
Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Departamento de Sistemas de Controle e Energia
DSCE-FEEC-UNICAMP

**CONTROLE LINEAR DE MÁXIMO TORQUE DO
MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES
INTERIORES**

Autor: Daniel de Figueiredo Maria
Orientador: Prof. Dr. Edson Bim

*Dissertação submetida à Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação da Universidade Estadual de Campinas, como parte dos
requisitos exigidos para obtenção do título de
Mestre em Engenharia Elétrica*

Comissão Julgadora:
Prof. Dr. Edson Bim - DSCE/FEEC/UNICAMP
Prof. Dr. Vivaldo Fernando da Costa - DSEE/FEEC/UNICAMP
Prof. Dr. Helder Tavares Câmara - COELE/UTFPR

Campinas, 03 de Agosto de 2009

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

M337c Maria, Daniel de Figueiredo
 Controle linear de máximo torque do motor síncrono
 de ímãs permanentes interiores / Daniel de Figueiredo
 Maria. --Campinas, SP: [s.n.], 2009.

 Orientador: Edson Bim.
 Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de
 Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
 Computação.

 1. Motores elétricos síncronos. 2. Controle vetorial.
 3. Ímãs permanentes. I. Bim, Edson. II. Universidade
 Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica
 e de Computação. III. Título.

Título em Inglês: A linear maximum torque control of the interior permanent magnet synchronous motor

Palavras-chave em Inglês: Synchronous motors, Vector control, Permanent magnets

Área de concentração: Energia Elétrica

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Vivaldo Fernando da Costa, Helder Tavares Câmara

Data da defesa: 03/08/2009

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

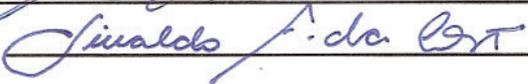
Candidato: Daniel de Figueiredo Maria

Data da Defesa: 3 de agosto de 2009

Título da Tese: "Controle Linear de Máximo Torque do Motor Síncrono de Ímãs Permanentes Interiores"

Prof. Dr. Edson Bim (Presidente):  _____

Prof. Dr. Helder Tavares Câmara:  _____

Prof. Dr. Vivaldo Fernando da Costa:  _____

“Sorte é o que acontece quando a preparação encontra a oportunidade.”

Elmer Letterman

*Aos meus pais João e Neide
e minha esposa Áurea.*

Resumo

Neste trabalho é apresentado o controle linear de máximo torque de um motor síncrono de ímãs permanentes interiores funcionando nas regiões de *torque constante* e *potência constante*. Na região de *torque constante* utiliza-se uma estratégia de controle baseada na curva de máximo torque por Ampère do motor e na região de *potência constante* implementa-se uma estratégia de *enfraquecimento de campo* que visa manter a tensão terminal de estator constante através do controle da reação de armadura. Para melhorar a resposta dinâmica do controle de torque na região de *potência constante* define-se uma faixa de velocidade intermediária, denominada região de *enfraquecimento parcial*, na qual estende-se o controle pela curva de máximo torque por Ampère. Resultados de simulação e experimentais são obtidos com o objetivo de avaliar os métodos de controle propostos.

Palavras chave: Motor síncrono de ímãs permanentes interiores (MSIPI), controle linear de torque, controle de máximo torque por Ampère e enfraquecimento de campo.

Abstract

In this work is presented the linear maximum torque control of an interior permanent magnet synchronous operating in the constant torque and field weakening ranges. The constant torque control is implemented by using the maximum torque per Ampère curve of the motor. The terminal stator voltage remains constant along the field weakening range due to the armature reaction control. In order to obtain a better dynamic response, the maximum torque per Ampère control is extended up to the field weakening range, in an intermediate region, called partial field weakening region. Experimental and simulation results are presented in order to validate the proposed torque control methods.

Keywords: Interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM), linear torque control, maximum torque per Ampère control and field weakening.

Agradecimentos

Aos meus queridos pais João e Neide pelo exemplo de dignidade, apoio e carinho em todas as fases da minha vida;

À minha linda esposa Áurea pelo amor e cumplicidade;

Aos amigos Gabriel Togni, Luiz Augusto Monteiro e Rafael di Lorenzo pelos ensinamentos e participação direta na minha formação pessoal e profissional;

Ao Prof. Dr. Edson Bim pela brilhante orientação, conselhos e motivação;

À *CAPES* e *UNICAMP* pelo suporte financeiro e técnico, respectivamente;

Aos meus companheiros de *FEEC*: Rogério Giacomini, Marco Tadashi, Alex e Rodrigo Caun pelas experiências compartilhadas;

Aos meus companheiros de trabalho na *WEG S.A*: Aniel Moraes, Rogério Blume, Helder Câmara, Arthur Seeman, Sandro Wuerges, Odiglei Hess, Hermman Finke, Ricardo Wiggers, Paulo Marcon, Mário Turqueti, Solon Brum e Adilson Zipf pelo apoio técnico e motivação;

Enfim, a todos que de uma maneira ou outra, apoiaram o desenvolvimento desse trabalho.

Sumário

Resumo	v
Abstract	vi
Agradecimentos	vii
Lista de Figuras	x
Lista de Tabelas	xii
Capítulo 1 Introdução	1
Capítulo 2 Motores Síncronos de Ímãs Permanentes	3
2.1 Introdução	3
2.2 Revisão bibliográfica	3
2.3 Tipos de motores síncronos de ímãs permanentes	6
2.4 Modelo matemático do MSIPI	8
2.4.1 Revisão sobre vetores espaciais	8
2.4.2 Modelo do MSIPI no sistema de referência síncrono	11
2.4.3 Equações do enrolamento amortecedor	18
2.4.4 Equações em p.u.	19
2.4.5 Diagrama de blocos do modelo matemático	23
2.5 Introdução ao controle linear de máximo torque do MSIPI	25
Capítulo 3 Controle Vetorial do MSIPI por Orientação do Fluxo de Rotor	26
3.1 Introdução	26
3.2 Região de torque constante	27
3.3 Região de enfraquecimento de campo	30
Capítulo 4 Resultados	38

4.1	Introdução	38
4.2	Controle linear de máximo torque do MSIPI	39
4.2.1	Região de torque constante	41
4.2.2	Região de enfraquecimento parcial	43
4.2.3	Região de enfraquecimento pleno	47
Capítulo 5	Conclusão e Sugestões para Trabalhos Futuros	52
5.1	Conclusão	52
5.2	Sugestões para trabalhos futuros	52
	Referências Bibliográficas	53

Lista de Figuras

2.1	Tipos de motores síncronos de ímãs permanentes superficiais.	7
2.2	Tipos de motores síncronos de ímãs permanentes interiores.	8
2.3	Estator trifásico e o seu equivalente bifásico.	10
2.4	Vetores espaciais da corrente de estator e fluxo concatenado produzido pelos ímãs.	12
2.5	Diagrama fasorial básico do motor de ímãs permanentes interiores.	15
2.6	Característica estática do torque eletromagnético de um MSIPI com fluxo radial.	18
2.7	Circuito equivalente do MSIPI.	20
2.8	Diagramas de blocos dos eixos d e q	24
2.9	Diagrama de blocos da equação eletromecânica.	25
3.1	Diagrama de blocos do controle de torque do MSIPI.	27
3.2	Diagrama fasorial na região de <i>torque constante</i>	28
3.3	Diagrama de blocos do controle na região de <i>torque constante</i>	28
3.4	Hipérboles de torque e curva <i>MTPA</i>	29
3.5	Funções utilizadas nos blocos F1 e F2.	30
3.6	Diagrama fasorial na região de <i>enfraquecimento pleno</i>	31
3.7	Controle ótimo da reação de armadura.	32
3.8	Curva <i>MTPA</i> , hipérboles de torque, elipses de tensão e circunferência de máxima corrente.	33
3.9	Diagrama fasorial na região de <i>enfraquecimento parcial</i>	34
3.10	Característica de torque do MSIPI.	34
3.11	Corrente i_{sd} na região de <i>enfraquecimento de campo</i>	36
3.12	Diagrama de blocos do controle na região de <i>enfraquecimento de campo</i>	36
3.13	Fluxograma do algoritmo de controle.	37
4.1	Fotos de um MSIPI de 6 pólos e fluxo radial.	40
4.2	Fotos da bancada experimental.	40
4.3	Diagrama circular e característica de torque do MSIPI.	41

4.4	Componentes de torque, modo de controle, potência e fator de potência obtidos em simulação para 0.8 p.u. de velocidade e 1.1 p.u. de torque.	42
4.5	Resposta da velocidade e das correntes i_{sd} e i_{sq} para 0.8 p.u. de velocidade e 1.1 p.u. de torque.	42
4.6	Corrente e tensão de fase para 0.8 p.u. de velocidade e 1.1 p.u. de torque.	43
4.7	Componentes de torque, modo de controle, potência e fator de potência obtidos em simulação para 0.9 p.u. de velocidade e 0.68 p.u. de torque.	44
4.8	Resposta da velocidade, torque eletromagnético e correntes i_{sd} e i_{sq} para 0.9 p.u. de velocidade e 0.68 p.u. de torque.	44
4.9	Corrente e tensão de fase para 0.9 p.u. de velocidade e 0.68 p.u. de torque.	45
4.10	Componentes de torque, modo de controle, potência e fator de potência obtidos em simulação para 0.9 p.u. de velocidade e 1.07 p.u. de torque.	46
4.11	Resposta da velocidade, torque eletromagnético e correntes i_{sd} e i_{sq} para 0.9 p.u. de velocidade e 1.07 p.u. de torque.	46
4.12	Corrente e tensão de fase para 0.9 p.u. de velocidade e 1.07 p.u. de torque.	47
4.13	Componentes de torque, modo de controle, potência e fator de potência obtidos em simulação para 1 p.u. de velocidade e 1 p.u. de torque.	48
4.14	Resposta da velocidade, torque eletromagnético e correntes i_{sd} e i_{sq} para 1 p.u. de velocidade e 1 p.u. de torque.	49
4.15	Corrente e tensão de fase para 1 p.u. de velocidade e 1 p.u. de torque.	49
4.16	Componentes de torque, modo de controle, potência e fator de potência obtidos em simulação para 1.1 p.u. de velocidade e 0.9 p.u. de torque.	50
4.17	Resposta da velocidade, torque eletromagnético e correntes i_{sd} e i_{sq} para 1.1 p.u. de velocidade e 0.9 p.u. de torque.	51
4.18	Corrente e tensão de fase para 1.1 p.u. de velocidade e 0.9 p.u. de torque.	51

Lista de Tabelas

4.1	Dados do MSIPI	39
4.2	Dados do inversor de frequência	39
4.3	Dados do dinamômetro	39

Lista de Símbolos e Abreviaturas

$\bar{\lambda}_{r\alpha\beta}$ e $\bar{\lambda}_{rdq}$	Vetores espaciais do fluxo concatenado de rotor nos referenciais estacionário e síncrono
$\bar{\lambda}_{s\alpha\beta}$ e $\bar{\lambda}_{sdq}$	Vetores espaciais do fluxo concatenado de estator nos referenciais estacionário e síncrono
$\bar{\psi}_{rdq}$	Vetor espacial do fluxo concatenado de rotor no referencial síncrono em p.u.
$\bar{\psi}_{sdq}$	Vetor espacial do fluxo concatenado de estator no referencial síncrono em p.u.
$\bar{I}_{s\alpha\beta}$ e \bar{I}_{sdq}	Vetores espaciais da corrente de estator nos referenciais estacionário e síncrono
$\bar{V}_{s\alpha\beta}$ e \bar{V}_{sdq}	Vetores espaciais da tensão terminal de estator nos referenciais estacionário e síncrono
δ	Ângulo de carga
$\hat{\psi}_m$	Fasor do fluxo de magnetização
$\hat{\psi}_{arm}$	Fasor do fluxo devido à reação de armadura
\hat{E}_f	Fasor da tensão de magnetização
\hat{V}_s e \hat{I}_s	Amplitude dos fasores da tensão terminal e corrente de estator
λ'_{kd} e λ'_{kq}	Componentes do fluxo concatenado do enrolamento amortecedor nos eixos direto e quadratura
λ_M	Fluxo concatenado devido aos ímãs
λ_b e λ_N	Valores de base e nominal do fluxo concatenado de estator
λ_{md} e λ_{mq}	Componentes do fluxo de magnetização nos eixos direto e quadratura
λ_{sd} e λ_{sq}	Componentes do fluxo concatenado de estator nos eixos direto e quadratura
ω_M	Máxima velocidade obtida com a curva <i>MTPA</i>
ω_r	Velocidade síncrona do rotor descrita em radianos elétricos por segundo
ω_{base}	Velocidade base
ω_b e ω_N	Valores de base e nominal da velocidade síncrona do rotor
$\omega_{m\acute{a}x}$	Velocidade máxima
ω_{mb} e ω_{mN}	Valores de base e nominal da velocidade mecânica do rotor
ϕ_M	Fluxo produzido pelos ímãs

ψ'_{kd} e ψ'_{kq}	Componentes do fluxo concatenado do enrolamento amortecedor nos eixos direto e quadratura em p.u.
ψ_M	Fluxo concatenado devido aos ímãs em p.u.
ψ_{md} e ψ_{mq}	Componentes do fluxo de magnetização nos eixos direto e quadratura em p.u.
ψ_{sd} e ψ_{sq}	Componentes do fluxo concatenado de estator nos eixos direto e quadratura em p.u.
θ_r	Ângulo espacial elétrico do rotor tomado a partir do eixo magnético da fase a_s
θ_s	Ângulo espacial elétrico tomado a partir do eixo magnético da fase a_s
φ_i e φ_v	Ângulos da corrente e tensão da fase as
E_f	Amplitude do fasor da tensão de magnetização
F_s	Força magneto-motriz resultante do estator por pólo
fmm	Força magneto-motriz
H	Constante de inércia
i'_{kd} e i'_{kq}	Componentes da corrente induzida no enrolamento amortecedor nos eixos direto e quadratura
i_0	Componente de seqüência zero da corrente de estator
i_m	Corrente fictícia que representa o fluxo produzido pelos ímãs
I_s	Amplitude do fasor corrente de estator
I_b e I_N	Valores de base e nominal da corrente de estator
$i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$	Componentes da corrente de estator nos eixos α e β
$i_{sa}(t)$	Corrente da fase a_s
$i_{sb}(t)$	Corrente da fase b_s
$i_{sc}(t)$	Corrente da fase c_s
i_{sd} e i_{sq}	Componentes da corrente de estator nos eixos direto e quadratura
J	Inércia do eixo
L'_{kd} e L'_{kq}	Componentes da indutância própria do enrolamento amortecedor nos eixos direto e quadratura
L_d e L_q	Componentes da indutância própria do enrolamento de estator nos eixos direto e quadratura
L_m	Indutância de magnetização
L_s	Indutância própria do enrolamento de estator
L_{md} e L_{mq}	Componentes da indutância de magnetização nos eixos direto e quadratura
L_{sl}	Indutância de dispersão do enrolamento de estator
<i>MSIP</i>	Motor síncrono de ímãs permanentes
<i>MSIPI</i>	Motor síncrono de ímãs permanentes interiores

$MSIPS$	Motor síncrono de ímãs permanentes superficiais
$MTPA$	Máximo torque por Ampère
N_s	Número efetivo de espiras em série por fase e por par de pólos do enrolamento de estator
P	Número de pares de pólos
P_b e P_N	Valores de base e nominal da potência de saída
R'_{kd} e R'_{kq}	Componentes da resistência do enrolamento amortecedor nos eixos direto e quadratura
r'_{kd} e r'_{kq}	Componentes da resistência do enrolamento amortecedor nos eixos direto e quadratura em p.u.
R_s	Resistência do enrolamento de estator
r_s	Resistência do enrolamento de estator em p.u.
T_M	Máximo torque obtido com a curva $MTPA$
T_{atr}	Torque devido ao atrito viscoso
T_b e T_N	Valores de base e nominal do torque eletromagnético
T_{em}	Torque eletromagnético
T_{mec}	Torque de carga
V_b e V_N	Valores de base e nominal da tensão de estator
v_{sd} e v_{sq}	Componentes da tensão de estator nos eixos direto e quadratura
x'_{lkd} e x'_{lkq}	Componentes da reatância de dispersão do enrolamento amortecedor nos eixos direto e quadratura
x_d e x_q	Componentes da reatância do enrolamento de estator nos eixos direto e quadratura
x_{sl}	Reatância de dispersão do enrolamento de estator
Z_b	Valor de base da impedância interna

CAPÍTULO 1

Introdução

O uso de motores síncronos de ímãs permanentes em aplicações industriais vem crescendo expressivamente nos últimos anos. Esta nova tendência se deve principalmente à alta eficiência destes motores, que chega a ser de 2 a 3% maior que a dos motores de indução. A redução do peso e volume também são fatores preponderantes para escolha destes motores.

