{qs} \quad (4.1)$$

$$v_{qs} = r_s \cdot i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + \omega_r \cdot \lambda_{ds} \quad (4.2)$$

$$v_{os} = r_s \cdot i_{os} + \frac{d}{dt} L_{ls} \cdot i_{os} \quad (4.3)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_{ds} \cdot i_{qs} - \lambda_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (4.4)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \cdot (T_e - T_{load}) \quad (4.5)$$

$$\lambda_{qs} = L_{ls} \cdot i_{qs} + L_{mq} \cdot i_{qs} \quad (4.6)$$

$$\lambda_{qs} = L_{ls} \cdot i_{qs} + L_{md} \cdot i_{qs} \quad (4.7)$$

$$L_d = L_{ls} + L_{md} \quad (4.8)$$

$$L_q = L_{ls} + L_{mq} \quad (4.9)$$

$$\begin{bmatrix} f_{qs} \\ f_{ds} \\ f_{os} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \text{sen} \theta & \text{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{sen}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Onde,

$$\theta = \int_0^t \omega_r(\xi) d\xi \quad (4.11)$$

f – representa tensão (v), corrente (i), ou enlace de fluxo

L_{ls} - indutância de dispersão do estator [H]

L_{md} – indutância magnetizante de eixo direto [H]

L_{mq} – indutância magnetizante de eixo em quadratura [H]

T_{load} – torque de carga [N.m]

ω_r - velocidade do rotor [rad/s]

T_e – torque eletromagnético [N.m]

p – número de pólos

λ_{ds} - enlace de fluxo de eixo direto [Wb]

λ_{qs} - enlace de fluxo de eixo em quadratura [Wb]

J – inércia do rotor [kgm²]

p – número de pólos

r_s – resistência dos enrolamentos do estator [Ω]

v_{ds} - tensão de eixo direto [V]

v_{qs} - tensão de eixo em quadratura [V]

v_{os} - tensão de seqüência zero [V]

i_{ds} - corrente de eixo direto [A]

i_{qs} - corrente de eixo em quadratura [A]

i_{os} - corrente de seqüência zero [A]

Pode-se através das equações de (4.1) a (4.11) prever o comportamento do motor tanto no transitório como em regime permanente.

Para o regime permanente, considerando que o motor é alimentado com tensões trifásicas balanceadas e o rotor está girando na velocidade síncrona, as derivadas presentes na equação (4.1) e (4.2) tornam-se zero. Os valores de v_{ds} , v_{qs} , v_{os} , i_{ds} , i_{qs} , i_{os} e torque podem ser obtidos diretamente através das equações (4.1) a (4.10).

No regime transitório, é necessário isolar as derivadas apresentadas nas equações (4.1) a (4.4) para avaliar o comportamento dinâmico do motor. Desta forma chega-se a

$$\frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{L_d} (v_{ds} - r_s \cdot i_{ds} - \omega_r \cdot L_q \cdot i_{qs}) \quad (4.12)$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{L_q} (v_{qs} - r_s \cdot i_{qs} - \omega_r \cdot L_d \cdot i_{ds}) \quad (4.13)$$

$$\frac{di_{os}}{dt} = \frac{1}{L_{ls}} (v_{os} - r_s \cdot i_{os}) \quad (4.14)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p}{2 \cdot J} \left[\frac{3 \cdot p}{4} (L_d \cdot i_{ds} \cdot i_{qs} - L_q \cdot i_{qs} \cdot i_{ds}) - T_{load} \right] \quad (4.15)$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (4.16)$$

A partir das equações (4.12) a (4.16) pode-se então, através da utilização de algum método de integração numérica, obter o torque, a velocidade, a corrente e a posição angular em função do tempo. As correntes no estator podem ser calculadas através da

relação inversa dada em (4.10). Optou-se em utilizar o método de Runge-Kutta de quarta ordem [80] para obter estes valores.

4.2.2 Cálculo do fator de potência

Além das simulações feitas para obtenção da corrente, do torque e da velocidade, foi realizado também o cálculo para a obtenção do valor do fator de potência a partir das simulações do desempenho dinâmico do motor. Estes cálculos se baseiam nas curvas de tensão e corrente como as que estão mostradas na Figura 4.1.

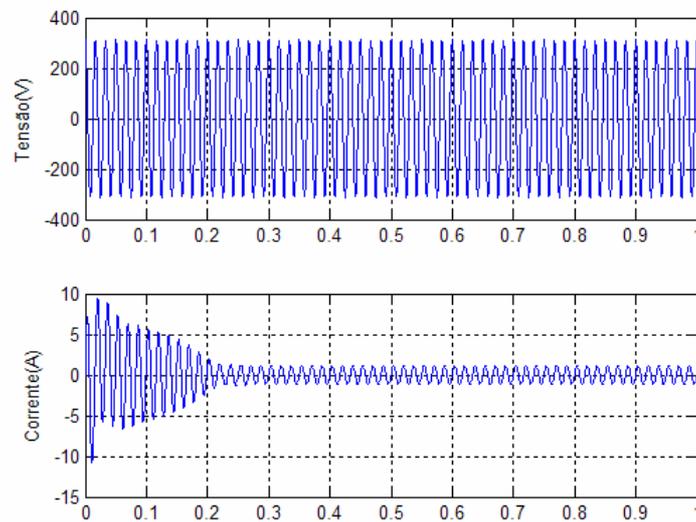


Figura 4.1 Curvas de tensão e corrente de uma das fases do estator sem carga

Os valores dos parâmetros utilizados para a simulação que geraram as curvas apresentadas na Figura 4.1 foram obtidos através de simulação utilizando o software EFCAD a partir das dimensões mostradas no anexo A ($L_d=299,70\text{mH}$, $L_q=59,90\text{mH}$, $L_{ls}=0,014\text{mH}$, $r_s=6,7\Omega$ e $J=0,0027\text{kgm}^2$).

O fator de potência é definido como o quociente entre a potência ativa média e a potência aparente, como mostrado nas equações (4.17) e (4.18). [81],[82]

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{P}{V_{ef} I_{ef}} \quad (4.17)$$

$$FP = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T v(t).i(t).dt}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t)dt} \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t)dt}} \quad (4.18)$$

Para realização do cálculo do fator de potência são utilizados valores da curva de corrente, partindo da situação onde se considera que o motor já está trabalhando em regime permanente. Tendo em vista esta particularidade, considera-se em todas as simulações que este tempo se dá a partir de 0,7 segundo até o tempo final da simulação, adotado para todos os casos como sendo de 1 segundo.

4.2.3 Estudo do comportamento dinâmico em função de W_{iso}

Como forma de verificar o comportamento dinâmico do motor em função da espessura da barreira de fluxo, foram utilizados os valores de indutâncias L_d e L_q obtidos através da variação de W_{iso} apresentados no capítulo 3, mostrados na Figura 3.13. A cada valor de espessura de barreira é feita uma simulação onde são obtidas as curvas de tensão, corrente, torque e velocidade no tempo. Exemplos destas curvas estão apresentadas nas Figura 4.1 e Figura 4.2.

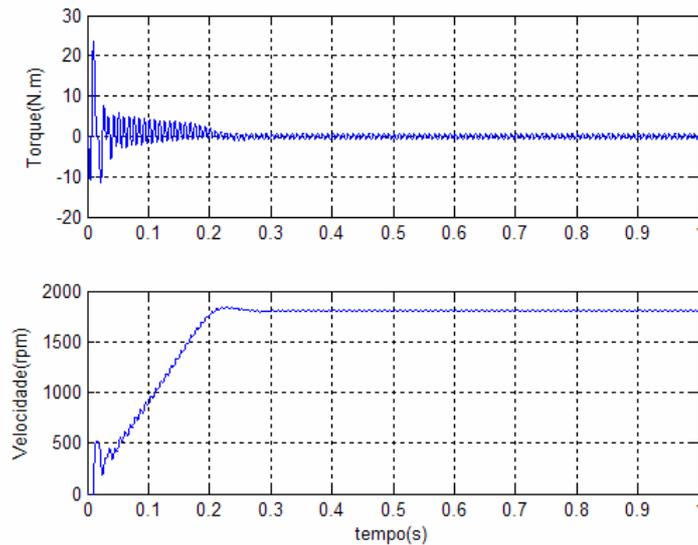


Figura 4.2 Curvas do torque e velocidade para o motor sem carga

A partir destas curvas é possível obter os valores de torque médio, velocidade e fator de potência para cada uma das configurações apresentadas na Figura 3.13. Os resultados estão apresentados na Figura 4.3.

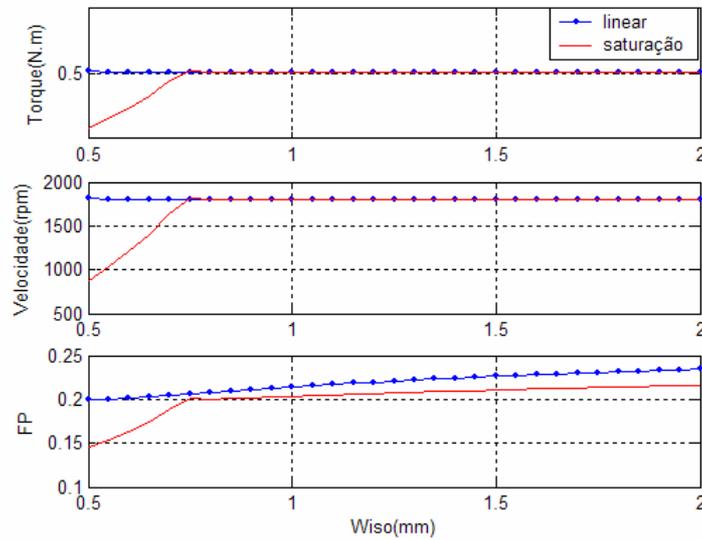


Figura 4.3 Torque, velocidade e fator de potência em função de W_{iso} sem carga

Pode-se observar que existem valores de W_{iso} em que o motor não consegue atingir a velocidade síncrona (1800 rpm), este intervalo está compreendido entre 0,5 mm a 0,70 mm. Percebe-se também que o fator de potência não ultrapassa 0,25, o que é um valor muito baixo. Isto deve-se ao fato que o motor está trabalhando a vazio.

Para demonstrar a influência da carga sobre o valor do fator de potência, fez-se uma nova simulação considerando o motor partindo com uma carga de 0,5 N.m. Os resultados para esta simulação estão apresentados na Figura 4.4.

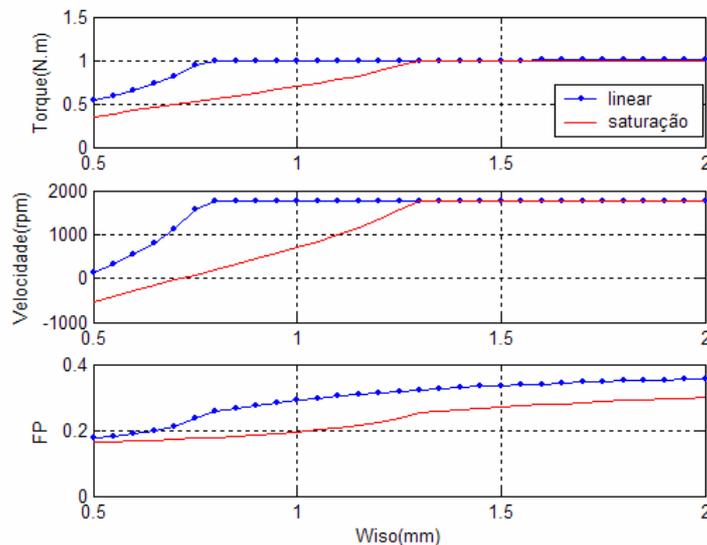


Figura 4.4 Torque, velocidade e fator de potência em função de W_{iso} com carga

Como pode ser observado através da Figura 4.4, assim como no caso do motor operando a vazio, existem valores de espessura da barreira de fluxo onde o motor não consegue partir para o valor de carga colocado na simulação. Este efeito só aparece quando são utilizados valores de indutâncias considerando o caso onde é levado em conta a saturação do material magnético do motor. No intervalo de W_{iso} 0,5mm até 1,25mm é onde este fenômeno ocorre, sendo este intervalo maior do que para o caso sem carga. Isto pode ser levado em consideração quando for feito o processo de otimização final, caso a melhor configuração apresente tamanho de barreira de fluxo nesta faixa.

Os dois tipos de simulações, linear e com saturação, apresentados tanto na Figura 4.3 como na Figura 4.4, foram bastante rápidas: cada uma das curvas geradas levou em torno de 1 hora e 30 minutos em um computador Pentium IV, 2,4GHz com 512MB de memória RAM. Este tempo é bastante baixo se for comparado ao tempo necessário pela próxima técnica apresentada.

4.3 Análise utilizando o método de elementos finitos

4.3.1 Equações de campo acopladas ao circuito de alimentação

Através desta técnica é possível resolver as equações de campo magnético juntamente com as equações do circuito de alimentação do motor em função do tempo. A rotação do motor é considerada através da técnica da banda de movimento, como foi feito anteriormente para o cálculo das indutâncias no caso estático.

Para se chegar às equações que regem o desempenho dinâmico do motor, utilizam-se as equações de Maxwell, equações de (4.19) a (4.22), suas relações suplementares, equações (4.24) a (4.26), juntamente com a equação de conservação da corrente (equação (4.23)),

$$rot\vec{H} = \vec{J} \quad (4.19)$$

$$div\vec{B} = 0 \quad (4.20)$$

$$\text{rot}\vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (4.21)$$

$$\text{div}\vec{D} = \rho \quad (4.22)$$

$$\text{div}\vec{J} = 0 \quad (4.23)$$

$$\vec{D} = \varepsilon\vec{E} \quad (4.24)$$

$$\vec{B} = \mu\vec{H} + \vec{B}_o \quad (4.25)$$

$$\vec{J} = \sigma\vec{E} \quad (4.26)$$

Onde,

\vec{E} - campo elétrico [V/m]

\vec{H} - campo magnético [A/m]

\vec{J} - densidade de corrente [A/m²]

\vec{D} - Indução elétrica [C/m²]

\vec{B} - indução magnética [T]

ρ - densidade de carga [C/m³]

ε - permissividade [F/m]

μ - permeabilidade [H/m]

\vec{B}_o - indução magnética remanescente [T]

σ - condutividade elétrica [$(\Omega.m)^{-1}$]

Por meio da relação existente entre o potencial vetor magnético \vec{A} e o vetor indução magnético \vec{B} , dada por (4.27),

$$\vec{B} = \text{rot}\vec{A} \quad (4.27)$$

pode-se chegar a um sistema que descreve o comportamento dinâmico da máquina através do método de elementos finitos pela discretização das equações mostradas anteriormente associadas às equações do circuito de alimentação [38].

Considerando que o motor seja alimentado com tensão conhecida, os enrolamentos do estator sejam constituídos por condutores finos (desconsiderando o efeito pelicular), apresente partes condutoras maciças e os enrolamentos amortecedores estejam curto-circuitados, chegamos a um sistema simplificado que descreve o comportamento dinâmico da máquina dado pelas equações (4.28) e (4.29).

$$MA + N \frac{dA}{dt} - PI_f = D \quad (4.28)$$

$$Q \frac{dA}{dt} + RI_f + L \frac{dI_f}{dt} = V \quad (4.29)$$

Onde,

M, N, P, D, Q - são matrizes obtidas através do método de elementos finitos [38]

A - matriz com os potenciais vetor dos nós da malha

I_f – corrente nos condutores finos

R – matriz de resistência nos condutores finos

L – matriz de indutâncias de cabeça de bobina

O cálculo do torque é feito utilizando o tensor de Maxwell, através dos valores de campos obtidos na região do entreferro [39].

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - B\omega - T_{load}) \quad (4.30)$$

Devido ao tipo de partida adotada para o modelo de motor utilizado neste trabalho (partida assíncrona), há uma interação entre os campos criados nos enrolamentos amortecedores e os campos devido às correntes nos enrolamentos do estator.

4.3.2 Cálculo do fator de Potência

O cálculo do fator de potência será feito da mesma forma que foi feito anteriormente, através da equação (4.18), como na outra técnica utilizada. O valor será obtido através das curvas como as que estão mostradas na Figura 4.5, que foram geradas através do módulo EFCM.

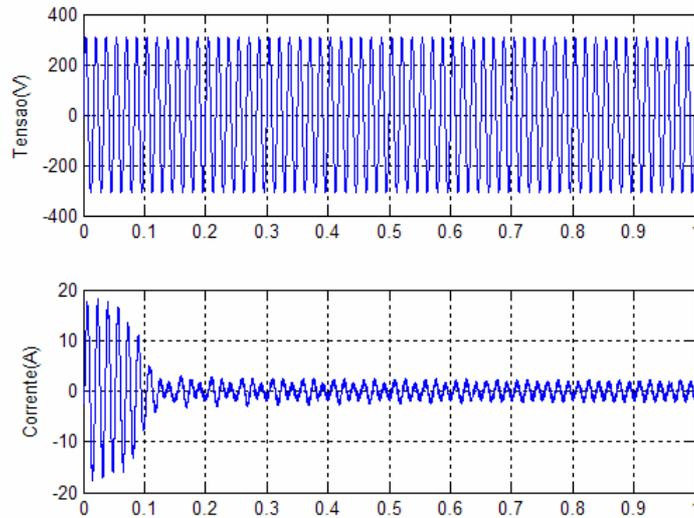


Figura 4.5 Curvas de tensão e corrente de uma das fases do estator sem carga

Considerando o ponto da curva de corrente onde se considera que o motor já esteja operando em regime permanente, chega-se à curva de corrente que está apresentada na Figura 4.6.

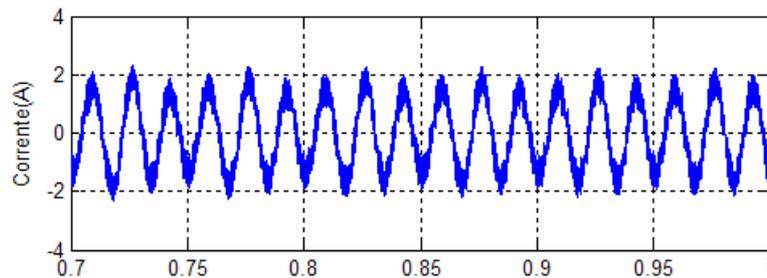


Figura 4.6 Detalhe da curva de corrente

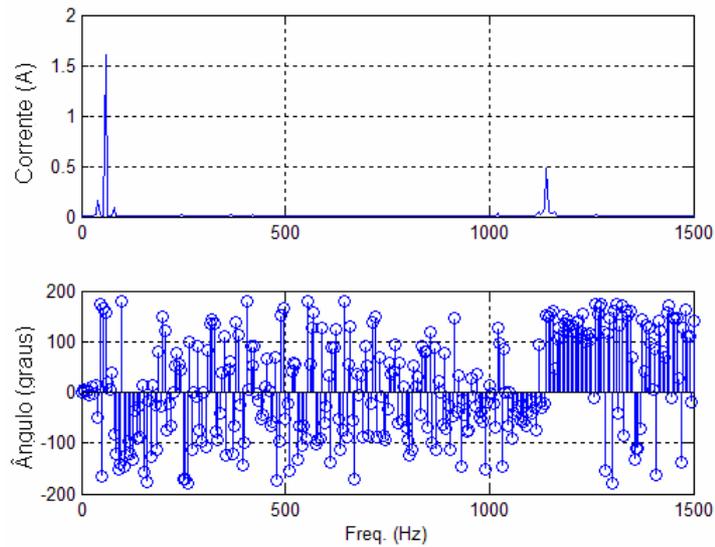


Figura 4.7 Espectro da corrente

Observa-se que a forma de onda da corrente não é completamente senoidal, existindo a presença de hârmônicas que provocam distorção na curva, cujo espectro é apresentado na Figura 4.7. Através deste espectro é possível observar que a maior amplitude da corrente se dá na frequência fundamental (60Hz), mas existe uma hârmônica (1,2kHz) que corresponde a praticamente um terço do valor da componente fundamental. Estas hârmônicas são devido à não inclinação das ranhuras do estator. Alguns trabalhos já foram feitos sobre a inclinação das ranhuras do estator e sua influência no torque da máquina [75]. Pelo comportamento apresentado, percebe-se que é necessário no cálculo do fator de potência utilizar algum método onde a influência destas hârmônicas deve ser levada em consideração. Isto já foi feito na técnica apresentada anteriormente através da equação (4.18), cuja equação é válida para se fazer o cálculo do fator de potência para qualquer forma de onda. Não foi dada maior atenção a este detalhe na técnica anterior, pois o conteúdo hârmônico era praticamente nulo.

4.3.3 Resultados obtidos através das simulações

Para se fazer a resolução das equações de campo do motor através do método de elementos finitos levando em conta todas as considerações adotadas anteriormente, foi utilizado o módulo EFCM do EFCAD.

Através deste software é possível reaproveitar os modelos que já foram criados anteriormente na resolução estática com rotação para obtenção das indutâncias L_d e L_q e a partir destes modelos obter o comportamento dinâmico do motor gerando através deste, curvas de velocidade, corrente e torque em função do tempo como as que estão mostradas na Figura 4.8 e na Figura 4.9. Estas curvas apresentam as mesmas especificações que foram utilizadas nas simulações para a forma analítica.

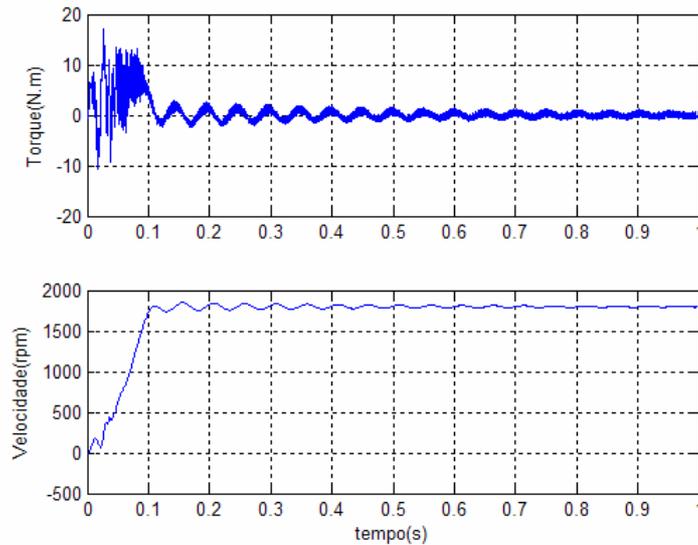


Figura 4.8 Curvas do torque e velocidade para o motor sem carga

Como anteriormente, é feita uma simulação variando-se a espessura W_{iso} novamente para a mesma faixa de valores adotada na Figura 3.13. Geram-se então curvas referente ao comportamento do motor quanto à velocidade, torque e ao fator de potência. Os resultados estão apresentados na Figura 4.9.

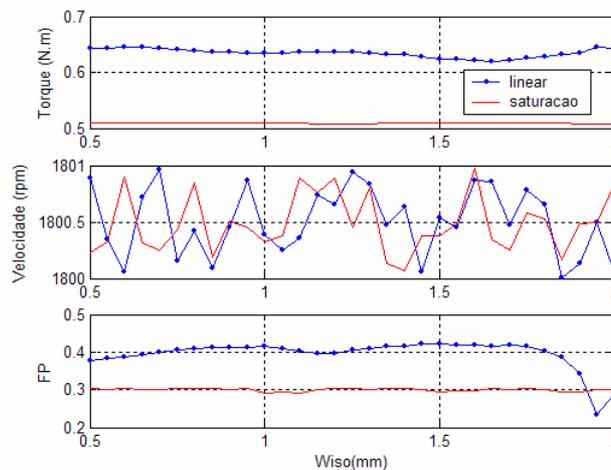


Figura 4.9. Curva do torque, velocidade e fator de potência para o motor sem carga

Confirmando o que foi afirmado anteriormente, como este método é mais elaborado, o tempo de processamento necessário para a simulação é maior. Para o incremento que foi utilizado, W_{iso} variando em incrementos de 0,5mm, têm-se 31 configurações a serem simuladas, sendo necessário para isto mais de 6 dias para a obtenção de cada uma das curvas mostradas na Figura 4.9.

Utilizando esta técnica observa-se que as variações do comportamento das curvas se mostram bastante pequenas tanto para o caso linear como para o caso onde é considerado o fenômeno da saturação.

A exceção é feita no caso para o fator de potência sem considerar a saturação, para valores de W_{iso} entre 1,85mm e 2,00mm. Já para o caso onde se leva em consideração a saturação este comportamento não aparece e as variações do valor do fator de potência são bem pequenas.

4.4 Conclusão

As duas técnicas vistas apresentam suas peculiaridades quanto à avaliação do desempenho do motor síncrono de relutância.

Pode-se dizer que a técnica que é realizada de uma forma analítica apresenta um modelo baseado na resolução das equações diferenciais para o motor síncrono de relutância. Neste modelo são adotadas algumas simplificações fazendo com que os valores obtidos sejam aproximados. Sua maior vantagem está na velocidade com que as curvas de torque, velocidade e corrente no tempo são geradas, possibilitando que seja feita uma primeira aproximação para se observar o desempenho do motor de uma forma bastante rápida.

Já a técnica que utiliza o método de elementos finitos apresenta todas vantagens já agregadas a este método, sendo o modelo praticamente fiel à construção do motor real levando em conta todos os aspectos construtivos, o que não é o caso da outra técnica.

Foi visto que existem problemas devido a harmônicas presentes na corrente, as quais causam distorção na forma de onda. Assim, é necessário no cálculo do fator de potência que este tipo de comportamento seja levado em consideração para o tipo de análise proposta.

Os resultados apresentados para as duas técnicas se aproximam em relação aos valores de torque médio, ficando em torno de 0,5 N.m, considerando-se o efeito da

saturação. Já para o cálculo do fator de potência existe uma diferença entre os valores se comparadas as duas técnicas quando o motor está sem carga.

Estas análises dinâmicas foram apresentadas para demonstrar a importância que deve ser dada durante o projeto da máquina a este tipo de informação. No processo de otimização apresentado na seqüência, não foi feita análise de desempenho para cada novo valor da espessura da barreira de fluxo utilizada no processo, preferiu-se utilizar a maneira analítica apresentada no capítulo 2. Foi adotado este procedimento, pois o tempo de processamento seria inviável para se obter os valores do fator de potência e torque a partir das curvas geradas por estas duas técnicas. Adotou-se, como forma de avaliação do desempenho do motor, realizar a análise somente para as melhores configurações obtidas ao final do processo de otimização.

5 Utilização do Algoritmo Genético Multiobjetivo (AGMO) no processo de otimização

5.1 Introdução

Inspirado na genética, este tipo de algoritmo simula o que acontece com as espécies durante o processo de evolução natural. A competição é um comportamento presente em todas as espécies, a necessidade de se alimentar, de se alojar em um determinado local e se reproduzir gera este tipo de comportamento. A competição pode se manifestar muito cedo, como é o caso nos seres humanos. Durante seu processo de fecundação, somente sobreviverá a esta fase aquele indivíduo que está mais apto a atingir o óvulo em primeiro lugar; os demais são descartados.

Durante a evolução natural, os indivíduos (definidos como cromossomos na genética) que estão mais adaptados ao ambiente trocam material genético ou seja, se cruzam. O indivíduo gerado apresentará características hereditárias de seus pais. Com isto garante-se que as populações futuras apresentem material genético dos indivíduos que estão mais aptos ao ambiente de tal forma que este processo tende a evoluir a cada nova geração. Outra forma de incluir novo material genético é através do fenômeno que ocorre na natureza chamado mutação.

Através destes princípios é implementado o algoritmo utilizado no processo de otimização [24]. Primeiramente é criada uma população de indivíduos de forma aleatória. Avalia-se o comportamento de cada um destes indivíduos em relação ao ambiente. Isto corresponderia à avaliação do desempenho de cada um dos parâmetros do problema em relação à solução se fosse aplicado ao caso de um problema.

Esta avaliação é feita através de uma equação de mérito. Os que apresentam as melhores soluções são selecionados. A partir desta população, é feita a troca de material genético através dos chamados operadores genéticos, gerando assim novos indivíduos que são novamente avaliados em relação à solução do problema. Os que apresentam soluções adequadas continuam, caso contrário são descartados. Isto se repete até que um critério de parada utilizado seja satisfeito. Observa-se neste processo que a cada nova geração é apresentado um conjunto de possíveis soluções para o problema.

O algoritmo genético é uma ferramenta de otimização que utiliza métodos estocásticos para encontrar a solução do problema. Estes métodos, diferentemente dos métodos determinísticos [1], [2], apresentam a vantagem de não precisar utilizar informações de gradientes ou derivadas para encontrar a direção na qual se encontra a solução.

Sua busca é feita de uma forma “aleatória orientada”, trabalhando com regras de probabilidades a partir das informações presentes na função de otimização, diminuindo assim a possibilidade de os resultados encontrados serem máximos ou mínimos locais. Como o processo para se encontrar a solução é feito através da repetição, o custo computacional para encontrá-la pode ser bastante grande. Isto pode ser ponderado através da limitação do número de indivíduos que serão avaliados durante o processo de otimização.

Trabalhando com algoritmos genéticos é possível que o mesmo possa funcionar para encontrar não somente a solução de um único objetivo (monoobjetivo), mas, para situações onde dois ou mais objetivos, mesmo conflitantes, sejam esperados como soluções, utilizando assim um aspecto multiobjetivo [24]. Isto pode ser feito utilizando o conceito de fronteira Pareto-ótima.

Devido a todas estas características, este tipo de algoritmo tem sido aplicado com sucesso como ferramenta de otimização tanto numa abordagem monoobjetivo como multiobjetivo nas mais diferentes áreas. Exemplos aplicados a motores elétricos podem ser vistos em [7]-[25].

Serão apresentados neste capítulo alguns conceitos básicos sobre otimização utilizando o conceito multiobjetivo, os quais servirão como base para sua utilização no próximo capítulo quando será utilizado na otimização do motor.

5.2 Fronteira Pareto-ótima

Problemas com características multiobjetivo são bastante comuns no cotidiano, como exemplo, supondo um comprador tenha como objetivo comprar um automóvel zero quilômetro que apresente um ótimo preço, um baixíssimo consumo, uma alta potência e apresente ainda o maior número possível de opcionais de fábrica. Como se pode observar de uma maneira geral no mercado de automóveis, a presença de opcionais para um mesmo

modelo tende a encarecer seu valor, enquanto que quanto maior a potência do motor, maior a tendência de aumentar o consumo do veículo. Desta forma, para a situação apresentada existem objetivos que são interdependentes, ou objetivos conflitantes, onde não é possível ponderar cada um dos objetivos pois um melhor desempenho para um determinado objetivo causará prejuízo ao outro. Uma possível forma de solucionar este problema seria através de uma abordagem multiobjetivo.

Neste tipo de abordagem chega-se a dois tipos de soluções: as chamadas soluções não-eficientes ou dominadas, onde os resultados destas considerando todos os objetivos são consideradas piores em relação às demais. O outro tipo de solução, chamada soluções não-dominadas ou pareto-ótimas representam as melhores soluções encontradas para o problema em um ou mais objetivos.

Nas soluções pareto-ótimas se baseia o conceito da fronteira Pareto-ótima. Nesta fronteira se encontram todas as soluções não dominadas do problema. Um exemplo desta fronteira pode ser visto na Figura 5.1.

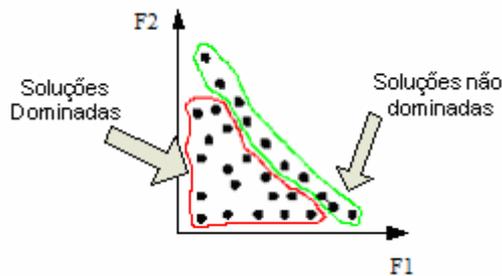


Figura 5.1 Exemplo de otimização multiobjetivo

Na Figura 5.1 é apresentada uma situação onde se deseja maximizar as duas funções F1 e F2. A fronteira Pareto-ótima está representada na região onde as soluções não dominadas estão presentes. Como pode ser visto, este tipo de representação deixa mais claro o comprometimento entre os diferentes objetivos do problema. Entretanto, o que se deseja quando se está utilizando este tipo de otimização é a obtenção do maior número possível de soluções não dominadas presentes nesta fronteira, caracterizando assim ao máximo o problema, de maneira que se possa extrair a melhor solução possível.

Com o conceito de fronteira Pareto-ótima, pode-se entender melhor o funcionamento do programa de algoritmo genético multiobjetivo (AGMO) que será

utilizado neste trabalho [24] . Na Figura 5.2 tem-se o fluxograma que mostra a seqüência que é feita em cada operação dentro do algoritmo.

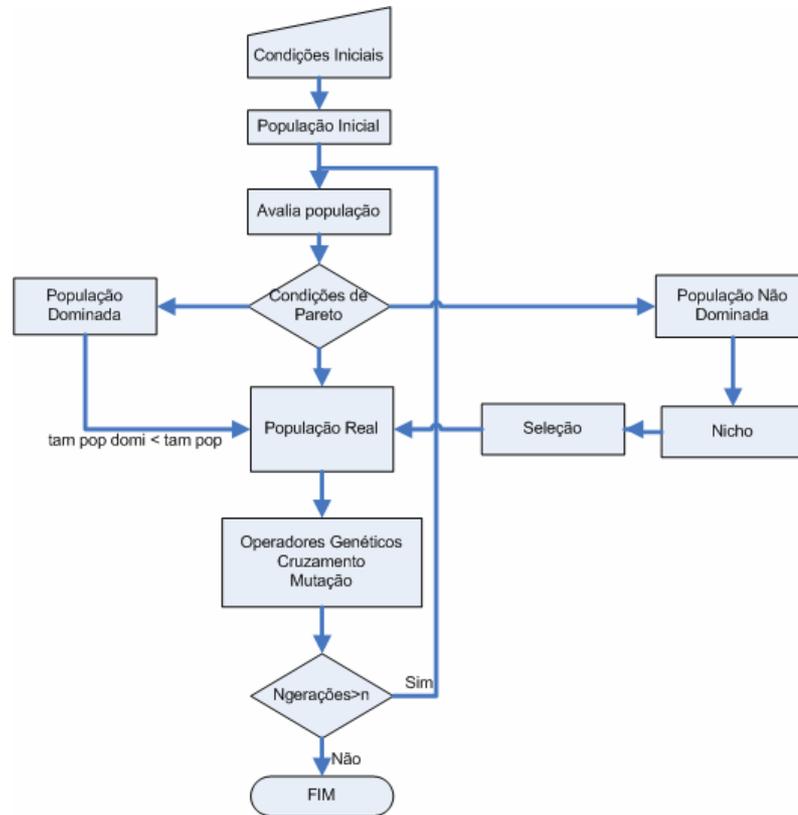


Figura 5.2 Fluxograma do programa de algoritmo genético multiobjetivo

A seguir serão descritas cada uma das partes principais que compõem o funcionamento do programa dadas no fluxograma da Figura 5.2.

5.3 Codificação

Cada solução do problema a ser otimizado é representada através de um conjunto de parâmetros chamados genes, que compõem a cadeia do cromossomo e representam as variáveis utilizadas no problema a ser resolvido. No problema proposto, as duas variáveis a serem codificadas são a espessura da barreira de fluxo W_{iso} e o ângulo de carga, adotando para ambas a codificação real.

Como se pode observar na Figura 5.2, a codificação não está explicitamente mostrada no fluxograma apresentado. Entretanto, ela define como os parâmetros do problema irão ser codificados e como estes parâmetros estão inseridos nas condições iniciais do problema.

Pode-se utilizar diferentes formas para a codificação destas variáveis. As mais comuns são: binária, Gray e real. Exemplos de comparação entre estas diferentes codificações podem ser vistas em [20]. Cada uma destas formas apresentam suas peculiaridades. A forma binária por exemplo, é uma maneira que facilita a utilização dos operadores genéticos, mas apresenta a desvantagem de utilizar vários bits para poder trabalhar com uma alta precisão. Um exemplo de codificação binária é apresentada na Figura 5.3.

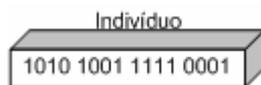


Figura 5.3. Exemplo de codificação binária

Já a representação real, adotada neste trabalho, não necessita utilizar um comprimento muito longo para se ter uma alta precisão, nem transformar dados reais provenientes de dados coletados ou valores de funções em uma outra forma de codificação. A principal diferença está na maneira como os operadores genéticos são aplicados, sendo um pouco mais complexa, como será visto quando forem apresentados os operadores genéticos de cruzamento e mutação. Uma forma possível de representar um indivíduo poderia ser como está apresentada na Figura 5.4.

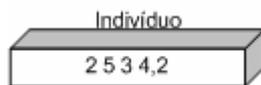


Figura 5.4. Exemplo de codificação real

5.4 Operadores genéticos

Através destes operadores é possível fazer a recombinação dos indivíduos de cada geração. Eles utilizam métodos estatísticos para determinar quem será escolhido e como será feita a mudança do material genético de cada população.

5.4.1 Seleção

Este operador tem por finalidade escolher os indivíduos que serão responsáveis pela geração futura. Estes indivíduos com as melhores aptidões são escolhidos através de sua equação de mérito e irão sofrer o processo de cruzamento e mutação, como pode ser observado através da seqüência mostrada no fluxograma da Figura 5.2.

Existem várias formas de fazer este processo de seleção, como através dos métodos de torneio, roleta, amostragem determinística, amostragem estocástica universal, entre outras.

A seguir é apresentada uma das formas mais simples de seleção: o método da roleta.

Tabela 5-1 Método da Roleta

Número do indivíduo	Mérito	% da Roleta
1	8	28,5
2	5	17,85
3	3	10,71
4	10	35,71
5	2	7,14

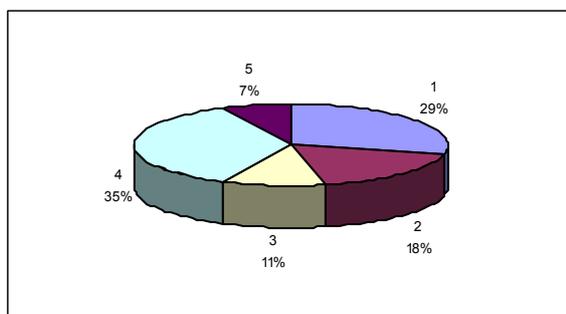


Figura 5.5 Disposição dos indivíduos

O método funciona da seguinte forma: gira-se a roleta de forma aleatória, referente ao número de vezes necessárias para obter o número de indivíduos desejados, como mostrado na Figura 5.5. Observa-se que quanto maior o mérito do indivíduo, maior sua probabilidade de seleção.

Este método apresenta o inconveniente de que quando há presença de um indivíduo com um mérito muito superior aos outros, este domina a roleta, não garantindo assim que este seja a solução ótima, podendo ser apenas um máximo ou mínimo local. Outras técnicas levam este fato em consideração, como é o caso do método de amostragem determinística[12], que é utilizado neste trabalho.

Na amostragem determinística são selecionados os indivíduos que estão acima ou abaixo da média dependendo se o processo é de maximização ou minimização respectivamente. No processo de otimização utilizado neste trabalho, caso o número de indivíduos acima da média for menor do que o tamanho da população, os indivíduos restantes são obtidos a partir da população dominada como mostrado na Figura 5.2.

Como exemplo de aplicação desta técnica, deseja-se fazer a seleção de um par de indivíduos da Tabela 5-1 para um processo de maximização. O resultado dos indivíduos selecionados neste processo seriam: os indivíduos 1 e 4, pois, ambos apresentam valores maiores em relação a média.