O uso de ímãs permanentes elimina as perdas Joule que ocorrem no enrolamento de rotor das máquinas síncronas convencionais, possibilitando assim, o aumento da eficiência e do tempo de vida do motor, que passa a funcionar com menores níveis de temperatura. Como o rotor é formado por ímãs de alta densidade de fluxo, consegue-se construir motores mais compactos e, conseqüentemente, com um menor sistema de ventilação.

Além das vantagens proporcionadas pelo uso dos ímãs permanentes, o motor síncrono de ímãs permanentes interiores (MSIPI) possui algumas características que podem ser aproveitadas através do controle de torque para aumentar ainda mais o seu desempenho. As saliências presentes no entreferro do MSIPI, devido à disposição dos ímãs no interior do rotor, fazem com que o motor possua uma elevada razão L_q/L_d e, conseqüentemente, desenvolva o torque de relutância. Aproveitando esta parcela de torque através da adequada estratégia de controle aumenta-se a relação *torque/corrente* do motor, possibilitando o uso de um inversor de frequência de menor potência. Também é possível aproveitar o alto valor da razão L_q/L_d para acionar o motor na região de *enfraquecimento de campo*.

Tendo em vista as vantagens do MSIPI e a escassa quantidade de trabalhos publicados sobre o seu desempenho em toda faixa de velocidade, propõe-se analisar a eficiência e a resposta dinâmica do MSIPI nas regiões de *torque constante* e *enfraquecimento de campo*.

O texto desta dissertação está organizado da seguinte maneira: No Capítulo 2 são desenvolvidas as equações do modelo matemático do MSIPI que é usado para a obtenção dos resultados de simulação. No Capítulo 3, obtém-se o modelo matemático para os controles de máximo torque por Ampère (*MTPA*) e *enfraquecimento de campo* que são testados em simulação e, também, em ensaio experimental. Com o objetivo de validar as estratégias de controle propostas, resultados de simulação e experimentais são apresentados no Capítulo 4. Finalmente,

no Capítulo 5 é feita a comparação do desempenho do controle linear de torque do MSIPI nas regiões de *torque constante* e *enfraquecimento de campo* e, também, são sugeridos trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2

Motores Síncronos de Ímãs Permanentes

2.1 Introdução

O MSIPI está se tornando cada vez mais presente em aplicações como compressores, carros elétricos e sistemas de refrigeração. Isto se deve às suas inúmeras vantagens, como por exemplo: alta eficiência, alta relação *torque/inércia*, extensa faixa de operação na região de *potência constante*, baixo índice de manutenção e dimensões reduzidas. Contudo, para que estas vantagens sejam aproveitadas é necessário que o sistema de acionamento determine o correto valor do ângulo de carga para cada condição de operação. Portanto, este capítulo apresenta uma revisão bibliográfica das principais técnicas de controle linear de torque do MSIPI nas regiões de *torque constante* e *enfraquecimento de campo* e, em seguida, são descritas as equações do modelo matemático do MSIPI utilizado para obtenção dos resultados de simulação.

2.2 Revisão bibliográfica

Existem vários tipos de controle vetorial para o MSIPI descritos na literatura, como por exemplo: controle de fator de potência unitário, controle de fluxo constante, controle de máximo torque e controle de máxima eficiência. Contudo, estas estratégias podem ser classificadas basicamente em controle linear e não linear de torque. Por exemplo, fixar a corrente i_{sd} em zero de tal maneira que a corrente i_{sq} seja proporcional ao torque é a maneira mais simples de implementar um controle linear de torque para MSIPI. Entretanto, isto faz com que a parcela de torque de relutância seja desprezada e o sistema de acionamento apresente baixa eficiência. Por outro lado, para que o torque de relutância seja aproveitado pode-se empregar alguma estratégia de controle não linear como, por exemplo, o controle adaptativo de *enfraquecimento de campo* proposto por Sozer & Torrey (1998). Contudo, o projeto dos reguladores envolvido nestas estratégias é muito complexo e o modelo empregado depende de vários parâmetros do MSIPI. Em vista destas desvantagens, este trabalho propõe-se desenvolver um controle linear de torque que visa simplificar o projeto dos reguladores e tornar o controle menos sensível aos parâmetros do MSIPI

Geralmente, os trabalhos que propõem algum tipo de controle linear de torque do MSIPI utilizam a curva de máximo torque por Ampère (*MTPA*) do motor para acioná-lo na região de *torque constante*. Por exemplo, Krishnan (1993), Vas (1998), Kim (2004), Øvrebø (2004) e Pan & Sue (2005) propõem um controle linear de torque que utiliza a curva *MTPA* para determinar as referências i_{sd}^* e i_{sq}^* na região de *torque constante*. Estas referências são obtidas através das funções $i_{sd}^* = f(t_{em}^*)$ e $i_{sq}^* = f(t_{em}^*)$, cujas entradas são o torque de referência gerado pelo regulador de velocidade. Estas funções, que são facilmente implementadas através de funções polinomiais, têm a finalidade de acionar o MSIPI com a mínima corrente de estator necessária para atender o torque demandado e, conseqüentemente, a máxima eficiência. Em vista destas vantagens, este trabalho também utiliza a curva *MTPA* para acionar o MSIPI na região de *torque constante*.

Mademlis, Kioskeridis & Margaris (2004) investigam uma estratégia para compensar as perdas ferro e perdas cobre no controle de torque do MSIPI na região de *torque constante*. A estratégia consiste em incorporar um modelo de perdas no controle com o objetivo de determinar um valor ótimo de i_{sd} que minimize as perdas no MSIPI. Os autores afirmam que não é necessário conhecer o modelo de perdas do MSIPI, pois os seus parâmetros são determinados através de ensaios experimentais. Esta estratégia de controle também é baseada na curva *MTPA*, contudo, um conjunto de curvas é determinado para diferentes valores de velocidade. A partir destas curvas os valores de i_{sd} são determinados através da mesma estratégia descrita pelos trabalhos que propõem o controle *MTPA*. Os resultados apresentados demonstram que o controle de torque apresenta um ganho de eficiência com a introdução das perdas no modelo matemático do MSIPI. Contudo, esta otimização torna o sistema de acionamento sensível a vários parâmetros do motor e, uma vez que os parâmetros não são estimados em tempo real, haverá uma diminuição da eficiência com a variação dos parâmetros. Além disso, é necessário realizar diversos ensaios experimentais para levantar os parâmetros do modelo, caso o sistema de acionamento tenha que atender motores com características eletromecânicas distintas.

Para o controle de torque acima da velocidade base cada trabalho apresenta uma estratégia particular. Vas (1998) propõe uma estratégia de controle linear de torque na região de *enfraquecimento de campo* baseada na saturação dos reguladores de corrente, que ocorre em altas velocidades quando a tensão de magnetização (E_f) ultrapassa o valor de base. O sinal de erro Δi_{sd} obtido através da diferença entre a corrente i_{sd} e o sinal de referência i_{sd}^* é usado para identificar a saturação dos reguladores de corrente. Este sinal é utilizado na entrada de um regulador PI, cuja saída é usada para limitar i_{sq}^* . Os sinais de referência i_{sd}^* e i_{sq}^* são obtidos através das mesmas funções utilizadas na região de *torque constante*, porém, à medida que a tensão terminal de estator aproxima-se do valor de base, o erro Δi_{sd} aumenta e, conseqüente-

mente, i_{sq}^* diminui em resposta à saturação dos reguladores. Desta forma o torque desenvolvido é limitado e o MSIPI acelera com *potência constante* na região de *enfraquecimento de campo*. Quando o MSIPI está operando abaixo da velocidade base a característica dinâmica do sistema de controle depende apenas da resposta dos controladores, entretanto, durante o *enfraquecimento de campo* a resposta dinâmica do sistema também passa a depender da saturação dos reguladores. Esta característica é responsável pela baixa resposta dinâmica do MSIPI na região de *potência constante*.

A fim de melhorar a resposta dinâmica do sistema de acionamento na região de *potência constante*, Krishnan (1993) propõe uma estratégia de controle efetivo de corrente em coordenadas polares com resposta rápida à transitórios. Além de aumentar a resposta dinâmica, o controle proposto por Krishnan (1993) também elimina os picos de corrente durante os transitórios que, conseqüentemente, diminui as perdas cobre. Esta técnica de controle consiste em obter uma curva $i_{sd} = f(\omega_r)$ baseada na equação da tensão terminal de estator, que determina o valor de i_{sd} necessário para enfraquecer o fluxo de magnetização e limitar a tensão terminal de estator em 1 p.u.. A partir do módulo da corrente de estator e do valor de i_{sd} determinado pela curva, a corrente i_{sq} é limitada para uma determinada velocidade. Desta forma, o torque desenvolvido é limitado e o MSIPI acelera com *potência constante* na região de *enfraquecimento de campo*. A fim de comprovar o aumento da eficiência e resposta dinâmica obtidos através desta estratégia, são apresentados resultados de simulação nos quatro quadrantes. A partir destes resultados verifica-se que o torque real segue a trajetória da curva *MTPA* na região de *torque constante*, e na região de *enfraquecimento de campo* a potência é mantida em 1 p.u.. Também é possível verificar nos resultados que o controle proposto garante uma boa resposta dinâmica ao controle, pois o torque real converge rapidamente para o valor de referência durante os transitórios.

Pan & Sue (2005) também apresentam uma estratégia para o controle do MSIPI na região de *potência constante* baseada na aplicação de uma corrente i_{sd} para enfraquecer o fluxo de magnetização. Contudo, eles determinam uma faixa de operação intermediária entre a região *linear* e a região de *enfraquecimento de campo*, denominada região de *enfraquecimento de campo parcial* que visa estender o controle através da curva *MTPA*. Nesta estratégia, caso o MSIPI esteja sendo acionado acima da região linear com um torque que resulta em uma tensão terminal de estator menor que o valor de base, não é feita a transição para o *enfraquecimento de campo* e o motor continua sendo acionado pela curva *MTPA*. Os resultados apresentados demonstram que ao operar com a região de *torque constante* estendida, o MSIPI possui uma resposta mais rápida e picos de corrente menores durante os transitórios, o que resulta na diminuição das perdas cobre.

Em vista das vantagens do controle linear de torque apresentadas neste capítulo, propõe-se desenvolver um controle linear de máximo torque para o MSIP em coordenadas cartesianas. O controle na região de *torque constante* baseia-se na curva *MTPA* e o controle na região de *enfraquecimento de campo* utiliza a técnica de avanço de corrente para manter a tensão terminal de estator constante. As equações desenvolvidas para acionar o MSIP são testadas em simulação e validadas através de ensaios experimentais.

2.3 Tipos de motores síncronos de ímãs permanentes

Tradicionalmente, os motores síncronos de ímãs permanentes (MSIP) eram construídos com ímãs de ferrite ou samário-cobalto, pois estes materiais possuem alta densidade de fluxo (*maior que 1 T*) e elevada coercividade (*maior que 7000 A/cm*) (Ranganathan, Bossche & Coussens 1994). Recentemente, materiais como o Neodímio-ferro-boro tornaram-se acessíveis, possibilitando a produção de MSIP com alta relação *torque/inércia* em escala comercial. O uso destes ímãs permite a construção de motores com menor risco de desmagnetização e mais compactos, podendo ter uma redução de até 47% em seu volume e 36% em seu peso em relação a um motor de indução com a mesma potência (P&D 2007).

Devido a estas vantagens os MSIP são indicados para aplicações que requerem alto rendimento, tais como: carros elétricos, robôs industriais, atuadores aeroespaciais, máquinas-ferramenta, exaustores, compressores etc. Por outro lado, os MSIP ainda apresentam alto custo de produção que reduzirá com a evolução da tecnologia.

Os MSIP possui um enrolamento de estator trifásico similar ao motor síncrono convencional e ímãs permanentes no lugar do enrolamento de campo. Para as aplicações nas quais o MSIP é alimentado diretamente da rede, o rotor é equipado com uma gaiola de partida, contudo, como a maioria dos MSIP são acionados por inversor de frequência, não é necessário incorporá-la ao rotor.

As características desses motores dependem basicamente do tipo dos ímãs e a maneira com que eles são montados no rotor. O motor de ímãs superficiais (MSIPS) tem os ímãs fixados na superfície do rotor através de um adesivo epóxi e o motor de ímãs interiores (MSIPI) possui os ímãs inseridos no rotor, como pode ser observado nas Figuras 2.1 e 2.2.

Motor síncrono de ímãs permanentes superficiais

Fixar os ímãs na superfície do rotor é a maneira mais simples e barata de construir um MSIP, pois os ímãs são simplesmente fixados em um eixo cilíndrico laminado através de um adesivo do tipo epóxi, como pode ser visto na Figura 2.1a. Em alguns casos os ímãs também são envoltos por um material não condutivo para melhorar a fixação. Contudo, este tipo de

construção é menos robusta quando comparado à configuração com ímãs interiores e também não é adequado para aplicações que requerem altas velocidades.