5.4.2 Cruzamento

Este tipo de operador ocorre com grande probabilidade dentro da natureza. Geralmente os indivíduos das mais variadas espécies geram descendentes durante sua existência. Na implementação utilizando algoritmos genéticos, trabalha-se com faixas de probabilidades de cruzamento de 70% até 100%. A função deste operador é fazer com que haja troca de material genético entre os indivíduos que foram previamente selecionados durante o processo de seleção.

Existem diversas formas de funcionamento deste operador, como cruzamento simples, cruzamento múltiplos, cruzamento uniforme entre outros. O princípio se mantém, a única diferença está no ponto do cromossomo onde cada uma destas diferentes formas vai atuar.

Para facilitar o entendimento é apresentado na Figura 5.6 um exemplo de cruzamento simples utilizando codificação binária.

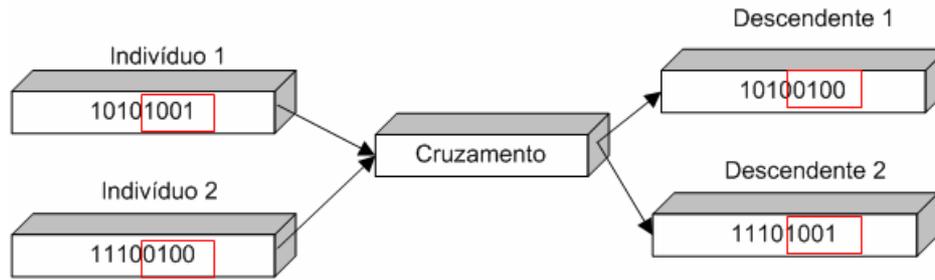


Figura 5.6 Cruzamento simples com codificação binária

Observa-se que há uma troca entre os quatro últimos bits dos indivíduos 1 e 2, gerando assim os descendentes 1 e 2 que levarão material genético de seus geradores para a próxima geração.

A representação em codificação binária que foi apresentada é uma forma mais fácil de visualizar o funcionamento deste tipo de operador genético. Na realidade, para a codificação real, a forma como a operação é feita é um pouco diferente do caso binário. Neste trabalho a implementação foi baseada nos trabalhos [29]-[32].

O cruzamento funciona baseado nas equações (5.1) e (5.2) .

$$X_{kcross...dir}^{n+1,i} = \alpha_{pol} \cdot X_{kcross...dir}^{n,i} + (1 - \alpha_{pol}) \cdot X_{kcross...dir}^{n,j} \quad (5.1)$$

$$X_{kcross...dir}^{n+1,j} = (1 - \alpha) \cdot X_{kcross...dir}^{n,i} + \alpha \cdot X_{kcross...dir}^{n,j} \quad (5.2)$$

Onde,

$X_{kcross}^{n,i}$: porção do indivíduo i de $X_{kcross}^{n,i}$ até $X_{dir}^{n,i}$

$1 \leq kcross \leq n$ var define o ponto de corte do cruzamento

α_{pol} : coeficiente de polarização, igual a 0,9

α : coeficiente de multiplicação aleatório: $-0,1 \leq \alpha \leq 1,1$

dir: variável aleatória que informa a direção para o cruzamento

Como exemplo de aplicação de aplicação das equações (5.1) e (5.2), supõe-se que os indivíduos mostrados na Figura 5.7 apresentam os seguintes parâmetros para o seu cruzamento: $\alpha = 0,5$, $\alpha_{pol} = 0,9$, $kcross=2$, $dir=4$

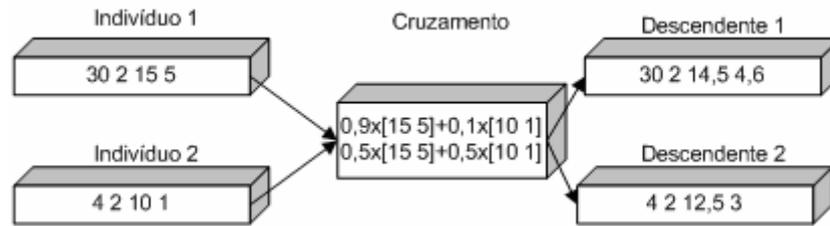


Figura 5.7 Cruzamento polarizado modificado

Se compararmos a Figura 5.6 com a Figura 5.7 para os dois tipos de codificação, a idéia básica de troca de material genético entre os indivíduos selecionados se mantém para as duas formas de codificação.

5.4.3 Mutação

Outro operador genético é a mutação. Sua ocorrência é bastante baixa; este tipo de operador na simulação do algoritmo utiliza como valor máximo de ocorrência de 5%. Pode-se dizer que sua função é inserir novo material genético dentro da população.

Seu funcionamento é bastante simples. Consiste em trocar aleatoriamente algum ponto da cadeia do cromossomo. Assim como no cruzamento, a mutação pode apresentar algumas variantes quanto ao ponto onde ela vai atuar, mas assim como no caso do cruzamento, o princípio se mantém o mesmo. Uma forma simples de mutação é apresentada na Figura 5.8 onde um único bit é modificado na cadeia.

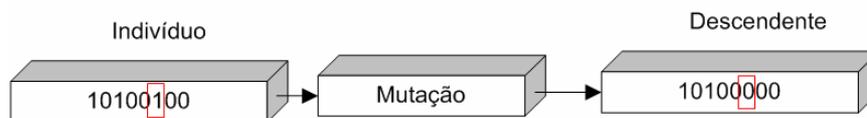


Figura 5.8 Mutação

Como pode se observar, o descendente gerado apresenta o antepenúltimo bit invertido em relação ao indivíduo1.

Da mesma forma que no cruzamento, a mutação considerando codificação real é feita de maneira diferente do caso binário [30]. Aqui usou-se uma mutação baseada na equação (5.3) no início do processo

$$\gamma_{kmut...dir}^{n,i} = 0,05\beta range_{kmut...dir}^{n,i} \quad (5.3)$$

E no final do processo evolutivo o cálculo passa a ser feito através da equação (5.4)

$$\gamma_{kmut...dir}^{n,i} = 0,05\beta \frac{\sum_{i=1}^{nbpop} X_{kmut...dir}^{n,i}}{nbpop} \quad (5.4)$$

Onde,

$\gamma_{kmut...dir}^{n,i}$:vetor de perturbação;

β : número aleatório $0 \leq \beta \leq 1$;

kmut: ponto de corte aleatório para realização da mutação;

range: amplitude da faixa ;

dir: direção da mutação;

nbpop: tamanho da população.

A mudança da equação (5.3) para a equação (5.4) no final do processo evolutivo tem o intuito de fazer com que γ dependa do valor médio das variáveis que sofrerão mutação. Isto diminui a amplitude das perturbações e permite encontrar a solução de uma forma mais precisa.[18]

5.4.4 Nicho

Nicho dentro da ecologia pode ser definido como uma porção restrita de um hábitat onde há predominância de condições especiais. Devido a estas condições especiais, as espécies que habitam este ambiente acabam adquirindo características especiais e semelhantes entre si, o que pode fazer com que apresentem uma melhor evolução.

O operador nicho utiliza este mesmo conceito, fazendo a identificação de quão parecido um indivíduo é do outro através da distância existente entre eles dentro do espaço de busca. Como a distância entre os indivíduos caracteriza esta semelhança, deve-se tomar um cuidado quanto ao valor mínimo adotado para esta distância de modo que não comprometa a formação da fronteira pareto-ótima. Valores grandes dificultam o encontro

dos indivíduos da fronteira Pareto-ótima. Já valores muito pequenos podem fazer com que haja concentração de soluções somente em determinadas regiões

Tomadas as devidas precauções quanto à distância adotada, se durante o processo esta semelhança entre indivíduos é constatada, um deles é penalizado. Este indivíduo penalizado não fará parte da população escolhida para dar continuidade ao processo de evolução.

Nota-se que a utilização deste operador, permite aumentar a diversidade genética da população, possibilitando assim a exploração em diferentes áreas do espaço de busca.

5.4.5 Critério de parada

É o critério adotado para que o algoritmo possa ser finalizado, podendo ser feito através da limitação do número máximos de gerações. Esta é uma forma bastante simples, mas não muito precisa, pois não se tem a certeza se o número de gerações estipulado é o suficiente ou se o número de gerações é muito além do necessário para se encontrar a solução, o que seria um desperdício de tempo computacional.

Uma outra maneira que poderia ser adotada consiste na verificação da convergência. Se os diferentes valores das soluções estão muito próximos entre si, pode-se dizer que há a presença de um máximo ou mínimo. Dependendo do tipo de problema, pode haver situações em que estes são apenas referências pontuais. O que se pode fazer também no caso do algoritmo genético multiobjetivo é estipular um número máximo de indivíduos que podem estar presentes na fronteira Pareto-ótima; atingindo este número, o processo é finalizado.

Conhecidas estas dificuldades, deve-se adotar uma certa cautela ao definir os critérios de parada. No caso deste trabalho preferiu-se utilizar o número de gerações como critério, como pode ser visto no fluxograma apresentado na Figura 5.2.

5.5 Conclusão

Neste capítulo, foram apresentados alguns conceitos importantes sobre o algoritmo genético que será utilizado durante o processo de otimização do motor utilizado neste trabalho.

Foram apresentados alguns operadores genéticos como a mutação, o cruzamento e o nicho. Estes operadores atuam utilizando codificação real no processo de otimização proposto neste trabalho. Este tipo de codificação facilita a interação entre o programa de algoritmo genético multiobjetivo com o programa de elementos finitos, já que este último utiliza sua codificação de forma real.

Foi apresentada para a solução do tipo de problema proposto, uma forma de considerar dois ou mais objetivos a serem atingidos durante o processo de otimização. Este tipo de abordagem utiliza o conceito da fronteira Pareto-ótima, a qual é implementada dentro do algoritmo genético.

Estes conceitos serão utilizados no próximo capítulo durante o processo de otimização do motor, onde serão mostrados mais detalhes do funcionamento do algoritmo genético unido com o programa de elementos finitos. Pretende-se encontrar através destas técnicas, os melhores valores de W_{iso} e ângulo de carga que leve o motor de relutância síncrono a operar com os melhores valores de torque médio e fator de potência.

6 Implementação do AGMO em conjunto com o MEF-2D

Com as ferramentas responsáveis pela otimização (AGMO) e a pela obtenção dos valores das indutâncias L_d e L_q através do MEF-2D apresentadas anteriormente, é possível uní-las e aplicá-las ao problema multiobjetivo, o qual tem por finalidade a otimização do torque e do fator de potência do motor de relutância síncrono com barreiras de fluxo.

Como foi visto no capítulo 2, é possível obter os valores de torque e do fator de potência através das duas formas de equacionamento apresentadas: uma para o caso da alimentação com tensão constante e a outra para o caso do motor operando em corrente constante.

As Figura 6.1 e Figura 6.2 mostram o comportamento do torque e do fator de potência em função do ângulo de carga para as duas formas de alimentação apresentadas no capítulo 2. O valor da resistência é desprezado e a razão de saliência é igual a 5 para ambos os tipos de alimentações.

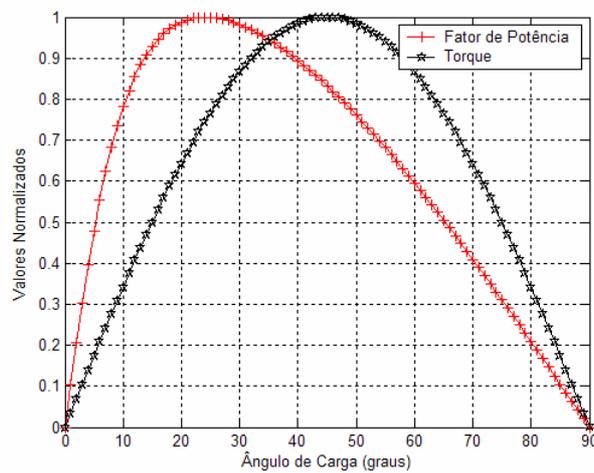


Figura 6.1 Comportamento para o motor operando em tensão constante

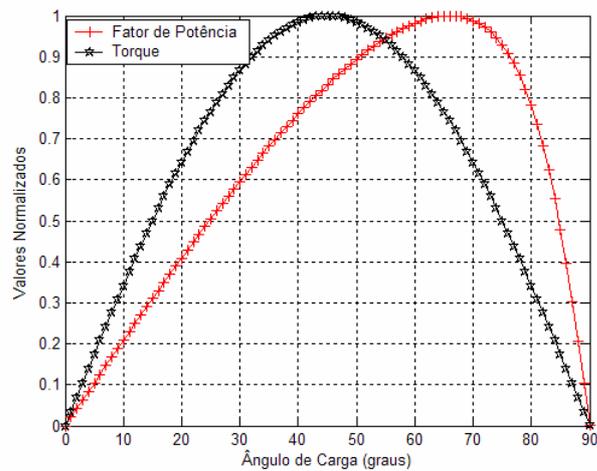


Figura 6.2. Comportamento para o motor operando em corrente constante

Observa-se nas Figura 6.1 e Figura 6.2 que os valores máximos de torque e fator de potência para os dois tipos de alimentações apresentadas são dependentes dos valores do ângulo de carga. Além disso, há uma ligação direta com os valores de indutâncias L_d e L_q , cujo comportamento depende das configurações das barreiras de fluxo do motor, como visto anteriormente e apresentado na Figura 3.13. A Figura 6.3 apresenta o comprometimento existente entre o torque e o fator de potência.

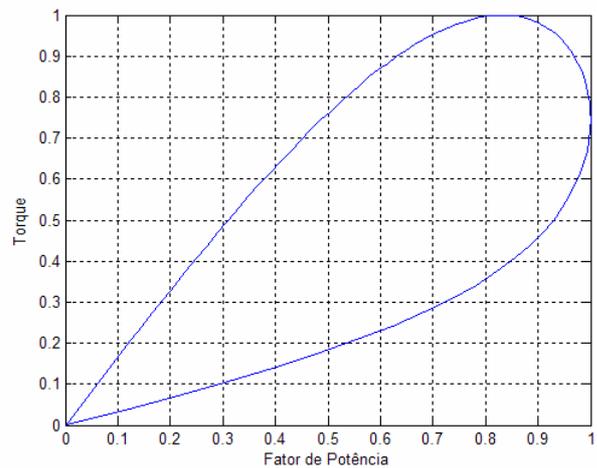


Figura 6.3 Torque em função do fator de potência

O que caracteriza o problema multiobjetivo é o fato que os ângulos de carga para os valores máximos de torque e fator de potência não são coincidentes para os tipos de alimentações consideradas, como foi concluído no capítulo 2.

Observando estas características do problema em questão, justifica-se a necessidade e importância de um processo de otimização com uma abordagem multiobjetivo para se encontrar um motor com valores máximos de torque e fator de potência.

Um resumo de como este processo de otimização será realizado pode ser visto no fluxograma apresentado na Figura 6.4.

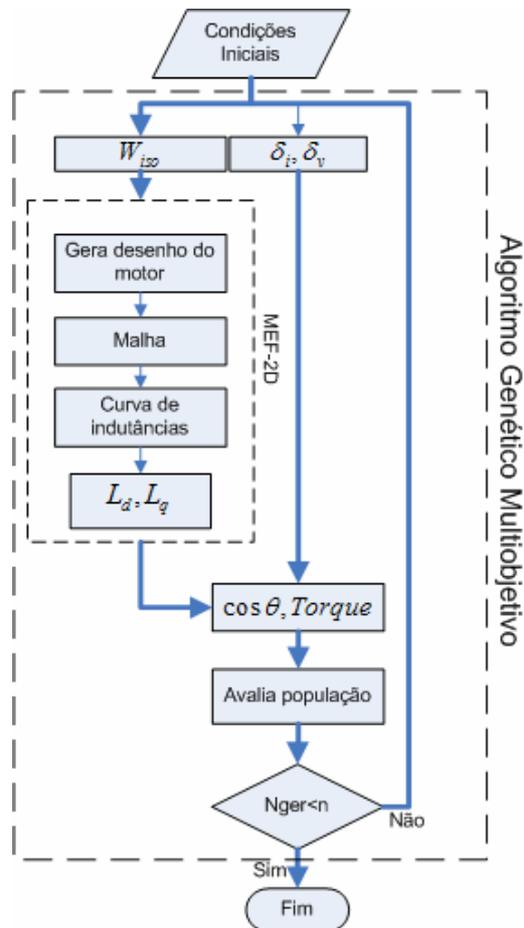


Figura 6.4 Fluxograma do programa de otimização do torque e fator de potência

Observando a Figura 6.4 é possível dividir o processo de otimização em diferentes etapas onde cada uma destas será descrita a seguir.

A primeira etapa está ligada às condições iniciais estabelecidas no problema. Primeiramente, é necessário que sejam estipuladas restrições para que o funcionamento do processo seja feito da maneira mais correta possível e que o tempo de processamento não seja desperdiçado.

Estes limites estão ligados à quantidade máxima de indivíduos de cada população, às probabilidades de cruzamento e mutação, ao número de objetivos a serem atingidos, ao

número de variáveis adotadas e finalmente ao critério de convergência. O critério de convergência pode ser feito de duas formas diferentes: uma através do número máximo de gerações e a outra estipulando um limite máximo ao número de indivíduos que compõem a fronteira Pareto-ótima.

Quanto às variáveis adotadas no processo, estas são duas: a primeira é a espessura da barreira de fluxo W_{iso} e a segunda é o ângulo de carga (δ_i, δ_v , dependendo do tipo de alimentação). Cada uma destas variáveis apresenta seus respectivos limites que devem ser respeitados durante todo o processo de otimização.

Os objetivos também são dois, cada um referente à função analítica que o representa, no caso o fator de potência, ou torque, conforme o tipo de alimentação adotada.

Estabelecidas estas condições iniciais, o programa de algoritmo genético multiobjetivo está pronto para ser aplicado.

Primeiramente é gerada aleatoriamente uma população inicial com os parâmetros W_{iso} e ângulo de carga respeitando os limites. Os melhores parâmetros da população são selecionados e seguem para a próxima etapa do processo.

Na segunda etapa do processo, utiliza-se o método de elementos finitos. Os valores de W_{iso} que foram fornecidos na etapa anterior servem como parâmetros de entrada para o programa que insere as barreiras de fluxo no rotor do modelo, cujo resumo do seu funcionamento pode ser visto na Figura 3.6.

Estando pronto o desenho, devem ser fornecidas algumas informações necessárias para o funcionamento do programa de elementos finitos. Para isto, utiliza-se a versão do módulo EFM do EFCAD com as alterações feitas para que esta parte do processo seja automatizada, como foi apresentado no capítulo 3. Estas informações são referentes às condições de contorno do problema, anti-periodicidade, pontos onde cada tipo de material se encontra no modelo e as fontes utilizadas. De posse destas informações, o programa gera a malha que conterá todos estes dados que serão utilizados para obtenção dos valores de indutância.

Através do método de elementos finitos são feitos os cálculos dos campos eletromagnéticos obtendo-se os valores de indutância através do cálculo estático. O cálculo pode ser feito através do método utilizando a rotação do rotor ou não, como foi mostrado anteriormente no capítulo 3.

Obtidos estes valores de indutâncias passa-se a uma nova etapa do processo, cujo objetivo é calcular os valores do torque e do fator de potência.

Há diferentes formas de calcular o fator de potência e o torque, como já foi mencionado neste trabalho. Uma forma consiste no cálculo do desempenho dinâmico do motor, onde duas técnicas diferentes foram apresentadas no capítulo 4.

A primeira técnica se baseia nas equações de Park, onde um conjunto de equações diferenciais é resolvido no tempo e os valores de torque e fator de potência podem ser calculados através dos valores que são apresentados em curvas como as que foram apresentadas no capítulo 4. A segunda maneira de calcular se baseia no método de elementos finitos. A forma de calcular é feita também através de curvas, exemplificadas nas Figura 4.5 e Figura 4.8.

Para estas duas maneiras, o cálculo é bem mais elaborado e demorado se for comparado à formulação analítica apresentada no capítulo 2. Por exemplo, utilizando a primeira técnica, o tempo de processamento necessário para gerar estas curvas de velocidade, torque, tensão, corrente e cálculo do fator de potência levam em torno de 3 minutos. Para a segunda técnica este tempo aumenta ainda mais, levando em torno de 10 horas utilizando o mesmo computador.

Como o método de otimização utilizado se baseia na repetição para se encontrar a solução, é necessário que se minimize este tempo. Para se ter uma idéia, supondo um caso onde se tenha uma população com 100 indivíduos e 50 gerações resultando em 5000 avaliações a serem feitas. Fazendo o cálculo analítico através do método de Runge-Kutta apresentado neste capítulo seriam necessários mais de 10 dias para obter os resultados, já utilizando o método de elementos finitos seriam necessários mais de 100 anos. Se for utilizada a maneira analítica apresentada no capítulo 2, este cálculo levaria em torno de 20 horas.

Devido a esta dificuldade relativa ao tempo, optou-se em utilizar o método analítico apresentado no capítulo 2 como forma de obtenção dos valores de torque e fator de potência. Os cálculos são feitos para as duas formas de alimentação propostas anteriormente: alimentação com a razão tensão e frequência constante e para corrente constante.

O cálculo do torque utilizando a razão tensão frequência constante é feito através da equação (2.10) e para o fator de potência é utilizada a equação (2.12). Para o caso com a alimentação em corrente constante, utiliza-se para o cálculo do torque a equação (3.23) e para o fator de potência a equação (2.22).

Na seqüência serão apresentadas simulações para se encontrar os melhores valores de fator de potência e torque conforme a variação dos valores de W_{iso} e do ângulo de carga para as duas formas de alimentação.

6.1 Resultados das simulações

As simulações mostradas na seqüência têm como objetivo apresentar os resultados da união do método de elementos finitos com o algoritmo genético multiobjetivo e também determinar os valores da espessura da barreira e o ângulo de carga que faz com que o motor opere da melhor forma possível. Na seqüência será avaliado se a configuração escolhida está de acordo como o esperado em termos de seu comportamento dinâmico através de duas diferentes técnicas de análise de desempenho.

6.1.1 Simulações utilizando tensão constante

Nesta simulação, os valores de W_{iso} para todas as barreiras de fluxo são considerados iguais. O número de indivíduos para a população utilizada foi inicialmente de 200 indivíduos. Posteriormente, esta população é diminuída para 100 indivíduos com um número máximo de 50 gerações. Utilizou-se uma probabilidade de cruzamento de 90% e uma probabilidade de mutação de 5%.

Na Figura 6.5, pode-se ter uma idéia geral do comportamento das principais variáveis envolvidas no processo de otimização em relação à espessura das barreiras de fluxo.

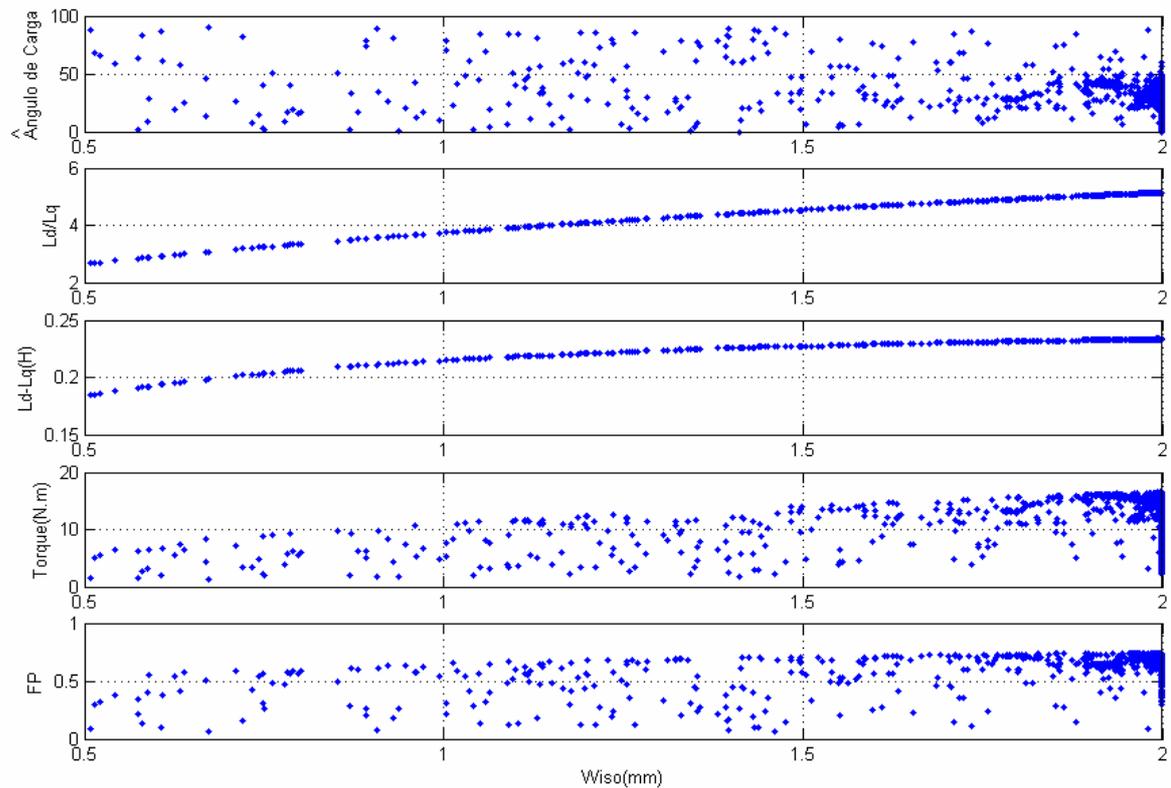


Figura 6.5 Variáveis envolvidas no processo de otimização em função de W_{iso}

Observa-se pela Figura 6.5 que há uma maior concentração de pontos no lado direito do gráfico, onde a espessura da barreira de fluxo (W_{iso}) é em torno de 2 mm. Este tipo de comportamento se dá desta forma pois, nesta região, o valor do fator de potência e do torque são os maiores possíveis, formando assim a região das soluções não dominadas que compõem a fronteira Pareto-ótima.

Com os gráficos mostrados pelas Figura 6.6 até Figura 6.9 pode se ter um entendimento melhor de como é dado o comprometimento entre os diferentes parâmetros em relação ao ângulo de carga.

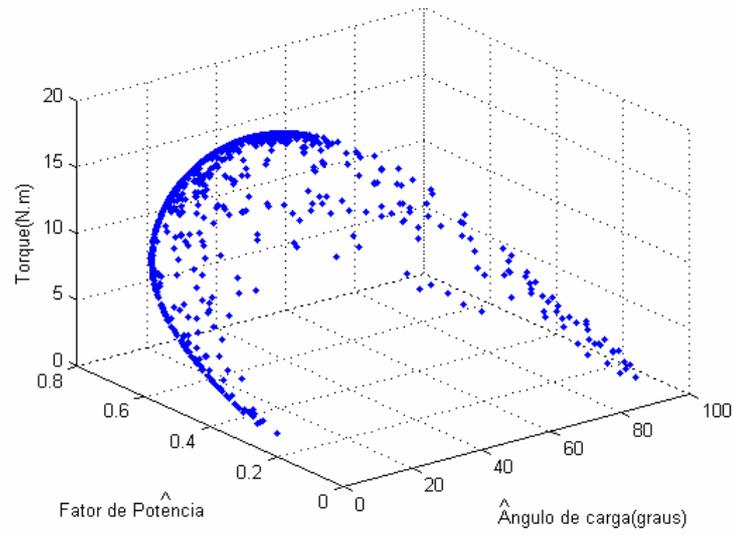


Figura 6.6 Torque e fator de potência em função do ângulo de carga

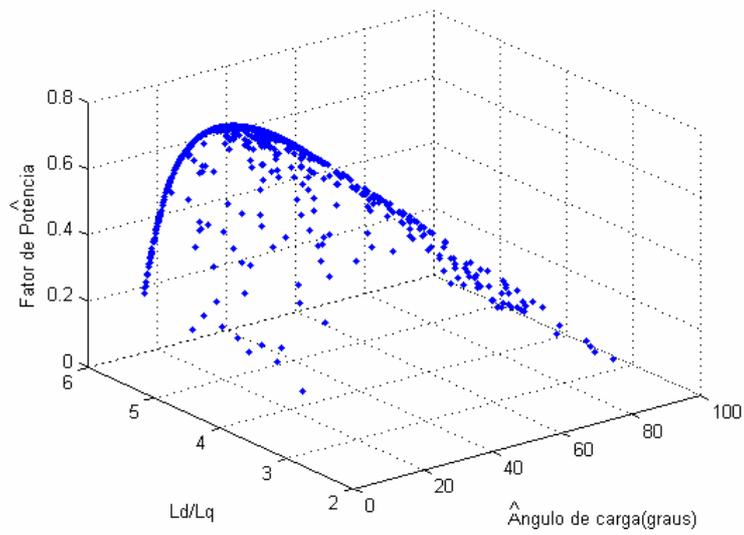


Figura 6.7 Fator de potência e razão de saliência em função do ângulo de carga

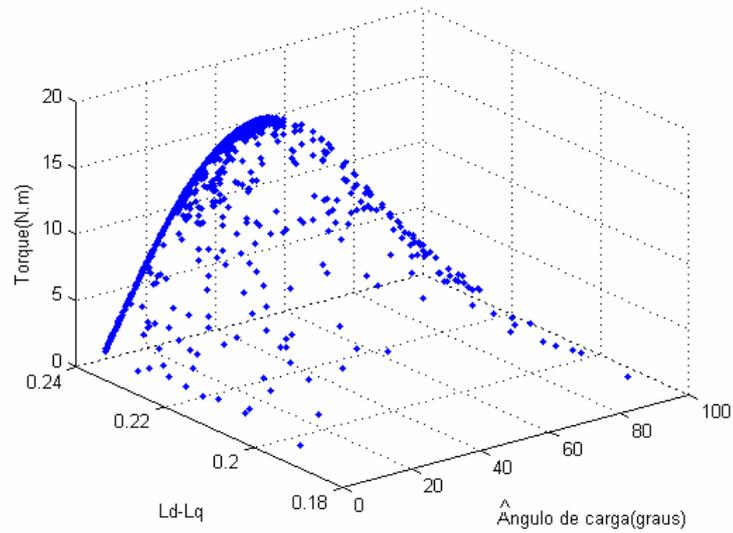


Figura 6.8 Torque e diferença L_d-L_q em função do ângulo de carga

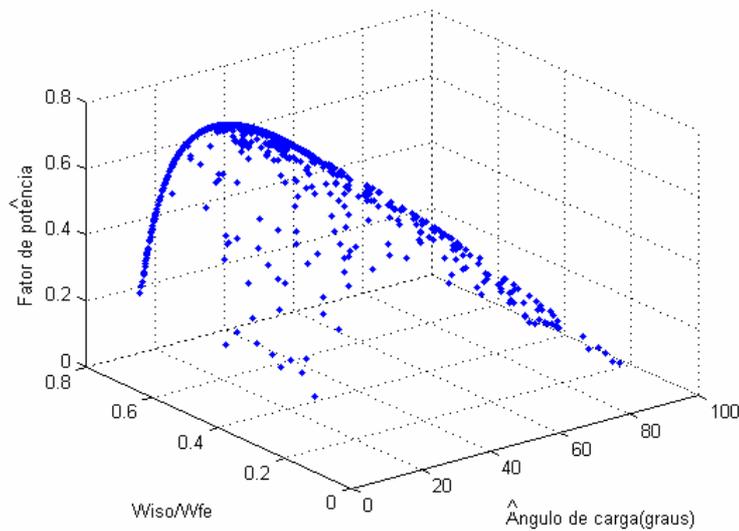


Figura 6.9 Fator de potência e espessura da barreira em função do ângulo de carga

O valor máximo do torque encontrado foi de 16,5089 N.m para uma diferença L_d-L_q de 233,61 mH. Este valor de torque se dá para um valor de ângulo de carga de 44,7802 graus, bem próximo dos 45 graus, como já era esperado pelo que foi apresentado no capítulo 2.

Com relação ao fator de potência, o valor máximo encontrado foi de 0,7432, para uma razão de saliência de 5,1451e para um ângulo de carga igual a 21,0869 graus.

Observa-se que os possíveis resultados estão limitados a estes valores extremos de fator de potência e torque. Pode-se ter um melhor entendimento entre o comprometimento entre os dois objetivos através das Figura 6.10 e Figura 6.11.

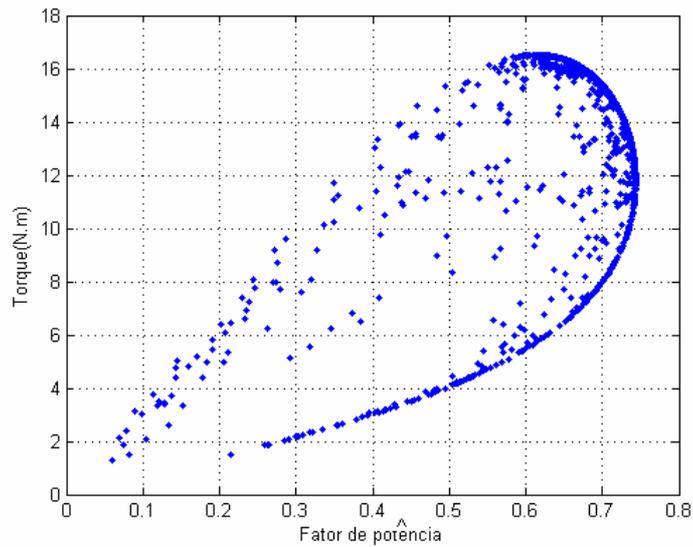


Figura 6.10 Representação do torque em função do fator de potência

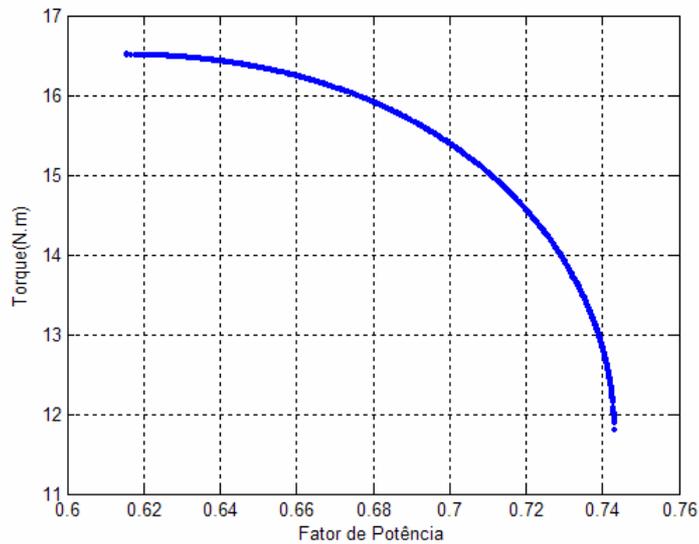


Figura 6.11 Fronteira pareto ótima

A Figura 6.12 apresenta o comprometimento entre as duas variáveis que formam a fronteira Pareto-ótima. Observa-se que os limites estão dentro do previsto para os valores máximos de torque médio e do fator de potência.

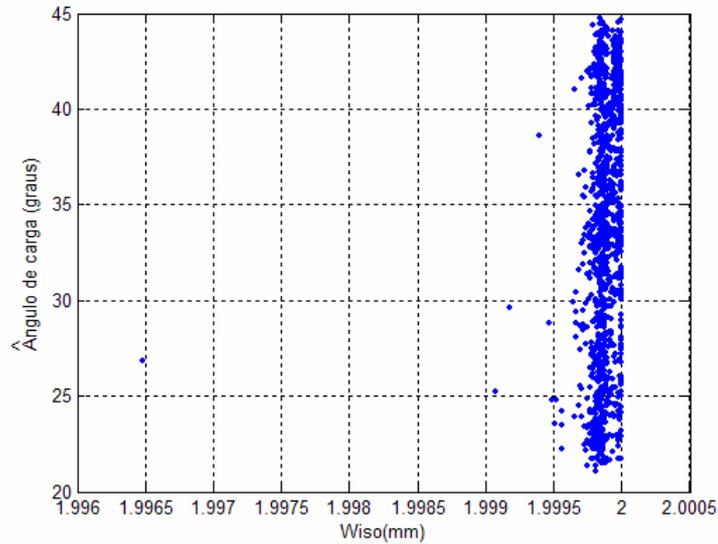


Figura 6.12 Valores das variáveis utilizadas para formação da fronteira

No total foram encontradas 1294 soluções não dominadas presentes na fronteira Pareto-ótima. Com intuito de se chegar a solução final, estabeleceu-se como critério um valor de fator de potência maior do que 0,7 e um valor de torque médio maior do que 15 N.m, diminuindo assim, o número de soluções. Através destes limites chegou-se nas soluções que estão apresentadas na Figura 6.13.

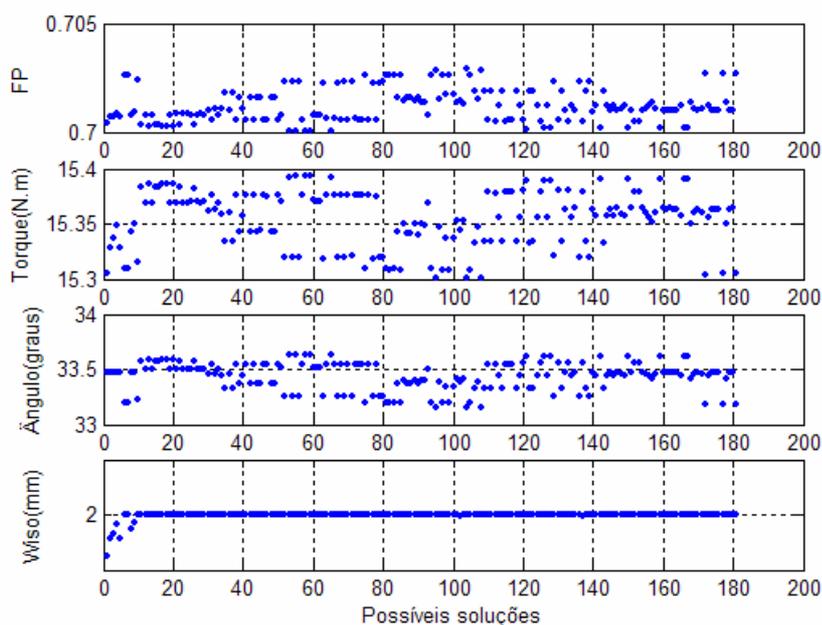


Figura 6.13 Melhores soluções dentro da região Pareto-ótima

Das 181 soluções possíveis, chegou-se na solução final adotando como critério a obtenção do maior torque possível para um valor de fator de potência maior ou igual a 0,7. Os parâmetros correspondentes à solução final estão apresentados na Tabela 6-1

Tabela 6-1 Melhor configuração (tensão constante)

Variáveis	Valores Otimizados (sem saturação)
Fator de Potência	0,7000
Torque Médio (N.m)	15,3934
Ângulo de Carga (graus)	33,6239
Espessura da barreira (mm)	1,9999
L_d (mH)	289,8727
L_q (mH)	56,3546
L_d/L_q	5,1437
L_d-L_q (mH)	233,5180

Com objetivo de se trabalhar no mesmo ponto em que foi encontrada a solução para o caso sem saturação, utilizou-se os mesmos valores de espessura da barreira de fluxo e do ângulo de carga dados na tabela 7.1. Fazendo uma nova simulação utilizando o software EFCAD, desta vez considerando o fenômeno da saturação, foram encontrados os valores de fator de potência e de torque mostrados na Tabela 6-2.