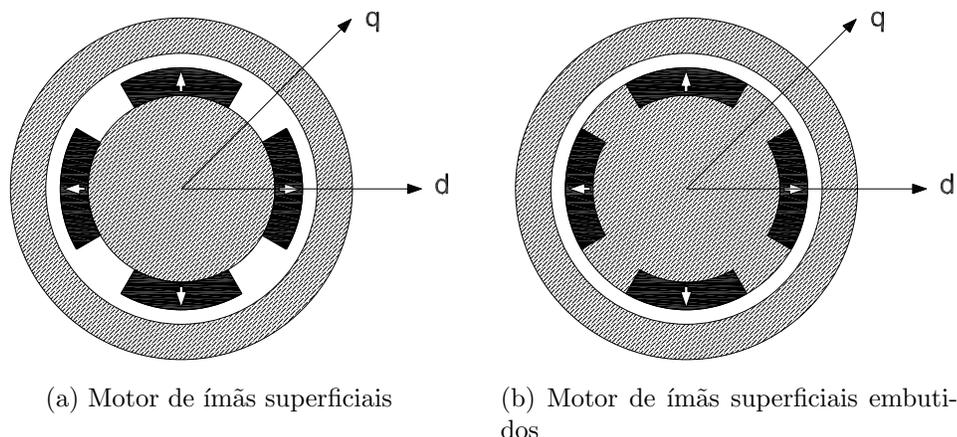


Figura 2.1: Tipos de motores síncronos de ímãs permanentes superficiais.

Como a permeabilidade magnética dos ímãs é aproximadamente igual a do ar, o rotor com ímãs superficiais possui um entreferro constante. Com isso as componentes da indutância nos eixos direto e quadratura são iguais e o torque desenvolvido pelo motor síncrono de ímãs permanentes superficiais (MSIPS) se deve apenas à interação da corrente de estator com o fluxo de magnetização, ao contrário dos motores de pólos salientes, que também possuem torque de relutância. O baixo valor da indutância de magnetização, resultante do grande entreferro, faz com que o estator do MSIPS tenha uma baixa constante de tempo. O MSIPS também apresenta um rotor de diâmetro reduzido e baixa inércia. Estas características garantem uma boa resposta dinâmica e torna este motor adequado para servo-acionamentos como os robôs industriais e as máquinas-ferramenta.

Para melhorar a robustez mecânica do motor, o rotor pode ser construído com saliências para preencher os espaços entre os ímãs, como apresentado na Figura 2.1b. O rotor com este aspecto aumenta a indutância de magnetização do MSIPS e torna a sua componente no eixo em quadratura maior que a componente no eixo direto. Estas saliências dão origem ao torque de relutância que, para uma determinada faixa do ângulo de carga, se soma ao torque devido aos ímãs e aumenta a relação *torque/corrente* do motor.

Motor síncrono de ímãs permanentes interiores

Outra maneira de construir um MSIP é inserir os ímãs no interior do rotor como pode ser visto na Figura 2.2. Esta configuração traz algumas vantagens para o MSIP, tais como,

melhor robustez mecânica e menor entreferro. O elevado valor da indutância de magnetização resultante do pequeno entreferro, faz com que o motor síncrono de ímãs interiores (MSIPI) seja capaz de atingir velocidades muito maiores que o MSIPS (Vas 1992). O torque de relutância obtido com esta configuração também é muito maior que no arranjo com ímãs superficiais embutidos.

A boa relação de torque e o alto valor da razão L_q/L_d tornam o MSIPI ideal para aplicações que operam em altas velocidades com *potência constante*, tais como: carros elétricos e compressores. O MSIPI com fluxo radial é motor utilizado para obtenção dos resultados apresentados no Capítulo 4 e também o mais adotado pelos fabricantes, devido ao baixo valor da indutância de dispersão.

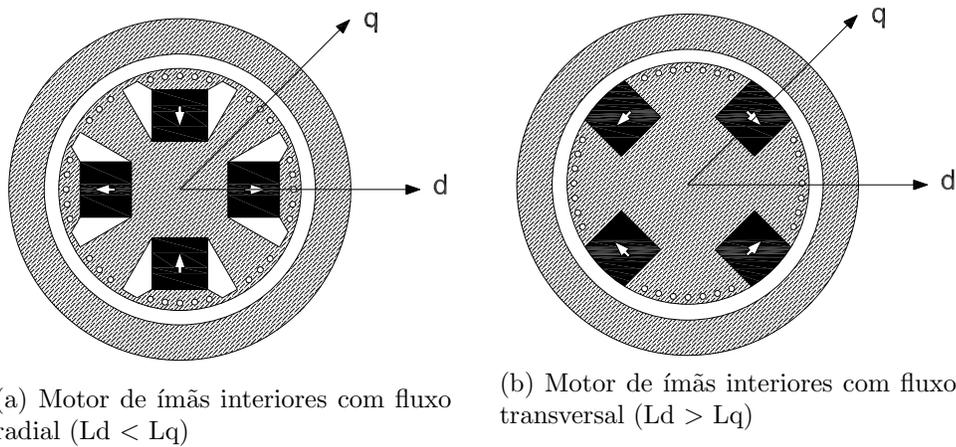


Figura 2.2: Tipos de motores síncronos de ímãs permanentes interiores.

2.4 Modelo matemático do MSIPI

2.4.1 Revisão sobre vetores espaciais

Fasores são números complexos utilizados para representar grandezas que variam senoidalmente no tempo. À semelhança destas grandezas, as *fmms* com distribuição espacial aproximadamente senoidal produzidas pelos enrolamentos de cada fase do estator de uma máquina trifásica podem ser representadas por *vetores espaciais*, também denominados *fasores espaciais*.

A fmm resultante do estator por pólo é a soma no espaço das fmms de cada fase, isto é,

$$F_s = \frac{N_s}{2} [i_{sa}(t)\cos\theta_s + i_{sb}(t)\cos(\theta_s - 2\pi/3) + i_{sc}(t)\cos(\theta_s - 4\pi/3)] \quad (2.1)$$

onde N_s é o número efetivo de espiras em série por par de pólos do enrolamento de cada fase do estator e θ_s é o ângulo espacial elétrico tomado a partir da posição espacial do eixo magnético da fase a_s do estator.

O vetor espacial da corrente de estator é definido a partir da projeção da fmm de cada fase nos eixos ortogonais fictícios α e β , o que significa supor a existência de duas bobinas posicionadas em cada um desses eixos. Assim, é estabelecido um estator bifásico equivalente ao trifásico. Admitindo que cada uma dessas bobinas equivalentes tem N_{seq} espiras efetivas por fase e são excitadas por correntes equivalentes em quadratura no tempo, $i_{s\alpha}(t)$ e $i_{s\beta}(t)$, como ilustrado na Figura 2.3, a projeção da fmm resultante nos eixos ortogonais resulta nas seguintes componentes:

$$\frac{N_{seq}}{2} i_{s\alpha} = \frac{N_s}{2} \left[i_{sa}(t) + i_{sb}(t) \cos \frac{2\pi}{3} + i_{sc}(t) \cos \frac{4\pi}{3} \right] \quad (2.2)$$

$$\frac{N_{seq}}{2} i_{s\beta} = \frac{N_s}{2} \left[i_{sb}(t) \sen \frac{2\pi}{3} + i_{sc}(t) \sen \frac{4\pi}{3} \right] \quad (2.3)$$

que após algumas simplificações, resulta nas expressões das correntes do estator bifásico equivalente, dadas por:

$$i_{s\alpha} = k \left[i_{sa}(t) + i_{sb}(t) \cos \frac{2\pi}{3} + i_{sc}(t) \cos \frac{4\pi}{3} \right] \quad (2.4)$$

$$i_{s\beta} = k \left[i_{sb}(t) \sen \frac{2\pi}{3} + i_{sc}(t) \sen \frac{4\pi}{3} \right] \quad (2.5)$$

onde $k = N_s/N_{seq}$ é a relação entre as espiras dos estores trifásico e bifásico. Portanto, o vetor espacial da corrente no sistema estacionário é

$$\bar{I}_{s\alpha\beta} = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} = k \left[i_{sa}(t) e^{j0} + i_{sb}(t) e^{j2\pi/3} + i_{sc}(t) e^{j4\pi/3} \right] \quad (2.6)$$

Para que a transformação inversa exista e que a solução seja única, é necessário acrescentar uma nova componente, definida como componente de seqüência zero e dada por:

$$i_0 = \frac{i_{sa}(t) + i_{sb}(t) + i_{sc}(t)}{3} \quad (2.7)$$

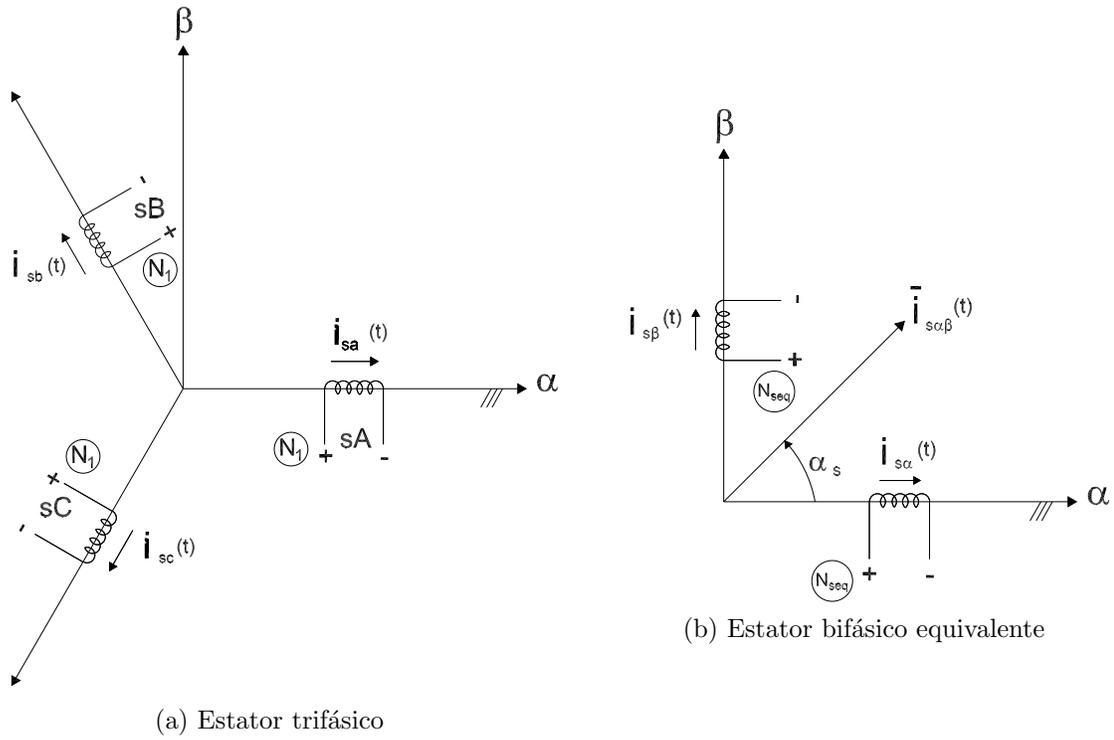


Figura 2.3: Estator trifásico e o seu equivalente bifásico.

e, conseqüentemente, a transformação trifásico-bifásico escrita na forma matricial é dada por

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_0 \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{3k} & \frac{1}{3k} & \frac{1}{3k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa}(t) \\ i_{sb}(t) \\ i_{sc}(t) \end{bmatrix}$$

na qual k é uma constante arbitrária.

Se $k = 2/3$, como é adotado neste texto, as amplitudes dos vetores espaciais de corrente e tensão serão iguais às respectivas amplitudes das variáveis de fase, e conseqüentemente, a potência por fase do estator bifásico será igual àquela por fase do estator trifásico. Isto torna esta transformação *variante em potência* (Bim 2009).

Multiplicando o vetor espacial da corrente de estator no referencial estacionário ($\bar{I}_{s\alpha\beta}$) pelo operador $e^{-j\theta_r}$, obtém-se o vetor corrente de estator no referencial girante síncrono fixado no rotor,

$$\bar{I}_{sdq} = e^{-j\theta_r} \bar{I}_{s\alpha\beta} \quad (2.8)$$

$$\bar{I}_{sdq} = i_{s\alpha} \cos\theta_r + i_{s\beta} \sin\theta_r + j (i_{s\beta} \cos\theta_r - i_{s\alpha} \sin\theta_r) \quad (2.9)$$

que na forma matricial torna-se

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \text{sen}\theta_r \\ -\text{sen}\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha}(t) \\ i_{s\beta}(t) \end{bmatrix}$$

Se o motor está em regime permanente, os vetores espaciais do referencial síncrono são grandezas contínuas, ao contrário do sistema estacionário, cujos vetores variam senoidalmente no tempo com frequência igual a do estator. Portanto, os motores elétricos de corrente alternada, quando modelados no sistema de referência síncrono podem ser controladas através de reguladores PI, pois estes reguladores são incapazes de seguir referências variantes no tempo sem distorcê-las.

2.4.2 Modelo do MSIPI no sistema de referência síncrono

O modelo matemático do MSIPI é similar ao modelo do motor síncrono convencional com pólos salientes sem enrolamentos amortecedores. Na Seção 2.4.3 as equações dos enrolamentos amortecedores são incluídas no modelo com a finalidade de incorporar a indução de correntes parasitas na massa metálica do rotor que tem influência direta na resposta dinâmica do motor (Vas 1992). O enrolamento de campo do motor síncrono convencional é substituído por ímãs permanentes, cuja posição coincide com o eixo direto do referencial síncrono fixado no rotor. Os ímãs são representados por uma fonte de corrente fictícia (i_m) que produz o fluxo concatenado λ_M . O fluxo λ_M é igual ao produto entre a indutância de magnetização (L_m) e a corrente i_m . Portanto, o vetor espacial do fluxo concatenado de rotor no referencial síncrono é expresso por $\bar{\lambda}_{rdq} = \lambda_M = L_m i_m$. O fluxo de rotor expresso no referencial estacionário é, então, dado por

$$\bar{\lambda}_{r\alpha\beta} = \bar{\lambda}_{rdq} e^{j\theta_r} = L_m i_m e^{j\theta_r} \quad (2.10)$$

$$\theta_r = \omega_r t + \theta_{r0} \quad (2.11)$$

onde θ_r é o ângulo elétrico do rotor e ω_r é a velocidade síncrona do rotor descrita em radianos elétricos por segundo.

O fluxo λ_M pode ser determinado através da medição da tensão E_f gerada no estator, quando o MSIPI é acionado a vazio com velocidade constante. Portanto, λ_M é obtido a partir da substituição do valor eficaz da tensão induzida por fase no estator e a velocidade síncrona do rotor em Hertz, na seguinte expressão:

$$E_f = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f K_w N_s \phi_M = 4,44 f K_w \lambda_M \quad (2.12)$$

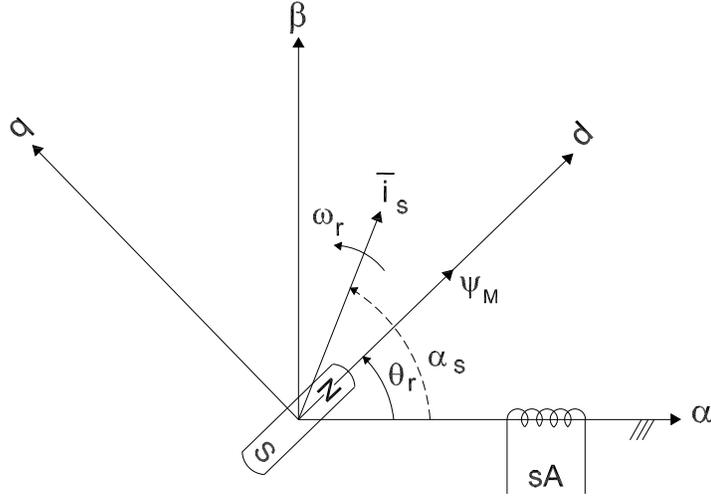


Figura 2.4: Vetores espaciais da corrente de estator e fluxo concatenado produzido pelos ímãs.

onde K_w é o fator de enrolamento e ϕ_M é o fluxo produzido pelos ímãs. O fator K_w é obtido pelo produto entre o fator de distribuição e o fator de encurtamento do enrolamento de estator.