Tabela 6-2 Melhor configuração considerando o efeito da saturação

Variáveis	Valores Otimizados
Fator de Potência	0,6353
Torque Médio (N.m)	10,7145
Ângulo de Carga (graus)	33,6239
Espessura da barreira (mm)	1,9999
L_d (mH)	288,0906
L_q (mH)	75,5431
L_d/L_q	3,8135
L_d-L_q (mH)	212,5475

Como forma de validar os valores encontrados de torque e fator de potência para a simulação considerando o fenômeno da saturação mostrados na Tabela 6-2, foi realizada uma simulação onde durante todo o processo de otimização é levado em conta o fenômeno da saturação. A Figura 6.14 mostra a relação entre o torque e o fator de potência obtidos a partir desta simulação.

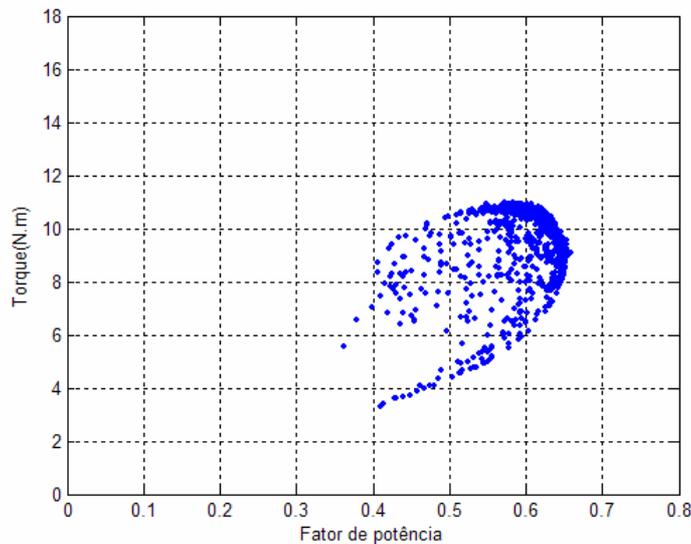


Figura 6.14 – Torque e fator de potência (simulação considerando a saturação)

Comparando a Figura 6.14 e a Figura 6.10, pode-se constatar que a forma das curvas obtidas para as duas simulações são bastante semelhantes.

A solução equivalente encontrada considerando o fenômeno da saturação durante todo o processo está apresentada na Tabela 6-3.

Tabela 6-3 Melhor configuração (tensão constante)

Variáveis	Valores Otimizados (com saturação)
Fator de Potência	0,6350
Torque Médio (N.m)	10,3407
Ângulo de Carga (graus)	32,6578
Espessura da barreira (mm)	1,9999
L_d (mH)	288,0906
L_q (mH)	75,5431
L_d/L_q	3,8135
L_d-L_q (mH)	212,5475

Comparando os resultados entre a Tabela 6-2 e a Tabela 6-3, percebe-se que os resultados encontrados chegam praticamente nas mesmas soluções, mostrando mais uma simplificação que pode ser adotada durante o processo de otimização.

Nas simulações feitas, observa-se que os valores de torque e do fator de potência diminuem quando é considerado o fenômeno da saturação. A comparação entre estes valores estão apresentadas na Tabela 6-4.

Tabela 6-4 Comparação entre as simulações com e sem o efeito da saturação

Variáveis	Sem saturação	Com saturação	Diferença(%)
Fator de Potência	0,700063	0,6353	10,18
Torque Médio (N.m)	15,393465	10,7145	43,66
Ângulo de Carga (graus)	33,623902	33,6239	
Espessura da barreira (mm)	1,999967	1,9999	
L_d (mH)	289,872735	288,0906	0,61
L_q (mH)	56,35467	75,5431	-25,40
L_d/L_q	5,143721	3,8135	34,87
L_d-L_q (mH)	233,518065	212,5475	9,86

Pode-se observar que uma variação de apenas 10% no valor da diferença L_d-L_q causa uma variação no torque em torno de 44%, mostrando que o torque é bem sensível com relação a esta diferença. Há também uma grande variação nos valores de indutância de eixo em quadratura, em torno de 25% . Para um melhor entendimento deste comportamento são mostradas nas Figura 6.15 e Figura 6.16 as cartas de fluxo para o eixo em quadratura para estas duas situações.

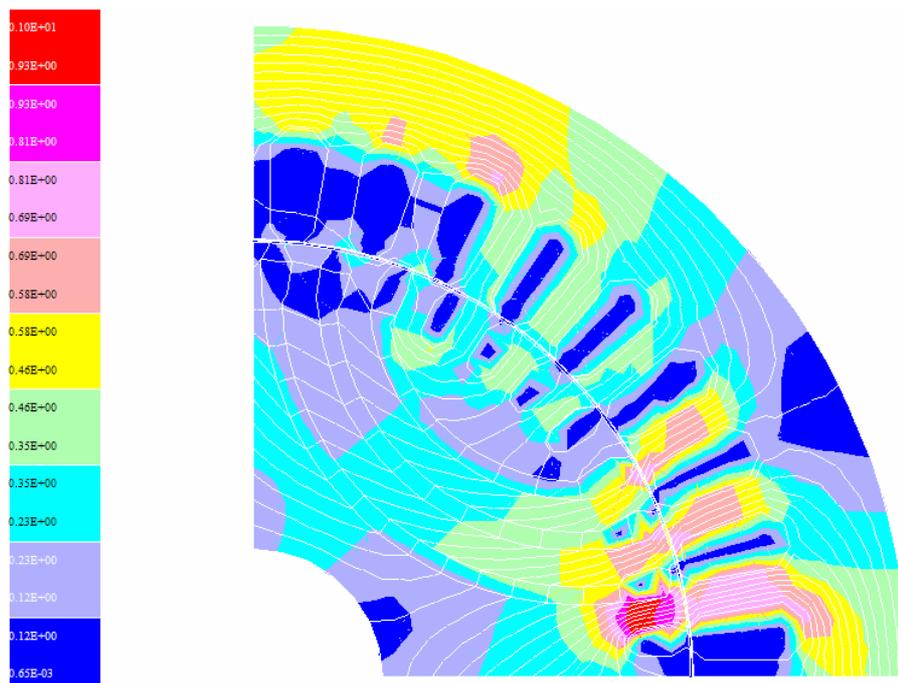


Figura 6.15 Carta de fluxo da configuração otimizada eixo-q (linear)

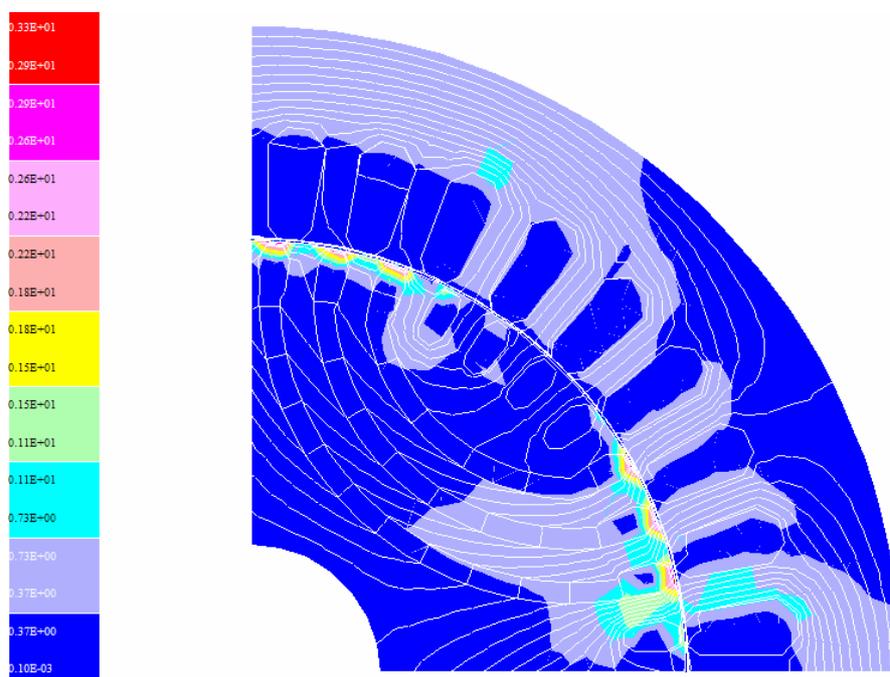


Figura 6.16 Carta de fluxo da configuração otimizada eixo-q (saturação)

Através da Figura 6.16 percebe-se que há a saturação do ferro na região entre a gaiola de partida e o entreferro. Isto acontece porque existe somente uma pequena área na

qual o fluxo pode circular. Este fato faz com que os valores de indutância sejam menores do que no caso onde este efeito não é considerado.

Finalizando o processo de otimização para esta forma de alimentação, é apresentada na Tabela 6-5 a comparação entre a configuração inicial do motor (configuração obtida da primeira geração no processo de otimização) com os valores obtidos através do processo de otimização.

Tabela 6-5 Comparação entre a configuração inicial e a otimizada (tensão constante)

Variáveis	Configuração inicial	Valores Otimizados
Fator de Potência	0,3929	0,6353
Torque Médio (N.m)	3,0833	10,7145
Ângulo de Carga (graus)	8,1528	33,6239
Espessura da barreira (mm)	1,0315	1,9999
L_d (mH)	290,5902	288,0906
L_q (mH)	99,5023	75,5431
L_d/L_q	2,9204	3,8135
L_d-L_q (mH)	191,0878	212,5475

Pode-se observar que há um aumento no valor do fator de potência maior do que 60% e o valor do torque médio é maior que 3 vezes o valor da configuração inicial. Este grande aumento no torque médio é devido ao aumento do valor da carga que está conectada ao motor.

Foi também realizada uma simulação com o intuito de observar o comportamento do torque e do fator de potência considerando que cada uma das três barreiras de fluxo pudessem ter diferentes valores durante a simulação. Os resultados destas simulações podem ser vistos no anexo C através das figuras C.1 a C.6 e da tabela C-1. Como resultado desta simulação mostrada no anexo C, pode-se observar que o comportamento é praticamente igual ao que foi simulado para o caso em que todas as barreiras de fluxo apresentavam o mesmo tamanho. Tendo em vista este tipo de comportamento, todas as simulações seguintes serão feitas utilizando barreiras de fluxo com mesmas espessuras.

6.1.2 Simulações utilizando o motor operando em corrente constante

Nesta simulação, os valores de W_{iso} para todas as barreiras de fluxo são considerados iguais. A população utilizada foi inicialmente de 200 indivíduos.

Posteriormente, esta população é diminuída para 100 indivíduos com um número máximo de 20 gerações. Utilizou-se uma probabilidade de cruzamento de 90% e uma probabilidade de mutação de 5%.

Foi diminuído o número de gerações baseado na simulação anterior, cujos resultados já apresentavam uma convergência na décima geração. Baseando-se também nos valores máximos de L_d e L_q encontrados na simulação anterior, foi possível estipular limites para o ângulo de carga entre 20 graus e 80 graus, diminuindo assim o espaço de busca.

Serão apresentados aqui os resultados obtidos para as simulações com o motor sendo alimentado por uma fonte de corrente constante.

Estes resultados obtidos podem ser observados na Figura 6.17 à Figura 6.24

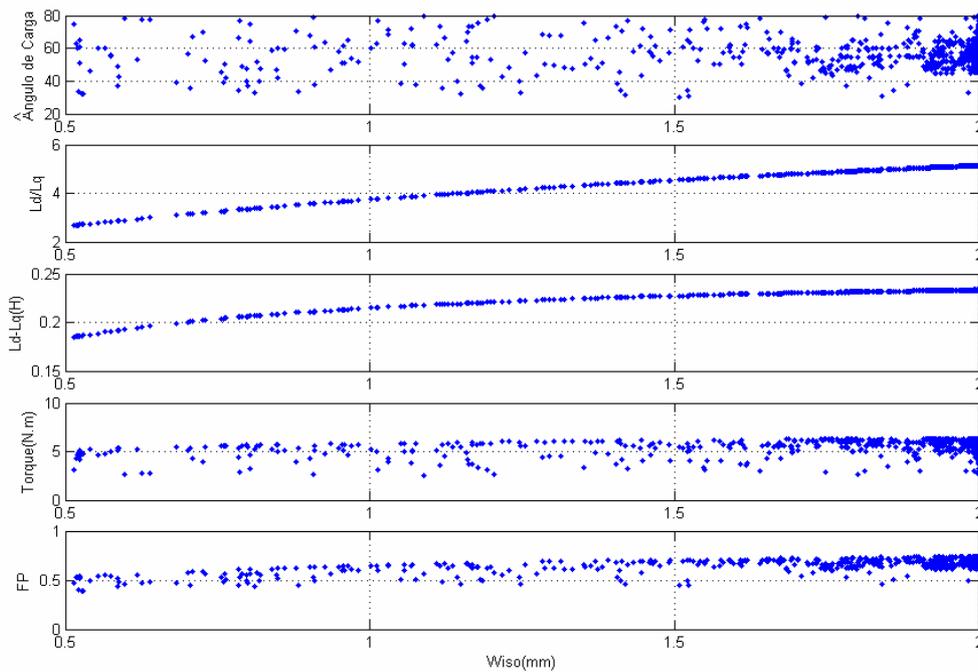


Figura 6.17 Variáveis envolvidas no processo de otimização em função de W_{iso}

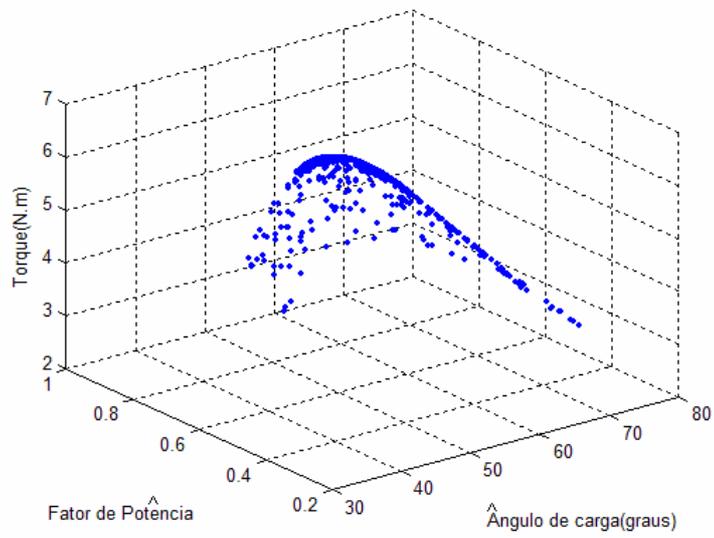


Figura 6.18 Comportamento do torque e fator de potência em função ângulo de carga

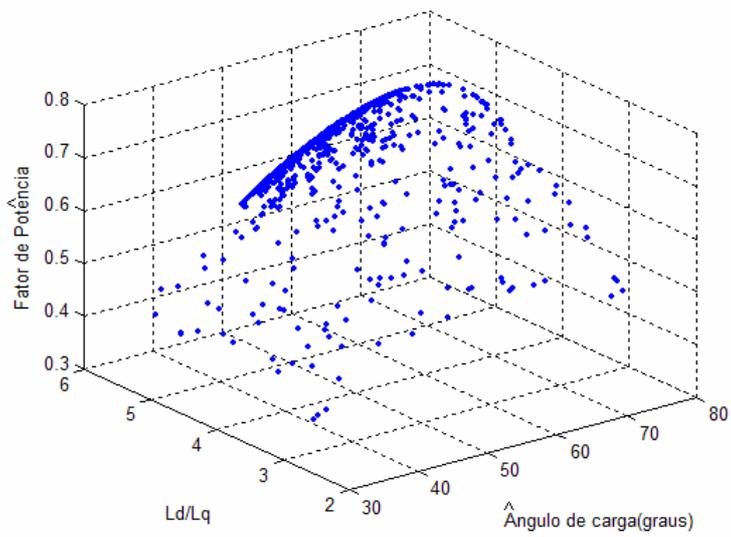


Figura 6.19 Fator de potência e razão de saliência em função do ângulo de carga

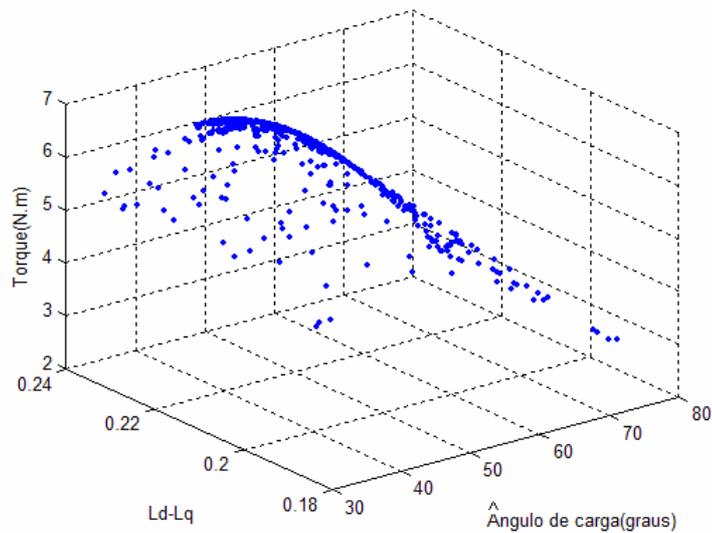


Figura 6.20 Torque e diferença L_d e L_q em função do ângulo de carga

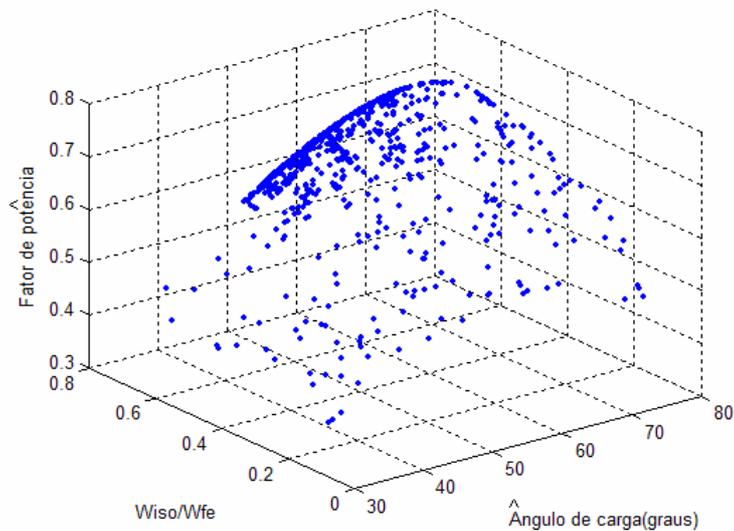


Figura 6.21 Fator de potência e espessura da barreira em função do ângulo de carga

O valor máximo do torque encontrado foi de 6,3291 N.m para uma diferença L_d-L_q de 233,6204 mH e este valor de torque se dá para um valor de ângulo de carga de 45,6958 graus. Com relação ao fator de potência, o máximo valor encontrado foi de 0,7431, para uma razão de saliência de 5,1444 e para um ângulo de carga igual a 68,6536 graus.

Como já comentado anteriormente, as possíveis soluções estarão limitadas a estes valores extremos de fator de potência e torque. As Figura 6.22 e Figura 6.23 mostram o comprometimento entre os dois objetivos a serem atingidos.

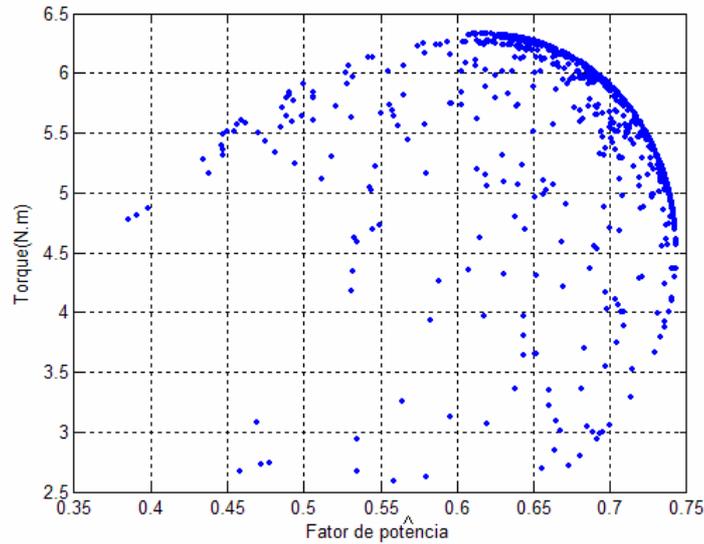


Figura 6.22 Representação do torque em função do fator de potência

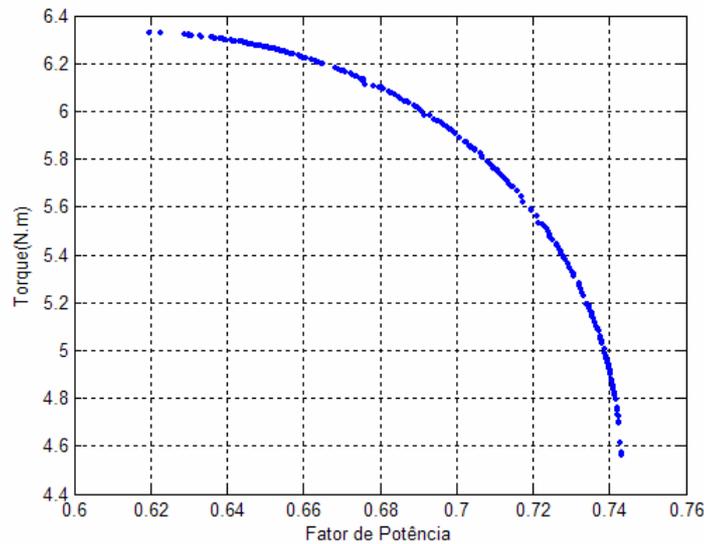


Figura 6.23 Fronteira pareto ótima

A Figura 6.24 apresenta o comprometimento entre as duas variáveis que formam a fronteira Pareto-ótima. Observa-se que os limites estão dentro do previsto para os valores máximos de torque médio e do fator de potência.

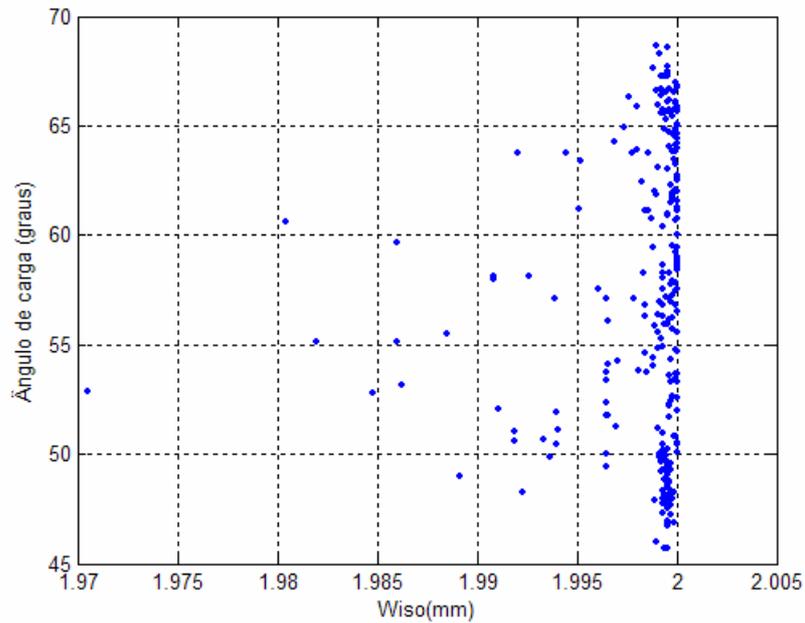


Figura 6.24 Parâmetros utilizados para formação da fronteira

No total, o número de soluções da fronteira Pareto-ótima foi de 270. Este valor é bem menor, comparado ao caso da tensão, devido ao número de gerações ser também menor.

Para diminuir ainda mais a quantidade de soluções, estabeleceu-se como critério um valor mínimo do fator de potência de 0,7 e um valor mínimo de torque médio de 5,8 N.m. Através destes limites chegou-se nas seguintes possibilidades de soluções, que estão apresentadas na Figura 6.25.

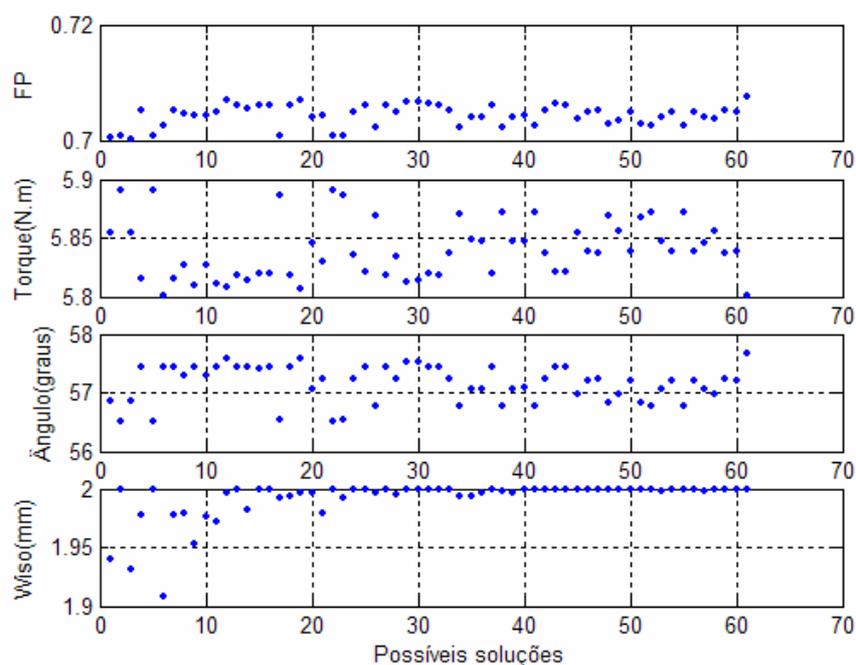


Figura 6.25 Comportamento das melhores soluções dentro da região Pareto-ótima

Das 61 soluções possíveis, chegou-se na solução final adotando o critério de obter o maior torque possível para um valor de fator de potência maior ou igual a 0,7. Da mesma forma feita para o caso da alimentação em tensão, utilizou-se os valores obtidos da simulação sem o efeito da saturação e realizou-se uma nova simulação considerando este efeito. Ambos os resultados estão apresentados na Tabela 6-6.

Tabela 6-6 Melhor configuração encontrada (corrente constante)

Variáveis	Valores otimizados	Valores Otimizados (saturação)	Diferença(%)
Fator de Potência	0,7008	0,6359	10,20
Torque Médio (N.m)	5,8905	5,4374	8,33
Ângulo de Carga (graus)	56,5035	56,5035	
Espessura da barreira (mm)	2,0	1,9999	
L_d (mH)	289,8727	288,0906	0,61
L_q (mH)	56,3546	75,5431	-25,40
L_d/L_q	5,1437	3,8135	34,87
L_d-L_q (mH)	233,5180	212,54754	9,86

Na Tabela 6-6 observa-se que a variação porcentual da diferença entre L_d e L_q se mostra praticamente igual à variação porcentual do torque para esta situação. Já o valor de

fator de potência apresenta apenas uma variação de 10% para uma variação da razão de saliência de 35%.

Finalmente é apresentada na Tabela 6-7 a comparação entre a configuração inicial do motor (obtida na primeira geração no processo de otimização) em relação a melhor configuração obtida através do processo de otimização para esta forma de alimentação.

Tabela 6-7 Comparação entre a configuração inicial e a otimizada (corrente constante)

Variáveis	Configuração inicial	Configuração Otimizada
Fator de Potência	0,3240	0,635928
Torque Médio (N.m)	4,1531	5,437482
Ângulo de Carga (graus)	25,0587	56,5035
Espessura da barreira (mm)	0,8507	1,999967
L_d (mH)	290,7048	288,0906
L_q (mH)	106,91189	75,543135
L_d/L_q	2,7191	3,813591
L_d-L_q (mH)	183,7929	212,54754

Da mesma forma como ocorreu para a outra forma de alimentação, o desempenho do motor é melhor em relação à configuração inicial. Observa-se que o valor do fator de potência praticamente duplica e o valor do torque aumenta em mais de 30%.

6.2 Análise do desempenho dinâmico através do método de elementos finitos

Através desta técnica, que foi apresentada no capítulo 4, é possível verificar se o desempenho do motor está de acordo com o esperado em relação ao torque, velocidade, corrente e o fator de potência. Serão feitas comparações dos resultados obtidos pelo processo de otimização para a melhor configuração em relação a configuração inicial ambas as configurações estão apresentadas na Tabela 6-5.

Para a configuração inicial o motor apresenta W_{iso} igual a 1,0315 mm e seu ângulo de carga é 8,1528 graus. Já para a melhor configuração, o motor apresenta W_{iso} próximo a 2 mm e o ângulo de carga de 33,6239 graus.

Na realização das simulações foi utilizado o módulo EFCM do EFCAD. Para que fosse possível realizar as simulações com as cargas foi necessário encontrar o torque de

carga equivalente que gerasse o mesmo valor de ângulo. Através de várias simulações realizadas chegou-se no valor do torque de carga para a configuração inicial de 0,3 Nm e para a configuração otimizada de 1,70 Nm.

As simulações foram feitas considerando o fenômeno da saturação e as cargas já acopladas ao motor durante sua partida. Os resultados das simulações para as duas situações são apresentados na Figura 6.26 á Figura 6.31.

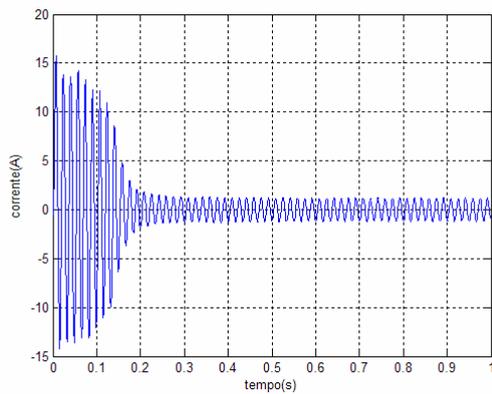


Figura 6.26 Corrente (configuração inicial)

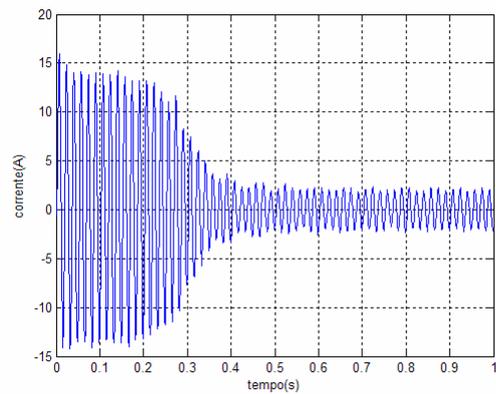


Figura 6.27 Corrente (configuração otimizada)

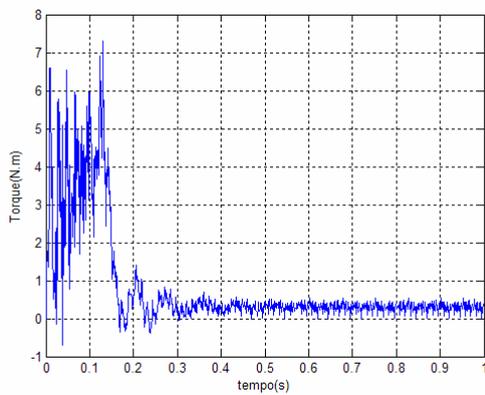


Figura 6.28 Torque (configuração inicial)

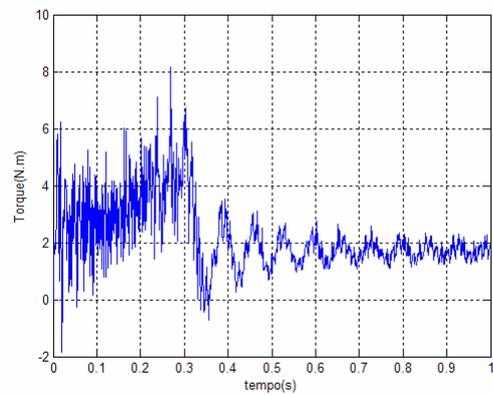


Figura 6.29 Torque (configuração otimizada)

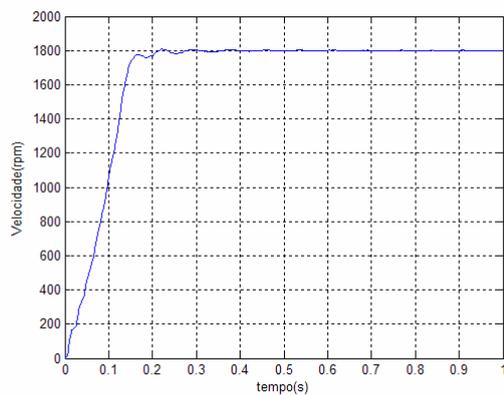


Figura 6.30 Velocidade (conf. inicial)

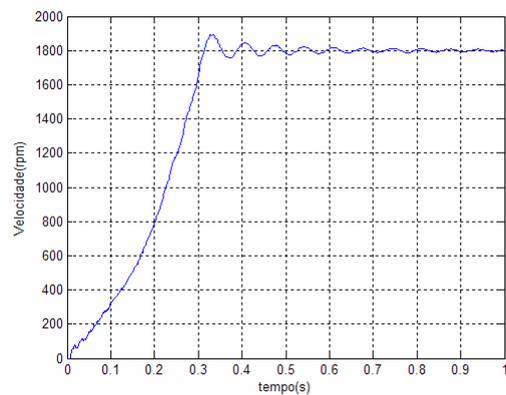


Figura 6.31 Velocidade (conf. otimizada)

Foram calculados os valores do fator de potência e do torque médio baseado nas curvas que foram apresentadas anteriormente. A Tabela 6-8 apresenta a comparação entre a configuração inicial do motor com relação a melhor configuração.

Tabela 6-8 Comparação entre a configuração inicial e a otimizada (MEF)

Variáveis	Configuração inicial	Valores Otimizados
Fator de Potência	0,3066	0,3946
Torque Médio (N.m)	0,8082	2,2070
Ângulo de Carga (graus)	8,1528	33,6239
Espessura da barreira (mm)	1,0315	1,9999
L_d (mH)	290,5902	288,0906
L_q (mH)	99,5023	75,5431
L_d/L_q	2,9204	3,8135
L_d-L_q (mH)	191,0878	212,5475

Observa-se que há um aumento do valor do fator de potência em torno de 29% e o valor do torque aumenta mais do que o dobro comparando a configuração inicial com a otimizada.

6.3 Conclusão

Foram apresentados neste capítulo os resultados obtidos através da união do método de elementos finitos com o algoritmo genético multiobjetivo.

Primeiramente, foram demonstradas as características do problema. Evidenciou-se a necessidade de utilizar algum método que pudesse levar em consideração os dois objetivos a serem atingidos: o torque médio e o fator de potência, no caso deste trabalho.

Mostrou-se como foi feita a união do método de elementos finitos com o algoritmo genético multiobjetivo e a forma como foram calculados os valores de torque e fator de potência do motor de relutância síncrono. A partir da união destas duas ferramentas, foram feitas simulações para obter os valores ótimos do torque e do fator de potência para duas diferentes formas de alimentação do motor.

Para a primeira forma de alimentação (motor operando em tensão constante), o máximo valor de torque encontrado foi de 15,393 N.m para um máximo valor de fator de potência de 0,7. Estes valores são referentes ao motor com valor de espessura da barreira de fluxo de 1,999 mm e com um ângulo de carga de 33,6239 graus, sem considerar o efeito da saturação.

Foram feitos também os cálculos do torque e do fator de potência considerando o efeito da saturação para a configuração encontrada no processo de otimização. Para o torque, o máximo valor encontrado foi 10,7145 N.m e para o fator de potência foi 0,63535. Como forma de verificação destes valores de torque e fator de potência encontrados, considerou-se o efeito da saturação durante todo o processo de otimização. Os valores de torque e fator de potência ficaram bem próximos dos valores anteriores.

Todos os valores obtidos de torque e fator de potência foram menores para o caso considerando o efeito da saturação. Isto acontece devido ao aumento na relutância do motor o que diminui o valor das indutâncias e conseqüentemente diminui os valores do torque e do fator de potência.

Para a segunda forma de alimentação (motor operando com corrente constante), o máximo valor de torque encontrado foi de 5,89 N.m, para um máximo valor de fator de potência de 0,7008. Estes valores são referentes ao motor com valor de espessura da barreira de fluxo de 2,000 mm e com um ângulo de carga de 56,5035°. Foram feitos também os cálculos do torque e do fator de potência para as mesmas condições anteriores,

só que considerando o efeito da saturação. Para o torque, o máximo valor encontrado foi 5,4374 N.m e para o fator de potência foi 0,63592.

Compararam-se as configurações que foram obtidas através do processo de otimização para as duas formas de alimentação. Os resultados mostraram que em ambas os valores otimizados superaram os valores de torque e fator de potência da configuração inicial.

Foi feita a análise de desempenho através do método de elementos finitos, comparou-se o desempenho entre uma configuração inicial e a melhor configuração obtida através do processo de otimização. O motor conseguiu partir e atingir o sincronismo tanto para a configuração inicial como para a otimizada

Os valores de torque médio e fator de potência obtidos através das curvas geradas pela análise de desempenho para a configuração otimizada se mostrou melhor em relação a configuração inicial.

7 Conclusão geral

Foi apresentada nesta dissertação uma forma de otimização de um motor de relutância síncrono com gaiola de partida. Utilizou-se para realização do processo de otimização um programa de algoritmo genético multiobjetivo em conjunto com o método de elementos finitos.

O objetivo principal do processo de otimização foi encontrar os valores das espessuras das barreiras de fluxo do rotor e também do ângulo de carga que conduzissem ao motor a operar numa condição em que ambos, o torque médio e o fator de potência, fossem os mais altos possíveis.

Foram apresentadas algumas particularidades sobre o motor com relação principalmente às características do rotor que determinam um melhor ou pior desempenho. A conclusão principal foi que o rotor neste tipo de motor tem sido o foco principal na maioria dos processos de otimização apresentados na literatura.

Para equacionar o problema a ser investigado, foram estudadas duas diferentes formas analíticas para a obtenção do torque e do fator de potência, conforme o tipo de alimentação do motor. Estas duas formas foram as escolhidas para realizar estes cálculos durante o processo de otimização do motor, pois, conclui-se que os outros métodos exigiam um tempo de cálculo relativamente elevado.

Além do cálculo analítico comentado anteriormente, através da análise dinâmica da máquina foram mostradas duas diferentes técnicas de cálculo do torque e do fator de potência. As duas técnicas analisadas não tiveram um comportamento satisfatório para serem incluídas diretamente no processo de otimização proposto, pois o tempo necessário para fazer a otimização foi elevado. Preferiu-se utilizar o equacionamento analítico direto. Ao final do processo de otimização, verificou-se o comportamento dinâmico das soluções encontradas.

Através do método de elementos finitos foram feitas diversas simulações para observar o comportamento das indutâncias L_d e L_q com relação à espessura das barreiras de fluxo. Foram mostradas também duas formas diferentes de obtenção destas indutâncias: uma através do cálculo estático utilizando a rotação do motor e outra sem utilizar a rotação.

A forma de obtenção das indutâncias L_d e L_q através da rotação do motor se apresentou mais lenta do que a maneira sem rotação, mesmo esta última necessitando que o processo de malha fosse executado duas vezes.