O fluxo ϕ_M diminui com o aumento de temperatura, resultando na diminuição do torque desenvolvido pelo MSIPI. Por exemplo, ímãs compostos por samário-cobalto ou ferrite apresentam diminuição de fluxo que varia de 2 a 20% para uma variação de 100°C de temperatura. Em níveis extremos de temperatura os ímãs podem ser completamente desmagnetizados. Além da temperatura, o torque desenvolvido pelo MSIPI também sofre variações com os efeitos da saturação do ferro (Vas 1992).

Vetores espaciais das tensões elétricas e fluxos concatenados

As expressões dos vetores espaciais da tensão terminal e do fluxo concatenado de estator descritos no referencial estacionário são dadas por,

$$\bar{V}_{s\alpha\beta} = R_s \bar{I}_{s\alpha\beta} + \frac{d\bar{\lambda}_{s\alpha\beta}}{dt} \quad (2.13)$$

$$\bar{\lambda}_{s\alpha\beta} = L_s \bar{I}_{s\alpha\beta} + \lambda_M e^{j\theta_r} = L_s \bar{I}_{s\alpha\beta} + L_m i_m e^{j\theta_r} \quad (2.14)$$

onde L_s e L_m são as indutâncias própria e de magnetização.

A expressão do vetor espacial da tensão terminal de estator descrita no referencial síncrono é obtida após a multiplicação da Equação (2.13) pelo operador $e^{-j\theta_r}$,

$$\underbrace{\bar{V}_{s\alpha\beta} e^{-j\theta_r}}_{\bar{V}_{sdq}} = R_s \underbrace{\bar{I}_{s\alpha\beta} e^{-j\theta_r}}_{\bar{I}_{sdq}} + e^{-j\theta_r} \frac{d\bar{\lambda}_{s\alpha\beta}}{dt} \quad (2.15)$$

Como,

$$e^{-j\theta_r} \frac{d}{dt} \bar{\lambda}_{s\alpha\beta} = \frac{d}{dt} \underbrace{\bar{\lambda}_{s\alpha\beta} e^{-j\theta_r}}_{\bar{\lambda}_{sdq}} + j\omega_r \underbrace{\lambda_{s\alpha\beta} e^{-j\theta_r}}_{\bar{\lambda}_{sdq}} \quad (2.16)$$

a expressão do vetor espacial da tensão terminal de estator torna-se,

$$\bar{V}_{sdq} = R_s \bar{I}_{sdq} + \frac{d\bar{\lambda}_{sdq}}{dt} + j\omega_r \bar{\lambda}_{sdq} \quad (2.17)$$

na qual o vetor espacial do fluxo concatenado de estator $\bar{\lambda}_{sdq}$ escrito em função das indutâncias L_s e L_m é dado por,

$$\bar{\lambda}_{sdq} = L_s \bar{I}_{sdq} + \lambda_M = L_s \bar{I}_{sdq} + L_m i_m \quad (2.18)$$

Como os vetores espaciais da tensão, corrente e fluxo concatenado de estator são representados por

$$\bar{V}_{sdq} = v_{sd} + jv_{sq} \quad (2.19)$$

$$\bar{\lambda}_{sdq} = \lambda_{sd} + j\lambda_{sq} \quad (2.20)$$

$$\bar{I}_{sdq} = i_{sd} + ji_{sq} \quad (2.21)$$

as componentes de eixo direito e quadratura da tensão terminal de estator são dadas, respectivamente, por

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\lambda_{sd}}{dt} - \omega_r \lambda_{sq} \quad (2.22)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\lambda_{sq}}{dt} + \omega_r \lambda_{sd} \quad (2.23)$$

onde as componentes do fluxo concatenado de estator no referencial síncrono são descritos por

$$\lambda_{sd} = L_d i_{sd} + \lambda_M = L_d i_{sd} + L_{md} i_m \quad (2.24)$$

$$\lambda_{sq} = L_q i_{sq} \quad (2.25)$$

As componentes em eixo direto e quadratura da indutância própria do enrolamento de estator são expressas por

$$L_d = L_{sl} + L_{md} \quad (2.26)$$

$$L_q = L_{sl} + L_{mq} \quad (2.27)$$

Diagrama fasorial

Para construir o diagrama fasorial do MSIPI, as Equações (2.22) e (2.23) devem ser particularizadas para o funcionamento em regime permanente como mostrado nas seguintes expressões:

$$v_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_r L_q i_{sq} \quad (2.28)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_r (L_d i_{sd} + L_{md} i_m) \quad (2.29)$$

Escritas em função das reatâncias x_d e x_q e da tensão E_f , as Equações (2.28) e (2.29) tornam-se,

$$v_{sd} = R_s i_{sd} - x_q i_{sq} \quad (2.30)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + x_d i_{sd} + E_f \quad (2.31)$$

As componentes da corrente e tensão de estator nos eixos direto e quadratura podem ser vistas como fasores, dadas por

$$\bar{V}_{sdq} = \hat{V}_{sd} + \underbrace{\hat{V}_{sq}}_{jv_{sq}} \quad (2.32)$$

$$\bar{I}_{sdq} = \hat{I}_{sd} + \underbrace{\hat{I}_{sq}}_{ji_{sq}} \quad (2.33)$$

Combinando as Equações (2.30) e (2.31) chega-se na expressão do vetor espacial da tensão de estator em função dos fasores da corrente de estator,

$$\bar{V}_{sdq} = \hat{V}_{sd} + \hat{V}_{sq} = R_s \bar{I}_{sdq} + jx_d \hat{I}_{sd} + \hat{E}_f + jx_q \hat{I}_{sq} \quad (2.34)$$

Se as correntes nas fases do enrolamento de estator são dadas por

$$i_{sa}(t) = \sqrt{2}I \cos(\omega_r t + \varphi_i) \quad (2.35)$$

$$i_{sb}(t) = \sqrt{2}I \cos(\omega_r t + \varphi_i - 2\pi/3) \quad (2.36)$$

$$i_{sc}(t) = \sqrt{2}I \cos(\omega_r t + \varphi_i - 4\pi/3) \quad (2.37)$$

e as tensões de fase nos terminais do estator são:

$$v_{sa}(t) = \sqrt{2}V \cos(\omega_r t + \varphi_v) \quad (2.38)$$

$$v_{sb}(t) = \sqrt{2}V \cos(\omega_r t + \varphi_v - 2\pi/3) \quad (2.39)$$

$$v_{sc}(t) = \sqrt{2}V \cos(\omega_r t + \varphi_v - 4\pi/3) \quad (2.40)$$

se apenas os fasores \hat{V}_s e \hat{I}_s e os valores das reatâncias x_d e x_q na frequência nominal são conhecidos, não é possível construir o diagrama, pois também é necessário conhecer o valor do ângulo δ para que se possa determinar as componentes da corrente de estator nos eixo direto e quadratura. Ao substituir a igualdade

$$jx_q\hat{I}_{sq} = jx_q \underbrace{(\hat{I}_{sd} + \hat{I}_{sq})}_{\hat{I}_s} - jx_q\hat{I}_{sd} \quad (2.46)$$

na Equação (2.34), obtém-se

$$\hat{V}_s = (R_s + jx_q)\hat{I}_s + j(x_d - x_q)\hat{I}_{sd} + \hat{E}_f \quad (2.47)$$

que escrita de forma alternativa, resulta em

$$\hat{V}_s - (R_s + jx_q)\hat{I}_s = \underbrace{j(x_d - x_q)\hat{I}_{sd} + \hat{E}_f}_{\text{tensão no eixo em quadratura}} \quad (2.48)$$

As expressões da tensão e corrente de estator das fases *bs* e *cs* podem ser escritas da mesma maneira, pois os fasores da tensão terminal de estator de cada fase e os correspondentes fasores da tensão E_f se mantêm.

Observa-se na Figura 2.5 que \hat{I}_s está a frente de \hat{V}_s , e portanto, o MSIPI possui fator de potência capacitivo. Isto ocorre quando o MSIPI está sendo acionado com uma velocidade acima do valor de base (região de *enfraquecimento de campo*). Nota-se também que o motor está operando *superexcitado*, pois $\hat{E}_f > \hat{V}_{sq}$ (Bim 2009). Os diagramas fasoriais do MSIPI nas regiões de *torque constante e enfraquecimento de campo* são apresentados em maiores detalhes no Capítulo 3.

Torque eletromagnético

O MSIPI com fluxo radial possui $x_q > x_d$ devido ao maior comprimento do entreferro no eixo direto que está alinhando com o fluxo dos ímãs. Esta variação da reatância ao longo do entreferro faz com que o MSIPI desenvolva o torque de relutância.

Substituindo as expressões (2.24) e (2.25) na expressão do torque eletromagnético, dada por

$$T_{em} = \frac{3P}{2} Im [\bar{I}_{sdq} \bar{\lambda}_{sdq}^*] = \frac{3P}{2} [i_{sq}\lambda_{sd} - i_{sd}\lambda_{sq}] \quad (2.49)$$

obtém-se a seguinte expressão do torque desenvolvido pelo MSIPI:

$$T_{em} = \frac{3P}{2} \left[\underbrace{\lambda_M i_{sq}}_{\text{torque dos imãs}} + \underbrace{(L_d - L_q) i_{sd} i_{sq}}_{\text{torque de relutância}} \right] \quad (2.50)$$

De acordo com o diagrama fasorial apresentado na Figura 2.5, as tensões v_{sd} e v_{sq} podem ser expressas da seguinte maneira,

$$v_{sd} = V_s \text{sen}(\delta) \quad (2.51)$$

$$v_{sq} = V_s \text{cos}(\delta) \quad (2.52)$$

Ao substituir estas expressões, nas Equações (2.28) e (2.29) com a resistência R_s desprezada, obtêm-se:

$$i_{sd} = \frac{V_s \text{cos}(\delta) - E_f}{x_d} \quad (2.53)$$

$$i_{sq} = -\frac{V_s \text{sen}(\delta)}{x_q} \quad (2.54)$$

Após a substituição destas expressões na Equação (2.50), obtém-se a expressão do torque eletromagnético em função do ângulo δ ,

$$T_{em} = \frac{3P}{\omega_r} \left[V_s \frac{E_f}{x_d} \text{sen}(\delta) + \frac{V_s^2}{2} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \text{sen}(2\delta) \right] \quad N.m \quad (2.55)$$

Analisando a Equação (2.55) através do gráfico apresentado na Figura 2.6, nota-se que o MSIPI com fluxo radial ($x_d < x_q$) desenvolve o máximo torque na faixa $90^\circ < \delta < 180^\circ$, pois o torque de relutância tem o seguinte comportamento,

$$\frac{V_s^2}{2} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \text{sen}(2\delta) > 0 \text{ para } 90^\circ < \delta < 180^\circ \quad (2.56)$$

$$\frac{V_s^2}{2} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \text{sen}(2\delta) < 0 \text{ para } 0^\circ < \delta < 90^\circ \quad (2.57)$$

Em contrapartida, como o MSIPS possui $x_q = x_d$ não há torque de relutância e, portanto, o máximo torque é atingido com $\delta = 90^\circ$, ou seja, quando atinge-se o máximo valor do torque devido aos imãs (Sebastian & Slemon 1987).

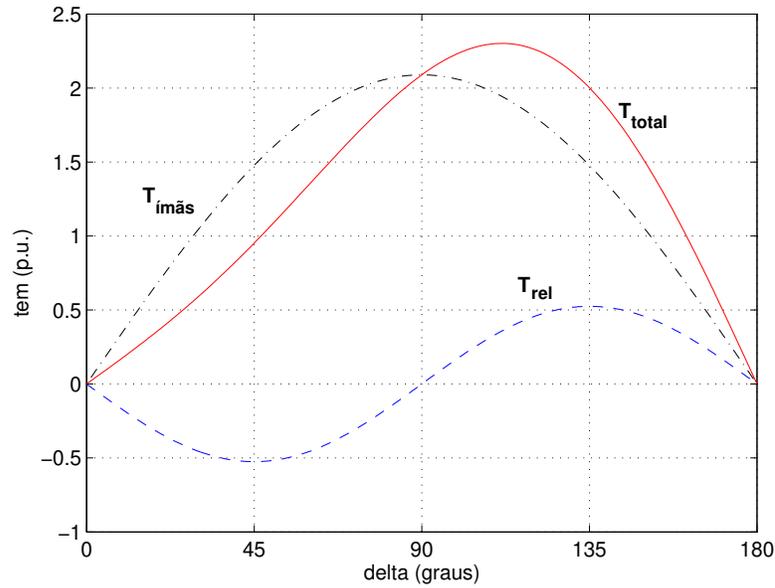


Figura 2.6: Característica estática do torque eletromagnético de um MSIPI com fluxo radial.

Equação do movimento

Adotando a convenção de receptor, o torque de carga (T_{mec}) e o torque devido ao atrito viscoso (T_{atr}) são resistentes ao torque eletromagnético (T_{em}) e, portanto, têm sinal negativo na equação de equilíbrio do torque,

$$T_{em} - T_{mec} - T_{atr} = J \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{2J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} \quad N.m \quad (2.58)$$

2.4.3 Equações do enrolamento amortecedor

Os MSIPI podem ser representados adequadamente por um modelo matemático composto por um par de enrolamentos amortecedores em conjunto com o enrolamento de campo. Os enrolamentos amortecedores são usados para representar tanto a gaiola de esquilo, que é usada para partir o motor e amortecer as oscilações, quanto os efeitos causados pelas correntes parasitas induzidas na massa metálica rotor (Ong 1998).

Os MSIPI alimentados diretamente pela rede são equipados com uma gaiola de esquilo para que seja possível o desenvolvimento do torque de partida. Para que o MSIPI possa partir e atingir a velocidade síncrona o torque produzido pela corrente induzida na gaiola tem que vencer o torque pulsante produzido pelos ímãs, pois durante a partida o fluxo de estator não está sincronizado com o fluxo de rotor. Em contrapartida, os MSIPI alimentados por inversor de frequência não necessitam desta gaiola, pois o fluxo de estator é sincronizado com o fluxo de rotor (Pillay & Krishnan 1989). Contudo, perdas adicionais surgem quando o MSIPI é alimentada por uma fonte não-senoidal, pois harmônicas espaciais da fmm são produzidas ao

longo do entreferro (Vas 1992).

O modelo matemático do MSIPI utilizado neste trabalho possui um par de enrolamentos amortecedores que é utilizado para representar a indução destas correntes parasitas na massa metálica do rotor. As expressões das tensões de estator nos eixos d e q representadas pelas Equações (2.22) e (2.23) se mantêm. Contudo, equações similares às do rotor do motor de indução são adicionadas ao modelo, pois os enrolamentos amortecedores se comportam como uma gaiola de esquilo,

$$0 = R'_{kd}i'_{kd} + \frac{d\lambda'_{kd}}{dt} \quad (2.59)$$

$$0 = R'_{kq}i'_{kq} + \frac{d\lambda'_{kq}}{dt} \quad (2.60)$$

cujas grandezas estão referidas ao estator. As componentes do fluxo concatenado pelos enrolamentos amortecedores, λ'_{kd} e λ'_{kq} , podem ser escritas em função das componentes da corrente induzida, i'_{kd} e i'_{kq} ,

$$\lambda'_{kd} = L_{md}i_{sd} + L'_{kd}i'_{kd} + L_{md}i_m \quad (2.61)$$

$$\lambda'_{kq} = L_{mq}i_{sq} + L'_{kq}i'_{kq} \quad (2.62)$$

As Equações (2.24) e (2.25) passam a ter uma parcela adicional devido às componentes da corrente induzida, i'_{kd} e i'_{kq} ,

$$\lambda_{md} = L_{md}(i_{sd} + i'_{kd} + i_m) \quad (2.63)$$

$$\lambda_{mq} = L_{mq}(i_{sq} + i'_{kq}) \quad (2.64)$$

Portanto, as expressões dos fluxos λ_{md} e λ_{mq} passam a ser escritas da seguinte forma:

$$\lambda_{sd} = L_d i_{sd} + L_{md} i'_{kd} + L_{md} i_m \quad (2.65)$$

$$\lambda_{sq} = L_q i_{sq} + L_{mq} i'_{kq} \quad (2.66)$$

A partir das expressões acima é possível construir os circuitos equivalentes do MSIPI nos eixos d e q , como pode ser observado nas Figuras 2.7a e 2.7b

2.4.4 Equações em p.u.

Os valores das impedâncias internas das máquinas elétricas (transformadores e máquinas elétricas rotativas) são fortemente dependentes de sua tensão e potência nominais. Se as equações são escritas em grandezas *por unidade* (p.u.), as impedâncias de uma determinada máquina

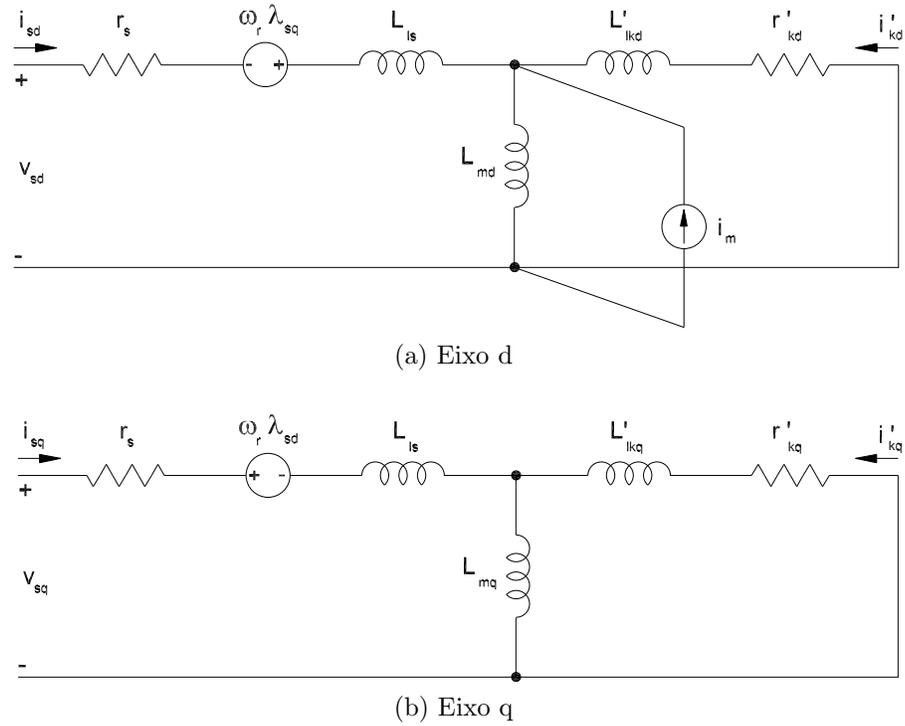


Figura 2.7: Circuito equivalente do MSIPI.

têm valores dentro de uma faixa característica para cada tipo e construção. O sistema p.u. é útil em sistemas de potência porque torna a relação de espiras entre o primário e secundário dos transformadores igual a 1, simplificando substancialmente o modelo, e conseqüentemente, a análise. Para máquinas elétricas rotativas o sistema p.u. pode facilitar análises de estabilidade e implementações digitais (Bim 2009).

Expressar uma grandeza em p.u. significa normalizar o seu valor em relação a um *valor de base* escolhido arbitrariamente, ou seja, dividir o valor da grandeza pelo *valor de base* correspondente. O sistema p.u. mais apropriado para análise de máquinas elétricas rotativas é aquele que calcula o valor de base da corrente de estator em função da potência nominal de saída (potência de eixo para motores e potência elétrica nos terminais de estator para geradores) (Novotny & Lipo 1996). Contudo, para facilitar a comparação entre os resultados de simulação e experimentais este trabalho utiliza os seguintes valores primários de base:

$$\begin{aligned}
 V_b &= V_N \text{ (Valor nominal de pico da tensão de fase [V])} \\
 I_b &= I_N \text{ (Valor nominal de pico da corrente de fase [A])} \\
 P_b &= P_N \text{ (Potência nominal de saída [W])} \\
 \omega_{mb} &= \omega_{mN} \text{ (Frequência nominal [rad/s])}
 \end{aligned}$$

dos quais são derivados,

$$\lambda_b = \frac{V_b}{\omega_b} = \frac{V_N}{\omega_N} = \lambda_N \quad (2.67)$$

$$Z_b = \frac{V_b}{I_b} = \frac{V_N}{I_N} = Z_N \quad (2.68)$$

$$\omega_b = P\omega_{mb} = P\omega_{mN} = \omega_N \quad (2.69)$$

$$T_b = \frac{P_b}{\omega_{mb}} = \frac{P_N}{\omega_{mN}} = T_N \quad (2.70)$$

Dividindo os termos da expressão da tensão de estator no referencial síncrono, dada pela Equação (2.15), pelos correspondentes valores de base, obtém-se

$$\left(\frac{\bar{V}_{sdq}}{V_N}\right) V_N = \left(\frac{R_s}{Z_N}\right) \frac{V_N}{I_N} \left(\frac{\bar{I}_{sdq}}{I_N}\right) I_N + \frac{(d\bar{\lambda}_{sdq}/\lambda_N)}{dt} \frac{V_N}{\omega_N} + j \left(\frac{\omega_r}{\omega_N}\right) \omega_N \left(\frac{\bar{\lambda}_{sdq}}{\lambda_N}\right) \frac{V_N}{\omega_N} \quad (2.71)$$

que após as devidas simplificações, resulta na equação da tensão de estator no referencial síncrono escrita em p.u.,

$$\bar{V}_{sdq} = r_s \bar{I}_{sdq} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\bar{\psi}_{sdq}}{dt} + j \frac{\omega_r}{\omega_b} \bar{\psi}_{sdq} \quad p.u. \quad (2.72)$$

Ao decompor a Equação (2.72) nos eixos d e q obtém-se,

$$v_{sd} = r_s i_{sd} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \frac{\omega_r}{\omega_b} \psi_{sq} \quad p.u. \quad (2.73)$$

$$v_{sq} = r_s i_{sq} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \frac{\omega_r}{\omega_b} \psi_{sd} \quad p.u. \quad (2.74)$$

O mesmo procedimento também é usado para escrever as equações das componentes da tensão dos enrolamentos amortecedores nos d e q ,

$$0 = r'_{kd} i'_{kd} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi'_{kd}}{dt} \quad p.u. \quad (2.75)$$

$$0 = r'_{kq} i'_{kq} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi'_{kq}}{dt} \quad p.u. \quad (2.76)$$

Desconsiderando a parcela de torque produzida pela indução de corrente nos enrolamentos amortecedores, a expressão do torque eletromagnético desenvolvido pelo MSIPI em p.u. é obtida a partir da normalização da Equação (2.50) em relação ao valor de base descrito pela

Equação (2.70). Portanto, o torque eletromagnético em função das correntes i_{sd} e i_{sq} é

$$\left(\frac{T_{em}}{T_N}\right) \frac{3P V_N I_N}{2 \omega_N} = \frac{3P}{2} \left\{ \left(\frac{\lambda_M}{\lambda_N}\right) \frac{V_N}{\omega_N} \left(\frac{i_{sq}}{I_N}\right) I_N + \left[\frac{(L_d - L_q) \omega_N}{Z_N}\right] \frac{Z_N}{\omega_N} \left(\frac{i_{sd}}{I_N}\right) \frac{V_N}{Z_N} \left(\frac{i_{sq}}{I_N}\right) I_N \right\} \quad (2.77)$$

que após algumas simplificações torna-se,

$$t_{em} = [\psi_M + (x_d - x_q) i_{sd}] i_{sq} \quad p.u. \quad (2.78)$$

Para obter a expressão do torque eletromagnético do MSIPI em p.u. com a parcela do torque produzido pela indução de corrente nos enrolamentos amortecedores é necessário normalizar a expressão geral do torque, dada pela Equação (2.49),

$$\left(\frac{T_{em}}{T_N}\right) \frac{3P V_N I_N}{2 \omega_N} = \frac{3P}{2} \left[\left(\frac{i_{sq}}{I_N}\right) I_N \left(\frac{\lambda_{sd}}{\lambda_N}\right) \frac{V_N}{\omega_N} - \left(\frac{i_{sd}}{I_N}\right) I_N \left(\frac{\lambda_{sq}}{\lambda_N}\right) \frac{V_N}{\omega_N} \right] \quad (2.79)$$

que após as devidas simplificações é reduzida à seguinte expressão:

$$t_{em} = \psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd} \quad (2.80)$$

Após normalizar as Equações (2.65) e (2.66) em relação aos valores de base adequados e substituí-las na Equação (2.80), obtém-se a expressão do torque eletromagnético com as componentes de torque de relutância, torque dos ímãs e o torque produzido pela indução de corrente nos enrolamentos amortecedores,

$$T_{em} = \underbrace{(x_{sd} - x_{sq}) i_{sd} i_{sq}}_{\text{torque de relutância}} + \underbrace{x_{md} i'_{kd} i_{sq} - x_{mq} i'_{kq} i_{sd}}_{\text{torque de indução}} + \underbrace{x_{md} i_m i_{sq}}_{\text{torque dos ímãs}} \quad p.u. \quad (2.81)$$

Ao normalizar a Equação (2.58) em relação a T_b obtém-se,

$$T_{em} - T_{mec} - T_{atr} = \left(\frac{1}{T_b}\right) \frac{2J}{P} \frac{d\omega_r/\omega_b}{dt} \quad p.u. \quad (2.82)$$

Escrevendo a expressão do movimento em termos da constante de inércia H , definida como $\frac{1}{2} J \omega_{mb}^2 / P_b$, tem-se

$$T_{em} - T_{mec} - T_{atr} = 2H \frac{d\omega_r/\omega_b}{dt} \quad p.u. \quad (2.83)$$

2.4.5 Diagrama de blocos do modelo matemático

As variáveis de entrada do modelo matemático usado na obtenção dos resultados de simulação são: v_d , v_q , i_m , T_{mec} e T_{atr} , e as variáveis de saída: i_{sd} , i_{sq} e ω_r/ω_b . As expressões das tensões v_{sd} e v_{sq} apresentadas nas Equações (2.73) e (2.74) podem ser escritas na forma integral para facilitar a implementação. O mesmo pode ser feito nas Equações (2.75) e (2.76). Desta forma, obtém-se as equações dos fluxos concatenados ψ_{sd} , ψ_{sq} , ψ'_{kd} e ψ'_{kq} ,

$$\psi_{sd} = \omega_b \int \left\{ v_{sd} + \frac{\omega_r}{\omega_b} \psi_{sq} + \frac{r_s}{x_{sl}} (\psi_{md} - \psi_{sd}) \right\} dt \quad (2.84)$$

$$\psi_{sq} = \omega_b \int \left\{ v_{sq} - \frac{\omega_r}{\omega_b} \psi_{sd} + \frac{r_s}{x_{sl}} (\psi_{mq} - \psi_{sq}) \right\} dt \quad (2.85)$$

$$\psi'_{kd} = \frac{\omega_b r'_{kd}}{x'_{lkd}} \int (\psi_{md} - \psi'_{kd}) \quad (2.86)$$

$$\psi'_{kq} = \frac{\omega_b r'_{kq}}{x'_{lkq}} \int (\psi_{mq} - \psi'_{kq}) \quad (2.87)$$

As expressões dos fluxos de magnetização ψ_{md} e ψ_{mq} podem ser escritas da seguinte maneira:

$$\psi_{md} = x_{MD} \left(\frac{\psi_{sd}}{x_{sl}} + \frac{\psi'_{kd}}{x'_{lkd}} + i_m \right) \quad (2.88)$$

$$\psi_{mq} = x_{MQ} \left(\frac{\psi_{sq}}{x_{sl}} + \frac{\psi'_{kq}}{x'_{lkq}} \right) \quad (2.89)$$

cujas variáveis, x_{MD} e x_{MQ} , são

$$x_{MD} = \frac{1}{x_{md}} + \frac{1}{x'_{lkd}} + \frac{1}{x_{sl}} \quad (2.90)$$

$$x_{MQ} = \frac{1}{x_{mq}} + \frac{1}{x'_{lkq}} + \frac{1}{x_{sl}} \quad (2.91)$$

As correntes i_{sd} e i_{sq} podem ser expressas em função dos fluxos ψ_{sd} , ψ_{sq} , ψ_{md} e ψ_{mq} ,

$$i_{sd} = \frac{\psi_{sd} - \psi_{md}}{x_{sl}} \quad (2.92)$$

$$i_{sq} = \frac{\psi_{sq} - \psi_{mq}}{x_{sl}} \quad (2.93)$$

O mesmo pode ser feito para as correntes i'_{kd} e i'_{kq} ,

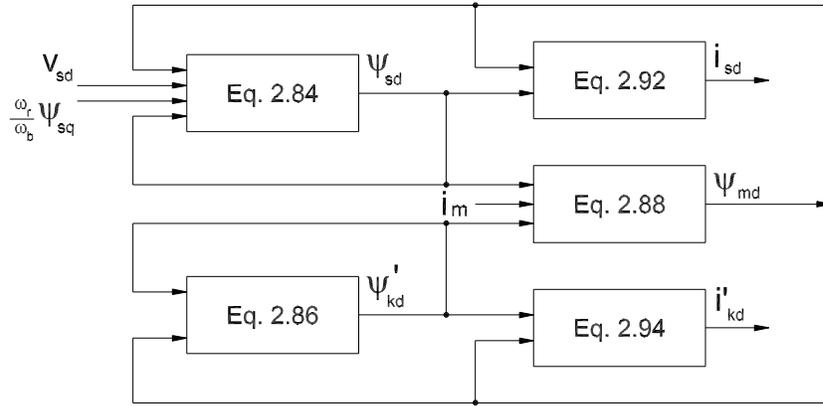
$$i'_{kd} = \frac{\psi'_{kd} - \psi_{md}}{x'_{lkd}} \quad (2.94)$$

$$i'_{kq} = \frac{\psi'_{kq} - \psi_{mq}}{x'_{lkq}} \quad (2.95)$$

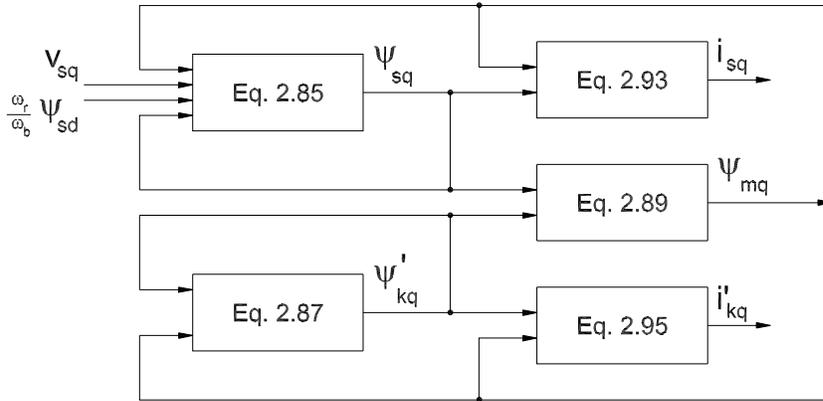
Colocando a expressão do movimento apresentada pela Equação (2.83) na forma integral é possível determinar a velocidade síncrona do rotor,

$$\omega_r(t) = \frac{1}{2H} \int (T_{em} - T_{mec} - T_{atr}) \quad (2.96)$$

As figuras 2.8a, 2.8b e 2.9 apresentam os diagramas de bloco, construídos a partir das expressões acima, que foram implementados no software MATLAB/SIMULINK para obtenção dos resultados de simulação.