Estas simulações de obtenção das indutâncias foram feitas para duas condições diferentes: uma levando em consideração o efeito da saturação e a outra desprezando este efeito. Como resultados destas simulações, conclui-se que o comportamento para as duas condições eram bastante semelhantes. Esta semelhança foi utilizada no processo de otimização no intuito de reduzir o tempo de processamento necessário para encontrar as melhores soluções.

Foram encontrados os valores das espessuras das barreiras de fluxo e os ângulos de carga para as duas formas de alimentação propostas (tensão constante e corrente constante) que conduzissem aos valores de torque médio e fator de potência para condição do fator de potência ser superior a 0,7 e a partir deste valor se obteve o valor de torque médio máximo. Foi também feita a análise do desempenho do motor para os valores encontrados de espessura da barreira de fluxo e do ângulo de carga, para a melhor configuração encontrada com o motor operando em tensão constante. O valor do fator de potência e do torque médio para as configurações encontradas pelo processo de otimização mostraram-se superiores ao da configuração inicial.

Utilizando a análise de desempenho através do método de elementos finitos pôde-se observar que o motor conseguiu partir com e sem carga e apresentou um melhor desempenho em relação ao torque médio e ao fator de potência em comparação a configuração inicial do motor.

Do que foi visto, conseguiu-se atingir o objetivo do trabalho, que era a otimização do torque médio e do fator de potência do motor. A técnica utilizada para o processo de otimização através do algoritmo genético multiobjetivo se mostrou eficiente para se encontrar as soluções. A convergência do método se mostrou bastante rápida apesar da complexidade do problema.

Como sugestão para trabalhos futuros, poderiam ser levados em consideração no processo de otimização outros aspectos, como utilizar outras configurações de rotores com diferentes números de barreiras, variar a configuração do estator, levar em consideração também as oscilações do torque, verificar o comportamento em relação ao ruído audível, entre outros aspectos que são bastante comuns no cotidiano do projetista de motores elétricos.

Quanto às ferramentas utilizadas para o processo de otimização, tanto o algoritmo genético multiobjetivo como o método de elementos finitos, a forma como foi feita a troca de informação não foi feita da melhor forma (através de arquivos de texto). A melhor

forma seria através de variáveis onde poderia ser criado um ambiente mais amigável unindo ambas as ferramentas onde o usuário pudesse manipular todas as informações necessárias para o perfeito funcionamento entre as duas ferramentas. Isto facilitaria também, no caso, a utilização de uma outra forma de processamento das informações do processo de otimização, como através de processamento paralelo, diminuindo provavelmente o tempo de processamento.

Anexo A – Especificações do motor utilizadas nas simulações

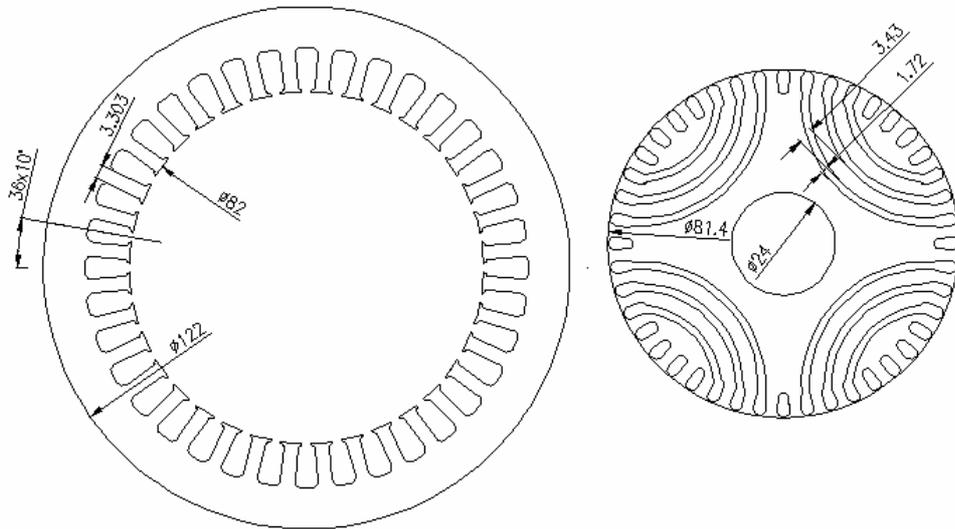


Figura A.1 Dimensões do Rotor e do estator em mm

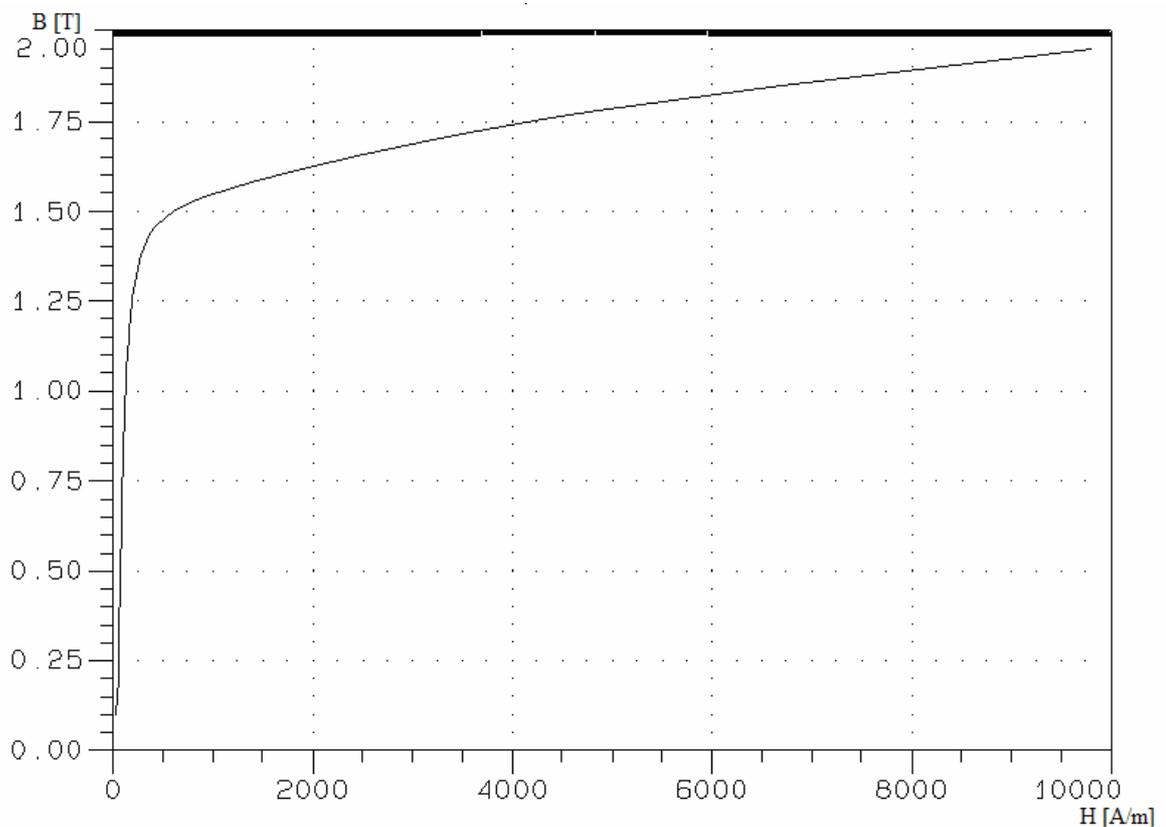


Figura A.2 Curva BxH utilizada no software EFCAD considerando a saturação [41]

Anexo B- Influência da gaiola de partida nos valores de indutâncias L_d e L_q

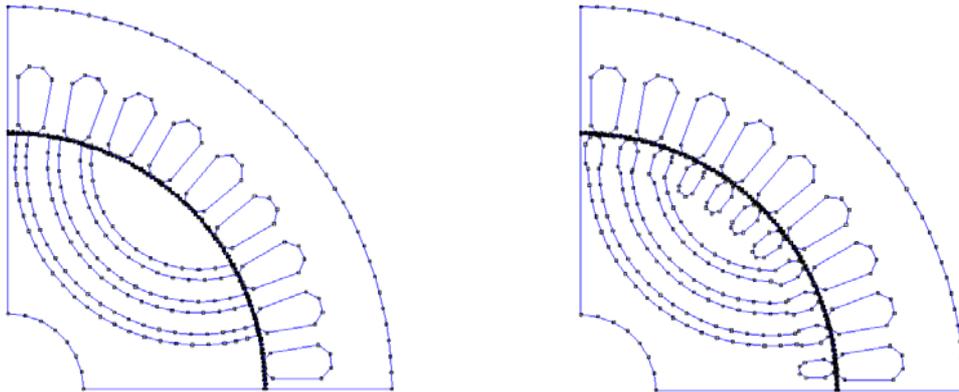


Figura B.1 Desenho das configurações utilizadas

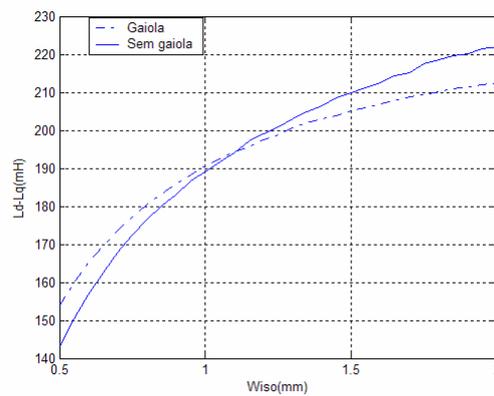


Figura B.2 Variação de L_d-L_q em relação à espessura

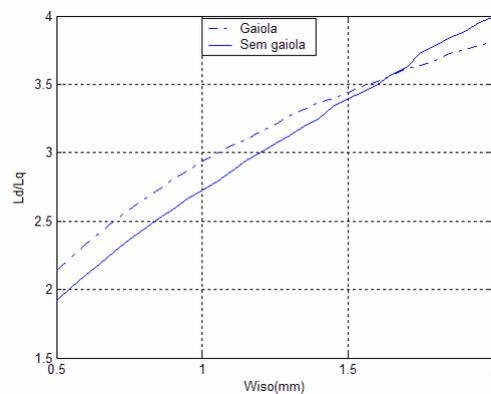


Figura B.3 Variação da razão de saliência em relação à espessura

ANEXO C – Comportamento do Torque e do FP variando W_{iso}

Nesta simulação os resultados apresentados são referentes a otimização do motor onde cada uma das três barreiras de fluxo (W_{iso}) pode variar independente das demais.

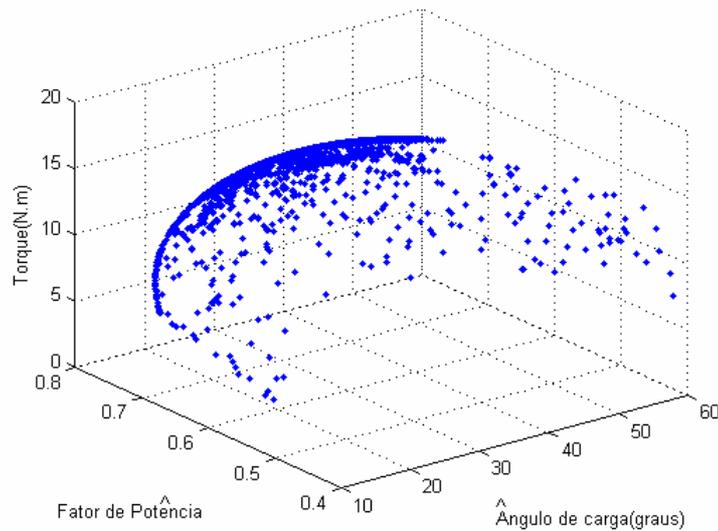


Figura C.1-Comportamento do Torque e fator de potência em função do ângulo de carga

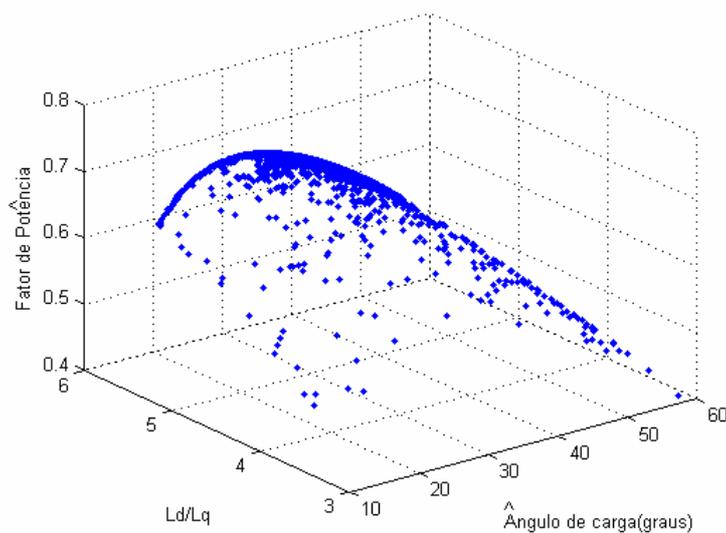


Figura C.2- Comportamento do fator de potência e razão de saliência em função do ângulo de carga

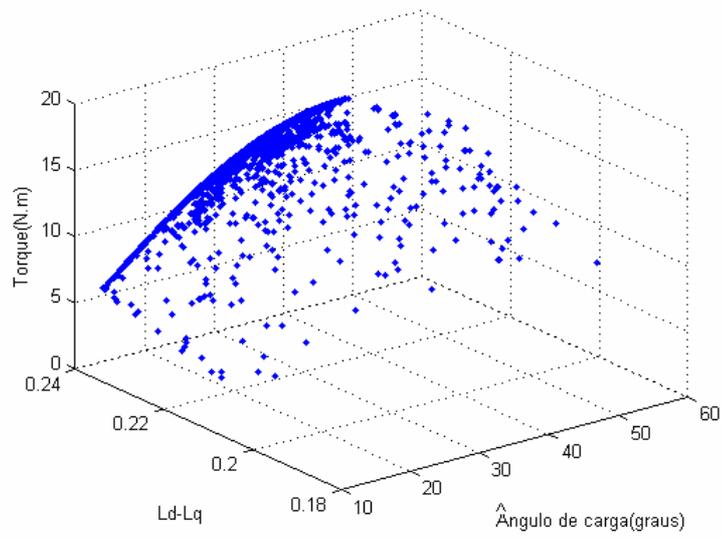


Figura C.3 Comportamento do torque e de $L_d - L_q$ em função do ângulo de carga

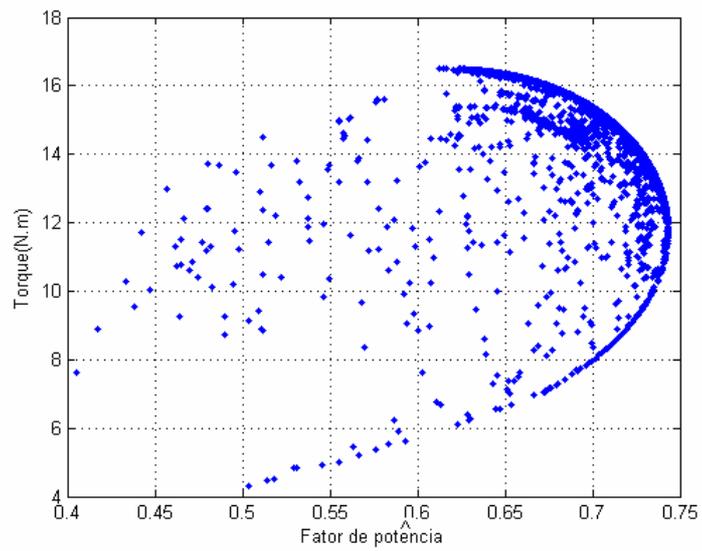


Figura C.4 Relação entre o torque e o fator de potência

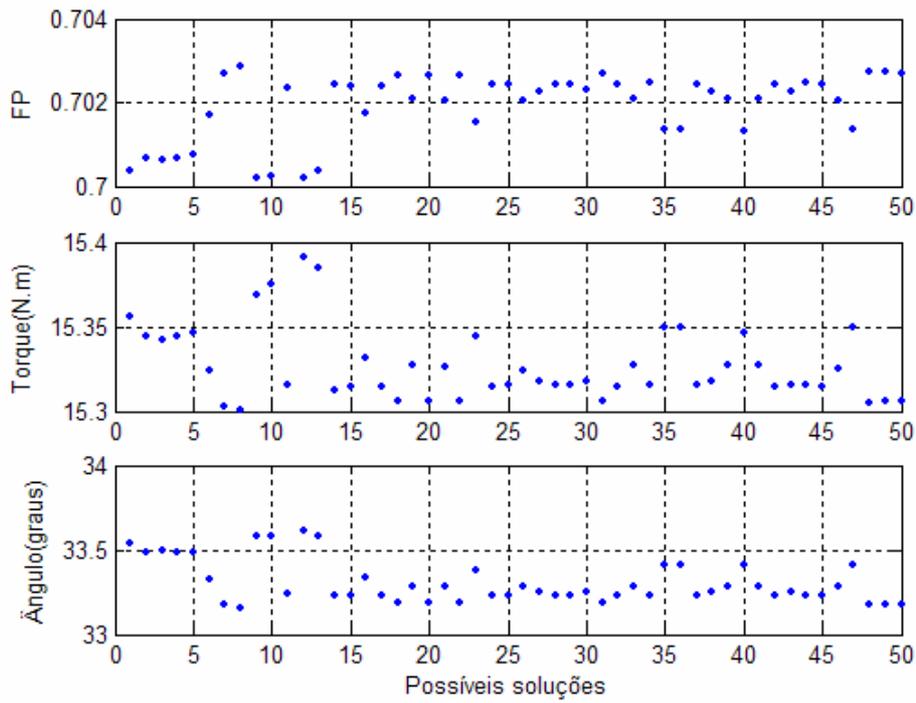


Figura C.5 Soluções encontradas Torque maior do que 15Nm e FP maior que 0,7

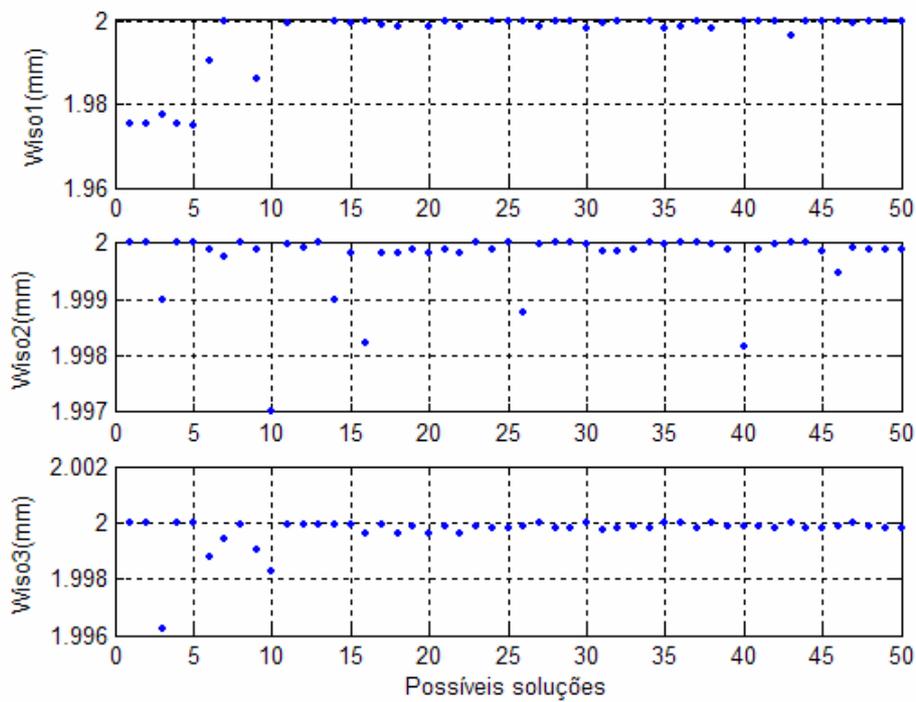


Figura C.6 Espessuras da barreira Torque maior do que 15Nm e FP maior que 0,7

Variáveis	Valores otimizados
Fator de Potência	0,700173
Torque Médio (N.m)	15,390506
Ângulo de Carga (graus)	33,606634
$W1_{iso}$ (mm)	2,00
$W2_{iso}$ (mm)	1,999913
$W3_{iso}$ (mm)	1,999916

Tabela C-1 Melhor configuração encontrada

Referências Bibliográficas

- [1] D. G. LUENBERGER, *Linear and Nonlinear programming*, 2^a ed., Addison-Wesley, New York, 1990.
- [2] M. S. BAZARAA, H. D. SHERALI AND C. M. SHETTY, *Nonlinear Programming – theory and algorithms*, John Wiley & Sons, New York, 1993.
- [3] HAUPT, R.L. *An introduction to genetic algorithms for electromagnetics* Antennas and Propagation Magazine, IEEE ,v. 37 ,n. 2 , p.7 – 15, April 1995
- [4] JOHNSON, J.M.; RAHMAT-SAMII, V. *Genetic algorithms in engineering electromagnetics* Antennas and Propagation Magazine, IEEE , v. 39 , n. 4, p.7 – 21 Aug. 1997
- [5] MICHIELSSEN.E, Y. RAHMAT-SAMII, *Electromagnetic Optimization by Genetic Algorithms.*, 1 ed., Reading John Wiley & Sons, 1999.
- [6] PALKO, S.; JOKINEN, T. *Optimisation of squirrel cage induction motors using finite element method and genetic algorithms.* Eighth International Conference on Electrical Machines and Drives, p. 21 – 25,1-3 Sept. 1997
- [7] MIRZAEIAN, B.; MOALLEM, M.; TAHANI, V.; LUCAS, C. *Multiobjective optimization method based on a genetic algorithm for switched reluctance motor design* IEEE Transactions on Magnetics, v. 38 , n. 3,p. 1524 – 1527, May 2002
- [8] XU J.X.; PANDA S. K.; ZHENG Q. *Multiobjective optimization of current waveforms for switched reluctance motors by genetic algorithm* Proceedings of the 2002 Congress on Evolutionary Computation, CEC '02. ,v. 2 , p. 1860 – 1865, 12-17 May 2002
- [9] CHOI J.-H.; KIM S.; SHIN J. M.; LEE J.; KIM S. T. *The multi-object optimization of switched reluctance motor* ICEMS 2003. Sixth International Conference on Electrical Machines and Systems, p. 195 – 198, v. 1,9-11, Nov. 2003
- [10] SIM D. J.; CHO D. H.; JUNG H. K.; HAHN S. Y. *Multiobjective optimal design of interior permanent magnet synchronous motors considering improved core loss formula* Electric Machines and Drives Conference Record, 1997, IEEE International,p. MA1/2.1 - MA1/2.3, 18-21 May 1997

- [11] BORGHI, C.A.; CASADEI, D.; CRISTOFOLINI, A.; FABBRI, M.; SERRA, G. *Minimizing torque ripple in permanent magnet synchronous motors with polymer-bonded magnets* IEEE Transactions on Magnetics, v. 38 , n. 2 , 1371 – 1377, March 2002
- [12] GOLDBERG D. E., *Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning*, Addison Wesley Longman Inc., New York, 1989.
- [13] KOZA, J. R. *Survey of genetic algorithms and genetic programming* WESCON/'95. Conference record. 'Microelectronics Communications Technology Producing Quality Products Mobile and Portable Power Emerging Technologies' , p.589, 7-9 Nov. 1995
- [14] LEIGH, R.; *Genetic Algorithms In Engineering Systems [Book Review]* Computing & Control Engineering Journal , v. 9, n. 2 , p.80, April 1998
- [15] REISER, P. *Genetic algorithms in engineering systems: innovations and applications* Computing & Control Engineering Journal ,v. 7 , n. 3,p.144, June 1996
- [16] J. A. VASCONCELOS, R. R. SALDANHA, L. KRÄHENBÜHL, et al., *Algoritmos Genéticos Aplicados à Otimização em Eletromagnetismo* In: SBmag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, pp. 1–6, Florianópolis, Brasil, 1995.
- [17] AVILA S. L., LIMA C. B., VASCONCELOS J. A., CARPES W. P. JR., *Otimização: Conceitos Básicos, Ferramentas e Aplicações CTAI – SENAI Revista de Automação e Tecnologia da Informação*, v. 2, n. 1, pp. 70–75, Jun. 2003.
- [18] AVILA S. L. *Algoritmos Genéticos Aplicados na Otimização de Antenas Refletoras* Florianópolis, 2002. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina
- [19] TAKAHASHI, R.H.C.; RAMIREZ, J.A.; VASCONCELOS, J.A.; SALDANHA, R.R. *Sensitivity analysis for optimization problems solved by stochastic methods* IEEE Transactions on Magnetics, v. 37 , n. 5 , p. 3566 – 3569, Sept. 2001
- [20] SOARES G. L. *Algoritmos Genéticos: Estudo, Novas Técnicas e Aplicações dissertação de mestrado*, UFMG, Belo Horizonte 1997
- [21] LISBOA A. C. *Análise de estabilidade em otimização para domínios finitos de funcionais de lipschitz, dissertação de mestrado*, UFMG, Belo Horizonte 2003

- [22] GALLARDO, A.; LOWTHER, D.A. *Some aspects of niching genetic algorithms applied to electromagnetic device optimization* IEEE Transactions on Magnetics, v. 36 , n.4, p. 1076 – 1079, July 2000
- [23] WIECZOREK, J.P.; GOL, O.; MICHALEWICZ, Z. *An evolutionary algorithm for the optimal design of induction motors* IEEE Transactions on Magnetics,v. 34 ,n. 6, p.3882 – 3887, Nov. 1998
- [24] AVILA, S. L.; CARPES W. P., VASCONCELOS J. A. et al *Three current populations: an easy way to implement an efficient multiobjective genetic algorithm*, VIIIth International Workshop on Optimization and Inverse Problems in Electromagnetism, Grenoble France, September 2004.
- [25] YANG Y. P.; LUH Y. P.; CHEUNG C. H.; WANG J. P.; WU S.W. *Multi-objective optimal design and current waveforms control of axial-flux brushless DC wheel motors for electric vehicles* IEEE International Symposium on Industrial Electronics, v. 1, p. 621 – 626, 9-11 June 2003
- [26] DIAS, A.H.F.; DE VASCONCELOS, J.A. *Multiobjective genetic algorithms applied to solve optimization problems* IEEE Transactions on Magnetics,v. 38 ,n. 2 , 1133 – 1136, March 2002
- [27] COELLO, C.A.C. *Handling preferences in evolutionary multiobjective optimization: a survey* Proceedings of the 2000 Congress on Evolutionary Computation, v. 1 , p. 30 – 37, 16-19 July 2000
- [28] DIAS, A.H.F.; DE VASCONCELOS, J.A. *Multiobjective genetic algorithms applied to solve optimization problems* IEEE Transactions on Magnetics , v. 38 , n. 2, p.1133 – 1136, March 2002
- [29] VASCONCELOS J. A., TAKAHASHI R. H. C., SALDANHA R. R. AND RAMIREZ J. A. *Improvements in Genetic Algorithms* IEEE - Transactions on Magnetics, v. 37, n. 5, pp. 3414–3417, Sep. 2001.
- [30] AVILA, S. L.; CARPES W. P., VASCONCELOS, JA *Modified Genetic Operators for Multi-objective Optimization Problems* 11th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, Seoul/Korea June. 2004

- [31] D. A. G. VIEIRA, R. L. S., VASCONCELOS J. A; KRÄHENBÜHL L., *Handling Constraints as Objectives in a Multiobjective Genetic Based Algorithm*, Journal of Microwaves and Optoelectronics, v.2, n. 6, pp. 50-58, Dec. 2002.
- [32] VELDHUIZEN D. A. V., ZYDALLIS J. B.; LAMONT G. B., *Considerations in Engineering Parallel Multiobjective Evolutionary Algorithms*, *IEEE - Transactions on Evolutionary Computation*, v. 7, n. 2, pp. 144–173, Apr. 2003.
- [33] JIMENEZ, F.; GOMEZ-SKARMETA, A.F.; SANCHEZ, G.; DEB, K. *An evolutionary algorithm for constrained multi-objective optimization* Proceedings of the 2002 Congress on Evolutionary Computation, v. 2 , 1133 – 1138, 12-17 May 2002
- [34] AGUIRRE, A.H.; RIONDA, S.B.; LIZARRAGA, G. ISPAES *Evolutionary multi-objective optimization with constraint handling* Proceedings of the Fourth Mexican International Conference on Computer Science, p.338 – 345, 8-12 Sept. 2003
- [35] BASTOS J. P. A; IDA N., *Electromagnetics and Calculation of Fields*, Springer-Verlag, New York, 1997.
- [36] Manual do EFCAD. GRUCAD – Universidade Federal de Santa Catarina. www.grucad.ufsc.br
- [37] OBIOZOR, C.N.; SADIKU, M.N.O. *Finite elements in electromagnetics for undergraduate curriculum*. Southeastcon '93, Proceedings., IEEE , p.44-7 April 1993
- [38] SADOWSKI, N. *Modélisation des machines électriques à partir de la résolution des équation du champ em tenant compte du mouvement et du circuit dá alimentation* (Logiciel EFCAD). Tese de doutorado Toulouse – janeiro 1993
- [39] SADOWSKI, N.; LEFEVRE, Y.; LAJOIE-MAZENC, M.; CROS, J. *Finite element torque calculation in electrical machines while considering the movement* IEEE Transactions on Magnetics, v. 28 ,n. 2 , p.1410 – 1413, Mar 1992
- [40] HUANG, J. *Modélisation et simulation des machines synchrones munies de circuits amortisseurs alimentées par convertisseurs statiques - Etude des stratégies de régulation et de commande - Etude et optimisation des circuits amortisseurs* França, 1987. Tese de doutorado. LEEI - Laboratoire de d'Electronique et d'Electronique Industrielle.

- [41] MARTINS, C.E. G. *Motores Síncronos de Relutância com Barreiras de Fluxo e Partida Assíncrona*. Florianópolis, 2003. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina
- [42] SCHMIDT, E.; BRANDL, W. *Comparative finite element analysis of synchronous reluctance machines with internal rotor flux barriers*. Electric Machines and Drives Conference, 2001. IEMDC 2001. IEEE International, p831 – 837, 2001
- [43] CHABU, I.E.; CARDOSO, J.R.; SILVA, V.C.; NABETA, S.I.; FOGGIA, A. *A new design technique based on a suitable choice of rotor geometrical parameters to maximize torque and power factor in synchronous reluctance motors. II. Finite-element analysis and measurements*. IEEE Transactions on Energy Conversion, v. 14 , n. 3 , p. 605 – 609, Sept. 1999
- [44] CHABOT, F. *Contribution à la conception d'un entraînement basé sur une machine à aimants permanents fonctionnant sans capteur sur une large plage de vitesse* Toulouse, janvier 2000, These (Institut National Polytechnique de Toulouse)
- [45] WILLIAMSON, S.; LIM, L.H.; ROBINSON, M.J. *Finite-element models for cage induction motor analysis*. IEEE Transactions on Industry Applications, v. 26 , p.1007 – 1017, Nov.-Dec. 1990
- [46] LOW, T.S.; LIN, H.; CHEN, S.X; *Analysis and comparison of switched reluctance motors with different physical sizes, using a 2D finite element method*. IEEE Transactions on Magnetics, v. 31 ,n. 6 , p. 3503 – 3505 ,Nov. 1995.
- [47] MILLER, T.J.E.; MCGILP, M.I.; OLARU, M. *Finite elements applied to synchronous and switched reluctance motors*, IEE Seminar on Current Trends in the Use of Finite Elements (FE) in Electromechanical Design and Analysis, London, v. 3, p.1 - 4, January, 2000
- [48] STURGESS, J.; *Parameter and performance prediction of synchronous machines using finite-elements*. Current Trends in the Use of Finite Elements (FE) in Electromechanical Design and Analysis (Ref. No. 2000/013), IEE Seminar, p.2/1 - 2/4, 14 Jan. 2000
- [49] AGUIAR, M C.C. *Contribuição à Análise do Motor Síncrono de Relutância*. Florianópolis, 1997. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina

- [50] VAGATI A.; FRASCESCHINI G.; MARONGIU I., TROGLIA G. P. *Design Criteria of High Performance Synchronous Reluctance Motors* Industry Applications Society Annual Meeting, vol.1, pp 66-73 Oct 1992.
- [51] VAGATI, A.; PASTORELLI, M.; FRANCHESCHINI, G.; PETRACHE, S.C. *Design of low- torque-ripple synchronous reluctance motors* IEEE Transactions on Industry Applications, v. 34 ,n. 4 , p.758 – 765, July-Aug. 1998
- [52] VAGATI A.; CANOVA A.; CHIAMPI M.; PASTORELLI M.; REPETTO M. *Design Refinement of Synchronous Reluctance Motors Through Finite-Element Analysis*. IEEE Transactions on Industry Applications. V. 36, N. 4, p 1094 – 1102, July-Aug. 2000.
- [53] BAUER P. F., HONSINGER V. R. *Synchronous Induction Motor having a Segmented Rotor and Squirrel Cage Winding* U.S. Patent 2,733,362, January 1956
- [54] LAWRENSON P. J., AGU L. A. *Theory and Performance of Polyphase Reluctance Machines* Proc. IEE, v. 118, n.7, p. 887-893, July 1971
- [55] MATSUO T. *Rotor Design Optimization of Synchronous Reluctance Machine* IEEE Transactions on Conversion Energy, Vol 9, no 2, pp. 359-365 June 1994.
- [56] MORIMOTO, S.; SANADA, M.; TAKEDA, Y. *Performance of PM-assisted synchronous reluctance motor for high-efficiency and wide constant-power operation*. IEEE Transactions on Industry Applications,v. 37 ,n. 5 , p.1234 – 1240 Sept.-Oct. 2001
- [57] LYSHEVSKI, S.E.; NAZAROV, A.; EL-ANTABLY, A.; YOKOMOTO, C.; SINHA, A.S.C.; RIZKALLA, M.; EL-SHARKAWY, M. *Design and optimization, steady-state and dynamic analysis of synchronous reluctance motors controlled by voltage-fed converters with nonlinear controllers*. Electric Machines and Drives, International Conference IEMD '99, Seattle, p. 782 – 784, 9-12 May 1999.
- [58] MILLER, T.J.E.; HUTTON, A.; COSSAR, C.; STATON, D.A. *Design of a synchronous reluctance motor drive* IEEE Transactions on Industry Applications, v.27, n. 4 , p. 741 – 749, July-Aug. 1991

- [59] STATON, D.A.; MILLER, T.J.E.; WOOD, S.E. *Maximising the saliency ratio of the synchronous reluctance motor*. Electric Power Applications, v. 140 ,n. 4 , p. 249 – 259, July 1993
- [60] LYSHEVSKI, S.E.; NAZAROV, A.; EL-ANTABLY, A.; SINHA, A.S.C.; RIZKALLA, M.; EL- SHARKAWY, M. *Synchronous reluctance motors: nonlinear analysis and control*. Proceedings of the American Control Conference 2000 ,v. 2 , p. 1108-1112,28-30 June 2000
- [61] LYSHEVSKI, S.E.; NAZAROV, A. *Control of micro- and mini-scale synchronous reluctance motors modeled using machine and arbitrary variables* Proceedings of the 41st IEEE Conference on Decision and Control,v. 4 , p.3676 – 3677, 10-13 Dec. 2002
- [62] STATON, D.A.; MILLER, T.J.E.; WOOD, S.E. *Optimisation of the synchronous reluctance motor geometry*. Electrical Machines and Drives, 1991. Fifth International Conference on (Conf. Publ. No. 341) , p. 156 – 160, 11-13 Sep 1991
- [63] PARASILITI F.; VILLANI M. *Optimization of Synchronous reluctance motor design* IEEE Electrical Machines and Drives, n. 8, p.276-280, september 1995
- [64] FRATTA A. G. P.; VAGATTI A.; VILLATA F.; *Torque ripple evaluation of high-performance synchronous reluctance machines*. IEEE Industry applications magazine, p.14-22, July/August 1995
- [65] COATES C.E.,PLATT D.; PERERA B. S. P. *Design Optimization of na Axially Laminated Synchronous Reluctance Motor* IEEE Industry Applications Annual Meeting New Orleans, Louisiana, p.279-285, October 1997
- [66] HIPPERNER, M.; HARLEY, R.G. *Design aspects of axially laminated synchronous reluctance motors*, IEEE AFRICON 4th ,v. 1 , p. 173 - 177, 24-27 Sept. 1996
- [67] FEI, R.W. *Analysis of starting performance and frequency characteristics of synchronous reluctance motors* Industry Applications Conference, Conference Record of the 1996 IEEE ,v. 2 , p. 761 – 768, 6-10 Oct. 1996
- [68] MILJAVEC, D.; JEREB, P. *Can synchronous reluctance motor be compared with induction motor?* Electrotechnical Conference, 1996. MELECON '96., 8th Mediterranean ,v. 1, p. 317 – 320, 13-16 May 1996

- [69] TSUCHIYA, J.; MISHIMA, K.; KIMURA, G. *A study on torque ripple reduction of synchronous reluctance motor* Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2001, v. 2 , p. 452 – 455, 22-25 Oct. 2001
- [70] JUNG HO LEE; JUNG CHUL KIM; DONG SEOK HYUN *Vector control characteristics analysis in synchronous reluctance motor by using coupled FEM and Preisach modelling and experiments*. Electric Machines and Drives, International Conference IEMD '99 , p. 269 – 271, 9-12 May 1999
- [71] CHABU, I.E.; CARDOSO, J.R.; SILVA, V.C.; NABETA, S.I.; FOGGIA, A. *A new design technique based on a suitable choice of rotor geometrical parameters to maximize torque and power factor in synchronous reluctance motors. I. Theory*, IEEE Transactions on Energy Conversion, v. 14 , n. 3 , p. 599 – 604 Sept. 1999
- [72] ISAAC, F.N.; ARKADAN, A.A.; EL-ANTABLY, A. *Characterization of axially laminated anisotropic-rotor synchronous reluctance motors*. IEEE Transactions on Energy Conversion, v. 14 , n. 3 , p.506 – 511, Sept. 1999
- [73] LEE J. H.; KIM J. C.; HYUN D. S. *Dynamic characteristics analysis of synchronous reluctance motor considering saturation and iron loss by FEM*. IEEE Transactions on Magnetics , v. 34, n. 5, p.2629 – 2632, Sept. 1998
- [74] CHALMERS, B.J.; MUSABA, L *Design and field-weakening performance of a synchronous reluctance motor with axially laminated rotor*. IEEE Transactions on Industry Applications, v. 34 , n. 5 , p. 1035 – 1041, Sept.-Oct. 1998
- [75] BOMELA X. B.; KAMPER M. J. *Effect of Machine design on performance of reluctance synchronous machine*. IEEE Trans., p.515-522., Oct. 2000
- [76] JONES, C. V. *The Unified Theory of Electric Machines*. London: Butterworths, 1967
- [77] KRAUSE, P.C; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S.K. *Analysis of Electric Machinery*, MacGraw Hill, New York, 1986
- [78] FITZGERALD, A. E; KINGSLEY, C. Jr; KUSKO, A. *Máquinas Elébricas*. McGraw-Hill do Brasil Ltda, 1975
- [79] JONES, C. V. *The Unified Theory of Electric Machines*. London. Butterworths, 1967.

- [80] CHENEY, W.; KINCAID D. Numerical Mathematics and Computing 4 ed. Reading. Brooks/Coles
- [81] KASSICK E. V. *Hârmonicas em sistemas industriais de baixa tensã*o CIPEEL-UFSC Agosto 2001
- [82] IEEE std 519-1992, *Reccomended practices and requirements for harmonic control in electric power systems*, New York, USA, 1996