(a) Eixo d



(b) Eixo q

Figura 2.8: Diagramas de blocos dos eixos d e q .

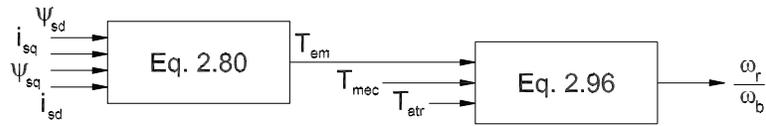


Figura 2.9: Diagrama de blocos da equação eletromecânica.

2.5 Introdução ao controle linear de máximo torque do MSIPI

Como o MSIPI é autoexcitado, a corrente i_{sd} não tem a função de magnetização como no motor de indução e, portanto, pode assumir apenas valores menores ou igual a zero. Na região de *torque constante* é necessário que o controle determine o correto valor do ângulo δ para que o torque de relutância seja adicionado ao torque produzido pelos ímãs e o MSIPI acione a carga com a menor corrente de estator possível. Esta condição é atingida indiretamente através da aplicação de uma corrente i_{sd} negativa (avanço de corrente). Como pode ser observado no diagrama fasorial da Figura 2.5, a reação de armadura cresce com o aumento das correntes i_{sd} e i_{sq} provocando o avanço do ângulo δ a partir do eixo em quadratura. Portanto, ao aplicar uma corrente i_{sd} negativa é possível produzir uma componente da reação de armadura no eixo direto capaz de controlar o ângulo δ .

Na região de *enfraquecimento de campo* também utiliza-se o avanço de corrente, porém, com o objetivo de diminuir o fluxo de magnetização e possibilitar que o MSIPI acelere acima da velocidade base com potência constante. A elevada indutância de magnetização resultante do pequeno entreferro possibilita que o MSIPI atinja até duas vezes a velocidade base (Vas 1992).

CAPÍTULO 3

Controle Vetorial do MSIPI por Orientação do Fluxo de Rotor

3.1 Introdução

O controle vetorial foi introduzido em 1972 pelos cientistas Hasse e Blaschke através da orientação do fluxo de rotor da máquina de indução. A teoria de acionamento de máquinas elétricas sofreu um grande impacto com esta nova estratégia de controle, pois o desempenho dinâmico das máquinas de corrente alternada tornou-se comparável ao dos motores de corrente contínua. Além da orientação do fluxo de rotor também é possível acionar uma máquina de corrente alternada através da orientação dos fluxos de estator e entreferro.

O controle por orientação do fluxo de rotor é a estratégia mais conveniente para acionar um MSIP, pois o valor do fluxo produzido pelos ímãs é fixo. A posição do fluxo de rotor, que é utilizada nas transformadas de Clarke e Park, é facilmente obtida através de um sensor de posição conectado ao eixo do MSIPI. A partir da posição do rotor calcula-se o sinal de realimentação do regulador de velocidade, cuja saída é o torque de referência que serve de entrada para os blocos que calculam as referências i_{sd}^* e i_{sq}^* nas regiões de *torque constante* e *potência constante*, como pode ser observado na Figura 3.1.

O limite da região de *torque constante* é determinado pela tensão nominal do inversor de frequência, pois a velocidade do MSIPI é proporcional a tensão E_f . Portanto, determina-se uma máxima velocidade (ω_M) com a qual MSIPI pode ser acionado pela curva *MTPA* sem que os reguladores de corrente entrem em saturação. Quando o motor atinge esta velocidade ocorre a comutação para o controle de *enfraquecimento de campo*.

Utiliza-se um bloco desacoplador na saída dos reguladores de corrente pois, como pode ser observado nas Equações (2.30) e (2.31), existe um acoplamento entre os eixos d e q . A soma entre as parcelas de desacoplamento e as saídas dos reguladores de corrente resulta nas seguintes

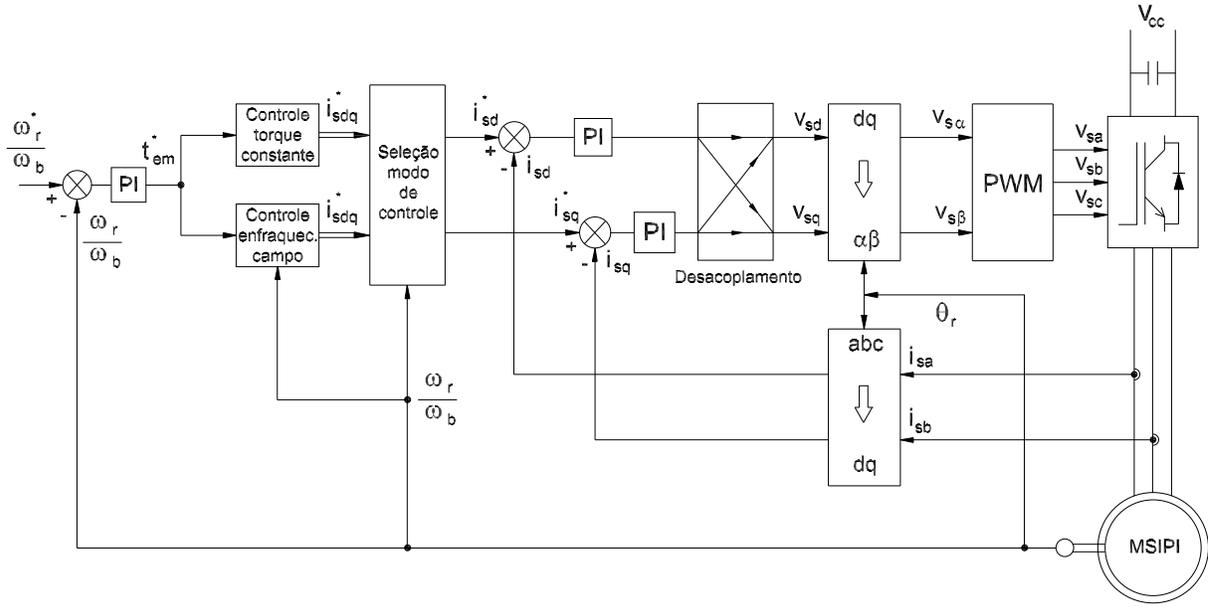


Figura 3.1: Diagrama de blocos do controle de torque do MSIPI.

expressões:

$$v_{sd} = v_{dPI} - x_q \dot{i}_{sq} \quad (3.1)$$

$$v_{sq} = v_{qPI} + x_d \dot{i}_{sd} + E_f \quad (3.2)$$

Em seguida estas tensões são transformadas para o sistema de referência estacionário que são utilizadas na modulação PWM. Finalmente, os sinais gerados pela modulação comandam as chaves do inversor de frequência que alimenta o MSIPI.

3.2 Região de torque constante

Mediante a orientação do fluxo de rotor é possível controlar o torque desenvolvido pelo MSIPI por meio das correntes i_{sd} e i_{sq} . Para que o torque de relutância seja adicionado ao torque devido aos ímãs é necessário aplicar uma corrente de estator que produza um fluxo no entreferro em contraposição ao fluxo dos ímãs. Isto é feito através do avanço do fasor da corrente de estator a partir do eixo em quadratura, como pode ser observado no diagrama fasorial da Figura 3.2. O avanço do ângulo de carga δ produz uma componente da reação de armadura $jx_q \hat{I}_{sq}$ maior que a componente $j(x_d - x_q) \hat{I}_{sd}$, fazendo com que o fasor \hat{V}_s mantenha-se adiantado em relação a \hat{I}_s . Além do fator de potência indutivo, outra característica da região de *torque constante* é o fato do MSIPI operar com subexcitação, pois como observado no diagrama fasorial, tem-se $V_{sq} > E_f$.

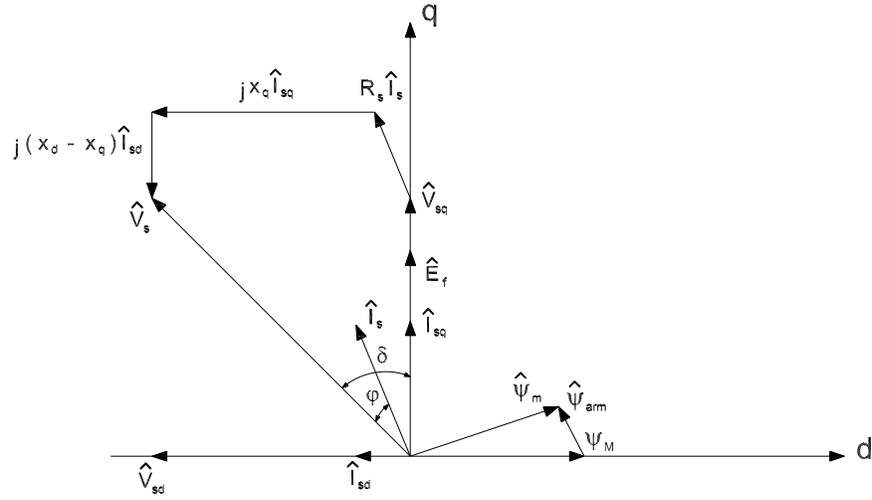


Figura 3.2: Diagrama fasorial na região de *torque constante*.

Como pode ser visto na Figura 3.3, o torque de referência t_{em}^* gerado pelo regulador de velocidade serve de entrada para os blocos de função F_1 e F_2 , nos quais são implementadas as funções $i_{sd}^* = f(t_{em}^*)$ e $i_{sq}^* = f(t_{em}^*)$, respectivamente. Como $x_q > x_d$, desenvolve-se o torque de relutância que pode ser aproveitado para aumentar a relação *torque/corrente* do MSIPI. Contudo, a máxima relação $N.m/A$ é atingida apenas quando os valores i_{sd}^* e i_{sq}^* são ajustados de maneira que a componente de torque de relutância seja adicionada à componente de torque devido ao fluxo produzido pelos ímãs.

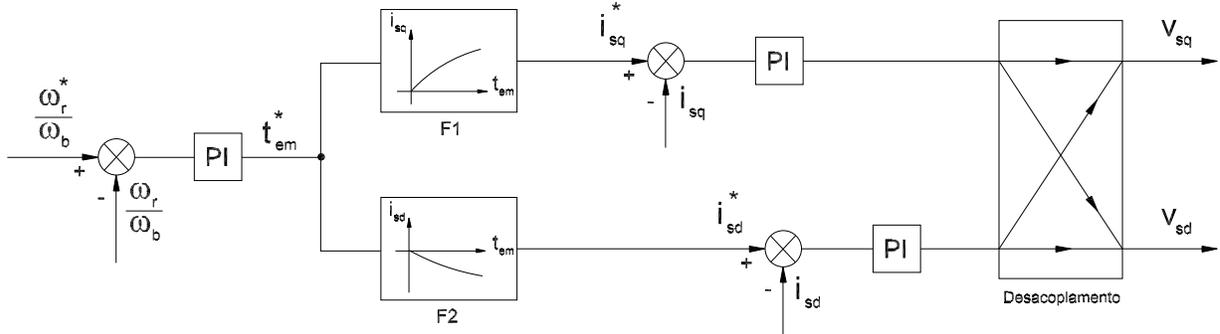


Figura 3.3: Diagrama de blocos do controle na região de *torque constante*.

As funções utilizadas nos blocos F_1 e F_2 são obtidas a partir da expressão do torque eletromagnético descrita na Equação (2.78). Através desta expressão é possível traçar as hiperbóles de torque representadas na Figura 3.4, cujos pontos mais próximos da origem correspondem a mínima corrente I_s necessária para atender o torque requerido.

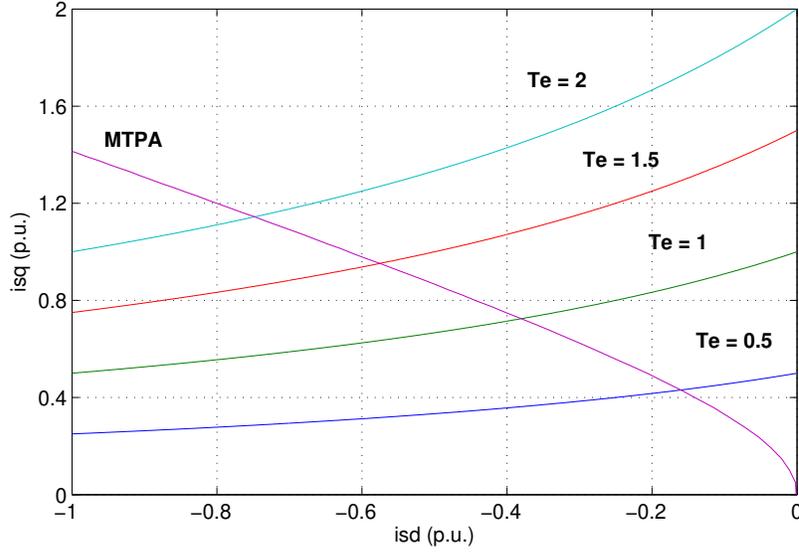


Figura 3.4: Hipérboles de torque e curva *MTPA*.

Ao substituir a Equação (2.78) na expressão do módulo da corrente I_s dada por,

$$I_s = \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2} \quad (3.3)$$

obtém-se,

$$I_s = \sqrt{i_{sd}^2 + \left[\frac{t_{em}}{\psi_M + (x_d - x_q) i_{sd}} \right]^2} \quad (3.4)$$

O mínimo valor de I_s necessário atender o torque requerido é obtido através da equação diferencial dada por,

$$\frac{dI_s}{di_{sd}} = 0 \quad (3.5)$$

Resolvendo a Equação (3.5) obtém-se a seguinte função polinomial, que é implementada no bloco F_1 :

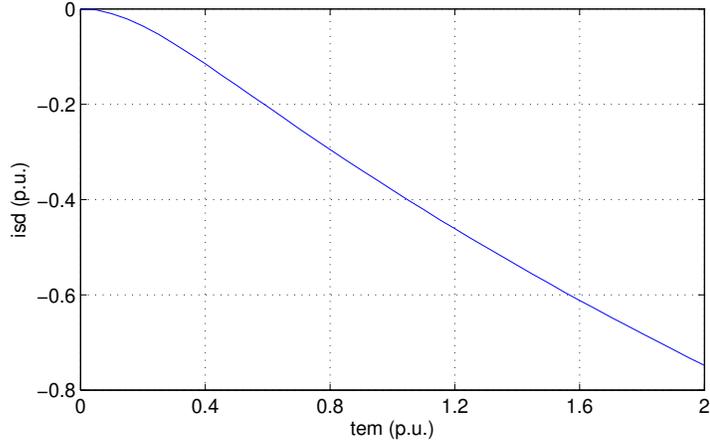
$$2(x_d - x_q)^3 i_{sd}^{*4} + 6\psi_M(x_d - x_q)^2 i_{sd}^{*3} + 6\psi_M^2(x_d - x_q) i_{sd}^{*2} + 2\psi_M^3 i_{sd}^* - 2t_{em}^{*2}(x_d - x_q) = 0 \quad (3.6)$$

Ao substituir a expressão,

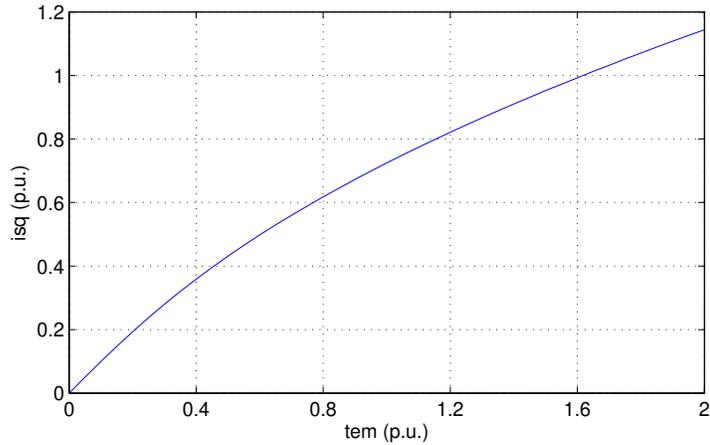
$$i_{sd}^* = \frac{t_{em}^* - \psi_M i_{sq}^*}{(x_d - x_q) i_{sq}^*} \quad (3.7)$$

na equação (3.6) chega-se na função implementada no bloco F_2 ,

$$2(x_d - x_q)^4 i_{sq}^{*5} + 2\psi_M t_{em}^* (x_d - x_q)^2 i_{sq}^{*2} - 2t_{em}^{*2} (x_d - x_q)^2 i_{sq}^* = 0 \quad (3.8)$$



(a) $F1$



(b) $F2$

Figura 3.5: Funções utilizadas nos blocos F1 e F2.

A relação $N.m/A$ obtida através das funções $i_{sd}^* = f(t_{em}^*)$ e $i_{sq}^* = f(t_{em}^*)$, que estão ilustradas nas Figuras 3.5a e 3.5b, possibilita o acionamento do MSUPI através de um inversor de frequência de menor potência. Entretanto, esta estratégia é aplicável apenas para $0 < \omega_r < 1$, pois nesta faixa o inversor de frequência possui tensão suficiente para alimentar o MSUPI. Como $V_s > 1$ para $\omega_r > 1$, é necessário introduzir o *enfraquecimento de campo* para que o MSUPI possa acelerar a partir deste ponto com $V_s = 1$.

3.3 Região de enfraquecimento de campo

A rápida resposta dinâmica obtida com o controle *MTPA* não se repete para o controle de *enfraquecimento de campo* porque acima de 1 p.u. de velocidade a ação dos reguladores de corrente é limitada para que a tensão terminal de estator se mantenha constante. Para que

não ocorra a saturação dos reguladores é necessário reduzir o fluxo de magnetização através do controle da reação de armadura. O avanço do ângulo δ , obtido com o controle da reação de armadura, gera um fluxo que atua em contraposição ao fluxo concatenado devido aos ímãs resultando em um menor fluxo de magnetização, como pode ser visto no diagrama fasorial da Figura 3.6. Ao se analisar o diagrama é possível notar que, para aumentar a corrente i_{sd} , é necessário limitar a corrente i_{sq} . Assim, à medida que o motor acelera, o ângulo δ aumenta para permitir que a operação se dê na região de *enfraquecimento de campo*, mas o torque desenvolvido pelo MSIPI é reduzido para que o fasor \hat{I}_s não ultrapasse o valor nominal do inversor de frequência. Com isso, a tensão terminal de estator é limitada em 1 p.u. e o MSIPI é acionado com potência constante. Nota-se também que o controle nesta região é caracterizado pelo fator de potência capacitivo e superexcitação do motor, pois $V_{sq} < E_f$.

O diagrama fasorial representando na Figura 3.7 indica que o controle ótimo é atingido quando a reação de armadura $j(x_d - x_q)\hat{I}_{sd} + jx_q\hat{I}_{sq}$ cresce na mesma proporção que a \hat{E}_f , porém no sentido contrário, mantendo a tensão terminal de estator constante (Zhong, Rahman & Lim 1996).

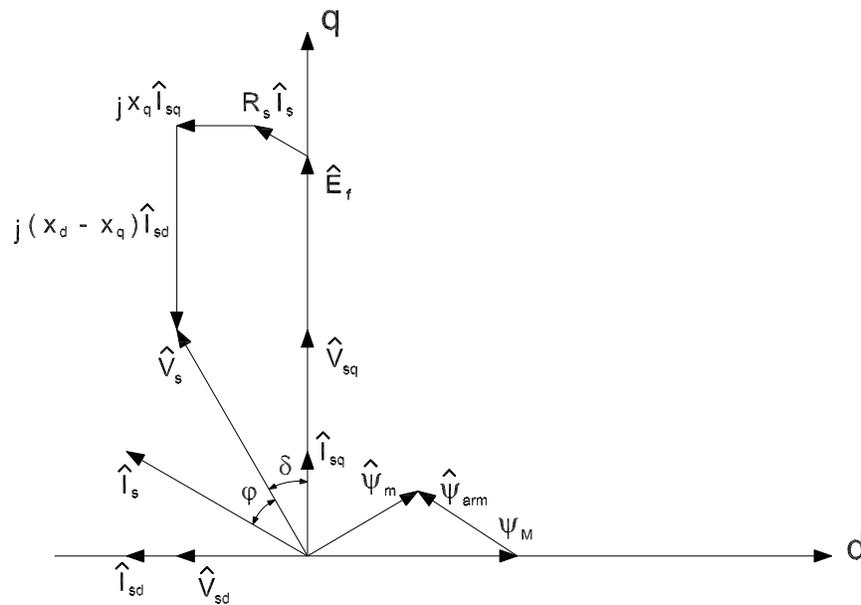


Figura 3.6: Diagrama fasorial na região de *enfraquecimento pleno*.

De acordo com a Figura 3.8, à medida que o MSIPI acelera na região de *enfraquecimento de campo* a corrente I_s é limitada por elipses que diminuem de tamanho com o aumento da

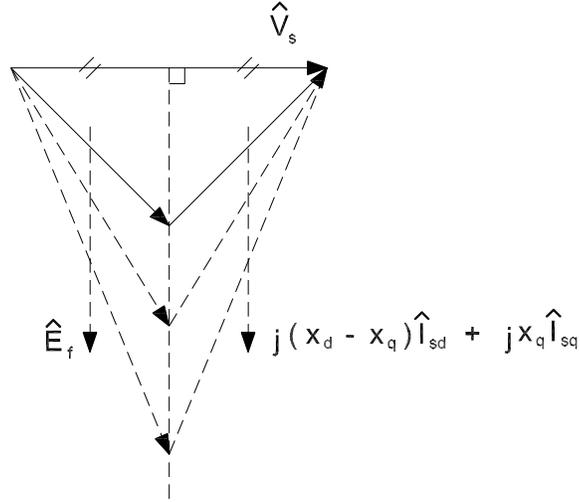


Figura 3.7: Controle ótimo da reação de armadura.

velocidade. Para uma dada tensão V_s , estas elipses são obtidas através da seguinte expressão:

$$i_{sq}^2 = \frac{V_s^2 - \left(\frac{\omega_r}{\omega_b}\right)^2 (x_d i_{sd} + \psi_M)^2}{\left(\frac{\omega_r}{\omega_b}\right)^2 x_q^2} \quad (3.9)$$

Observa-se na Figura 3.8 que o máximo torque (T_M) obtido pelo controle *MTPA* não pode ser mantido acima da velocidade ω_M . Acima desta velocidade a trajetória da corrente é transferida da curva *MTPA* para a circunferência que limita a corrente de estator em 1 p.u. (Haute, Terörde, Hameyer & Belmans 1998).

A elipse que representa a velocidade base é aquela que intersecta a origem dos eixos d e q . Portanto, ao substituir $i_{sd} = i_{sq} = 0$ na Equação 3.9 tem-se,

$$\omega_{base} = \frac{V_s}{\psi_M} \quad (3.10)$$

O MSIPI atinge a máxima velocidade quando está operando com torque igual a zero ($i_{sq} = 0$) e potência nominal com $i_{sd} = -1.0$ p.u. e $V_s = 1.0$ p.u.. Reescrevendo a Equação (3.9) para estas condições tem-se,

$$\omega_{m\acute{a}x} = \frac{1}{\psi_M - x_d} \quad (3.11)$$

A partir desta expressão é possível notar que $\omega_{m\acute{a}x}$ depende dos parâmetros do MSIPI, porém, como mencionado no capítulo anterior, na prática $\omega_{m\acute{a}x} < 2\omega_{base}$. Esta velocidade é atingida

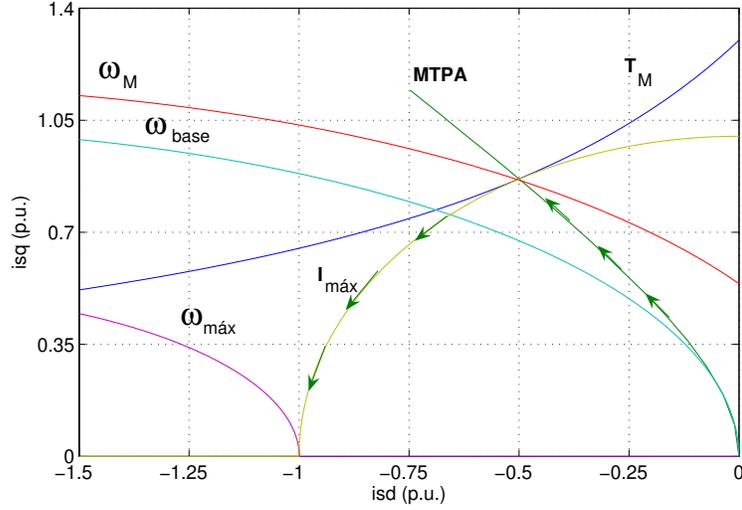


Figura 3.8: Curva *MTPA*, hipérboles de torque, elipses de tensão e circunferência de máxima corrente.

quando o fasor \hat{I}_s fica em paralelo com o eixo d , ou seja, quando a elipse de menor tamanho intersecta a circunferência de raio unitário.

Apesar do MSIPI estar na região de *enfraquecimento de campo* quando $\omega_M < \omega_r < \omega_{base}$, se $V_s < 1$ ele pode continuar sendo acionado pela curva *MTPA*. Nota-se no diagrama fasorial da Figura 3.9 que, embora o fator de potência seja indutivo nesta região, o MSIPI opera com superexcitação, pois $V_{sq} < E_f$. Ao estender o acionamento pela curva *MTPA* diminui-se os picos de corrente e, conseqüentemente, as perdas cobre são reduzidas durante os transitórios. Esta faixa de velocidade é denominada região de *enfraquecimento parcial* e a faixa $\omega_{base} < \omega_r < \omega_{máx}$ é a região de *enfraquecimento pleno*, conforme pode ser observado na Figura 3.10.

O máximo valor de V_s , determinado pela tensão do barramento de corrente contínua do inversor de frequência, é dado por,

$$V_s = \sqrt{v_{sd}^2 + v_{sq}^2} \quad (3.12)$$

Substituindo as Equações (2.73) e (2.74), particularizadas para o regime permanente e desconsiderando r_s , obtém-se,

$$v_{sd} = -\frac{\omega_r}{\omega_b} x_q i_{sq} \quad (3.13)$$

$$v_{sq} = \frac{\omega_r}{\omega_b} (x_d i_{sd} + \psi_M) \quad (3.14)$$

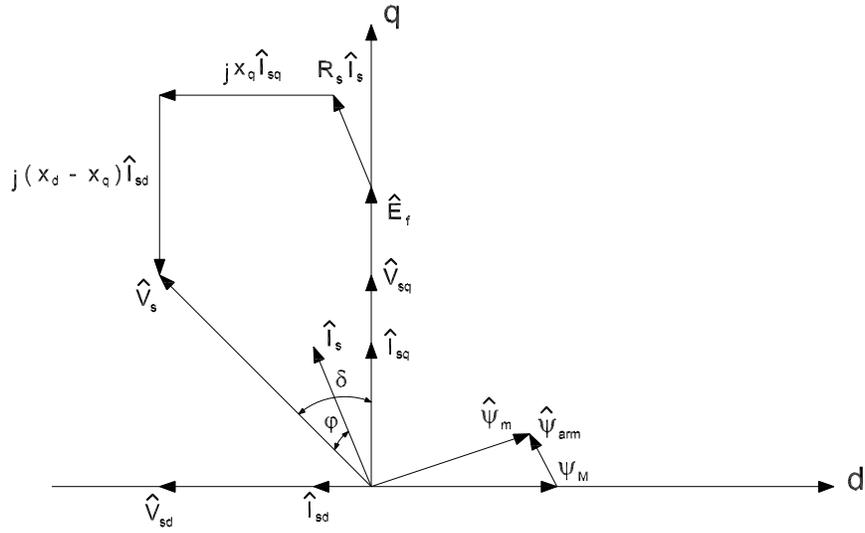


Figura 3.9: Diagrama fasorial na região de *enfraquecimento parcial*.

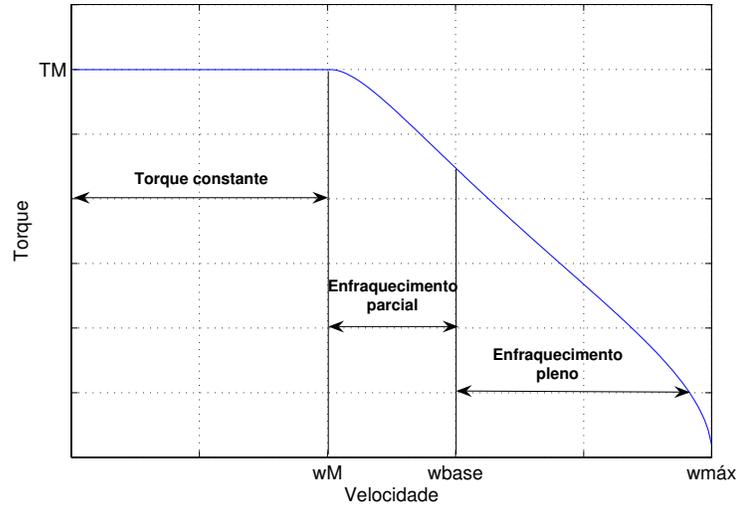


Figura 3.10: Característica de torque do MSIP.

Fixando ψ_M em 1 p.u e substituindo as Equações (3.13) e (3.14) em (3.12) obtém-se,

$$V_s^2 = \left(\frac{\omega_r}{\omega_b} \right)^2 [(x_d i_{sd} + 1)^2 + (x_q i_{sq})^2] \quad (3.15)$$

Ao se combinar a Equação (3.15) à expressão da corrente i_{sq} dada por,

$$i_{sq} = \sqrt{I_s^2 - i_{sd}^2} \quad (3.16)$$

obtem-se a expressão final da tensão terminal V_s em função das correntes I_s , i_{sd} e da velocidade ω_r ,

$$V_s^2 = \left(\frac{\omega_r}{\omega_b}\right)^2 [(x_d i_{sd} + 1)^2 + x_q^2 (I_s^2 - i_{sd}^2)] \quad (3.17)$$

Para que o MSIPI possa operar com potência nominal durante o *enfraquecimento de campo*, o valor do fluxo ψ_M , da tensão V_s e da corrente I_s são mantidos em 1 p.u.. Consequentemente, a Equação (3.17) torna-se função apenas das variáveis ω_r e i_{sd}

$$a i_{sd}^2 + b i_{sd} + c = \left(\frac{\omega_b}{\omega_r}\right)^2 \quad (3.18)$$

onde as constantes a , b e c são

$$a = x_d^2 - x_q^2 \quad (3.19)$$

$$b = 2x_d \quad (3.20)$$

$$c = 1 + x_q^2 \quad (3.21)$$

Isolando i_{sd} na Equação (3.18) obtém-se a função $i_{sd}^* = f(\omega_r)$,

$$i_{sd} = \frac{\left(-b + \sqrt{b^2 - 4a \left(c - \frac{1}{(\omega_r/\omega_b)^2}\right)}\right)}{2a} \quad (3.22)$$

que está representada na figura 3.11. Esta função é utilizada para aplicar uma corrente i_{sd} negativa no MSIPI de maneira a enfraquecer o fluxo de magnetização e permitir que ele seja acionado com tensão constante na região de *enfraquecimento de campo*.

Através da Figura 3.12 é possível visualizar o diagrama de blocos completo do controle de *enfraquecimento de campo*. O torque de referência (t_{em}^*) e a velocidade real (ω_r) são as entradas do bloco de controle, e as referências i_{sd}^* e i_{sq}^* são as saídas. Observa-se no diagrama de blocos que a referência i_{sd}^* , gerada pela função $i_{sd}^* = f(\omega_r)$, determina a máxima corrente i_{sqm} com a qual o MSIPI pode operar em velocidades acima da velocidade de base ω_{base} e, consequentemente, o máximo torque eletromagnético t_{max} que o MSIPI pode desenvolver nessas condições. Portanto, a referência de torque t_{em}^* gerada pelo regulador de velocidade é comparada com t_{max} a partir da seguinte operação lógica:

$$\text{se } t_{em}^* > t_{emm}, \quad \text{então } t_{em}^* = t_{emm} \quad (3.23)$$

$$\text{se } t_{em}^* < t_{emm}, \quad \text{então } t_{em}^* = t_{em}^* \quad (3.24)$$

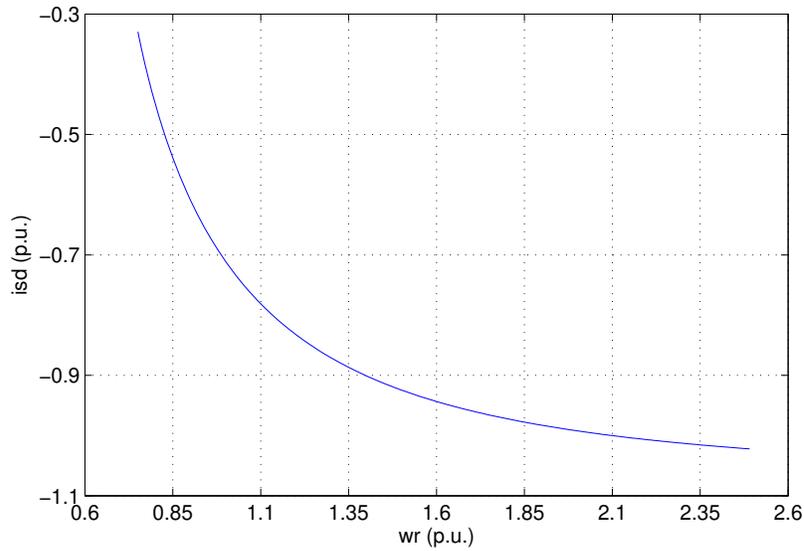


Figura 3.11: Corrente i_{sd} na região de *enfraquecimento de campo*.

para que seja determinado o máximo torque que o MSIPI pode desenvolver. Finalmente, ao substituir t_{em}^* e i_{sd}^* na Equação (3.8) obtém-se o valor da referência i_{sq}^* .

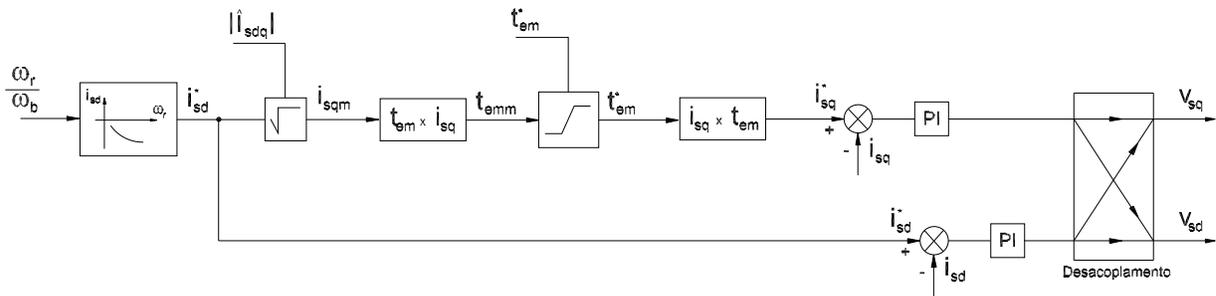


Figura 3.12: Diagrama de blocos do controle na região de *enfraquecimento de campo*.

Como pode ser verificado no fluxograma da Figura 3.13, a transição entre os modos de controle ocorre se $(\omega_M < \omega_r < 1$ e $V_s > 1)$ ou $(\omega_r > 1)$. No momento da transição o MSIPI está operando com $V_s = 1$, portanto, se o *enfraquecimento de campo* não fosse introduzido os reguladores de corrente entrariam em saturação.

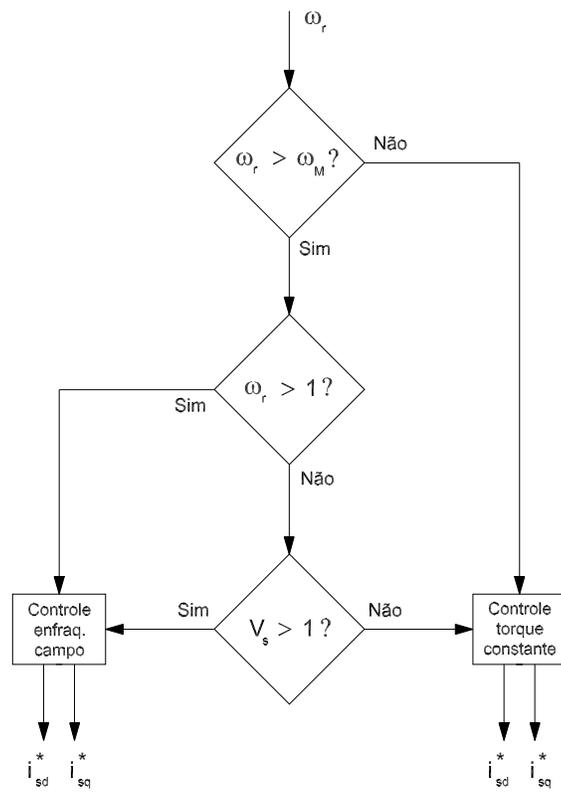


Figura 3.13: Fluxograma do algoritmo de controle.

CAPÍTULO 4

Resultados

4.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados de simulação e experimentais com o objetivo de analisar o comportamento do MSUPI em toda faixa de velocidade e comparar a eficiência e a resposta dinâmica dos métodos de controle propostos no Capítulo 3.

Os resultados de simulação foram obtidos a partir da implementação do diagrama de blocos da Figura 3.1 no software MATLAB/SIMULINK. A fim de apresentar formas de onda sem distorção optou-se por obter os resultados de simulação sem a modulação PWM. Esta simplificação não invalida a comparação com os resultados experimentais, pois segundo Pillay & Krishnan (1989), se o atraso da modulação, que é aproximadamente um período da frequência de chaveamento, for menor que um décimo da constante de tempo do estator, a resposta dinâmica do sistema de controle não é afetada. Como a constante de tempo do MSUPI utilizado neste trabalho, cujos dados estão descritos na Tabela 4.1, está em torno de 30 ms e o período da frequência de chaveamento utilizada para obter os resultados experimentais é 0,2 ms, os efeitos da modulação são desprezíveis.

Os resultados experimentais foram obtidos com a estratégia de controle apresentada no diagrama de blocos da Figura 3.1. O sistema de controle utiliza um microprocessador SH7085-RENEASAS, acoplado a uma placa de condicionamento de sinais que comanda o driver dos IGBTs de um inversor de frequência modelo CFW11-WEG, cujas características estão descritas na Tabela 4.2. A leitura das variáveis de controle é feita através de um conversor D/A com resolução de 12 bits acoplado à placa de condicionamento. O inversor de frequência aciona um MSUPI-WEG, cujos parâmetros estão na Tabela 4.1. A variação de torque é realizada por um dinamômetro ALPHA 240/AVL e a realimentação de velocidade por um encoder incremental de 1.024 pulsos por revolução.

O sistema de acionamento é monitorado a partir de uma mesa de controle equipada com a interface homem-máquina do inversor de frequência, um autotransformador para ajuste da tensão de alimentação do inversor, analisador de potência, osciloscópio para leitura das variáveis

de controle, interface para ajuste da carga no dinamômetro e um monitor com indicação da temperatura dos enrolamentos do estator do MSIPI. Toda a estrutura utilizada para a obtenção dos resultados experimentais pode ser observada nas Figuras 4.1 e 4.2.

Tabela 4.1: Dados do MSIPI

Parâmetro	Valor
Potência nominal	22 [kW]
Velocidade nominal	3800 [rpm]
Velocidade máxima	8000 [rpm]
Tensão nominal	380 [V]
Corrente nominal	40 [A]
Número de pólos	6
Inércia	0.06 [$kg.m^2$]
Fcem	0.085 [V/rpm]
Resistência de estator por fase	0.06 [Ω]
Indutância de eixo direto por fase	1.00 [mH]
Indutância de eixo em quadratura por fase	2.00 [mH]

Tabela 4.2: Dados do inversor de frequência

Parâmetro	Valor
Tensão nominal	380 [V]
Corrente nominal	60 [A]
frequência de chaveamento	5 [kHz]

Tabela 4.3: Dados do dinamômetro

Parâmetro	Valor
Potência nominal	240 [kW]
Velocidade máxima	10000 [rpm]
Inércia	0.3 [$kg.m^2$]

4.2 Controle linear de máximo torque do MSIPI

Os resultados de simulação e experimentais apresentam as respostas de velocidade, corrente, tensão e torque eletromagnético do MSIPI nas seguintes faixas de velocidade:

- (a) Região de *torque constante*
- (b) Região de *enfraquecimento parcial*
- (c) Região de *enfraquecimento pleno*



(a) Rotor

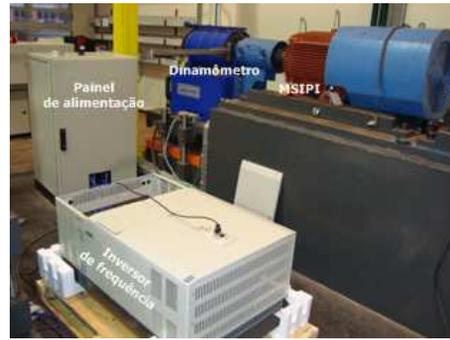


(b) Estator e rotor

Figura 4.1: Fotos de um MSIPM de 6 pólos e fluxo radial.



(a) Mesa de controle



(b) Montagem experimental

Figura 4.2: Fotos da bancada experimental.

Formas de onda da potência e fator de potência obtidas em simulação são usadas para identificar características adicionais dos modos de controle. O diagrama circular e a característica de torque apresentados nas Figuras 4.3a e 4.3b ilustram os limites entre as regiões (a), (b) e (c).

O MSIPM utilizado é acionado de acordo com a sua curva $MTPA$, apresentada em traço vermelho na Figura 4.3a, com o torque constante igual a 1.1 p.u. e com velocidades angulares de até 0.8 p.u., que é quando se atinge a tensão nominal. Esta condição de operação é representada pelo ponto A nas Figuras 4.3a e 4.3b. O MSIPM é acionado com torque maior que o valor de base neste ponto de operação devido ao aproveitamento do torque de relutância que aumenta a relação $N.m/A$. Se o MSIPM estiver sendo acionado com uma tensão terminal de estator menor que o valor de base na faixa de velocidade limitada pelos pontos A e B , estende-se o controle pela curva $MTPA$. O valor de base utilizado para normalizar a velocidade é aquele obtido

com $E_f = 1.0 \text{ p.u.}$. Assim, a partir desta velocidade, que é representada pelo ponto B nas Figuras 4.3a e 4.3b, o MSUPI pode ser acionado apenas mediante o controle de *enfraquecimento de campo*. O ponto C representa a máxima velocidade que o MSUPI pode atingir. Nos testes feitos para região de *enfraquecimento pleno*, cuja faixa de velocidade é limitada pelos pontos B e C , o MSUPI é acionado com 1 e 1.1 p.u. de velocidade com *potência constante*.

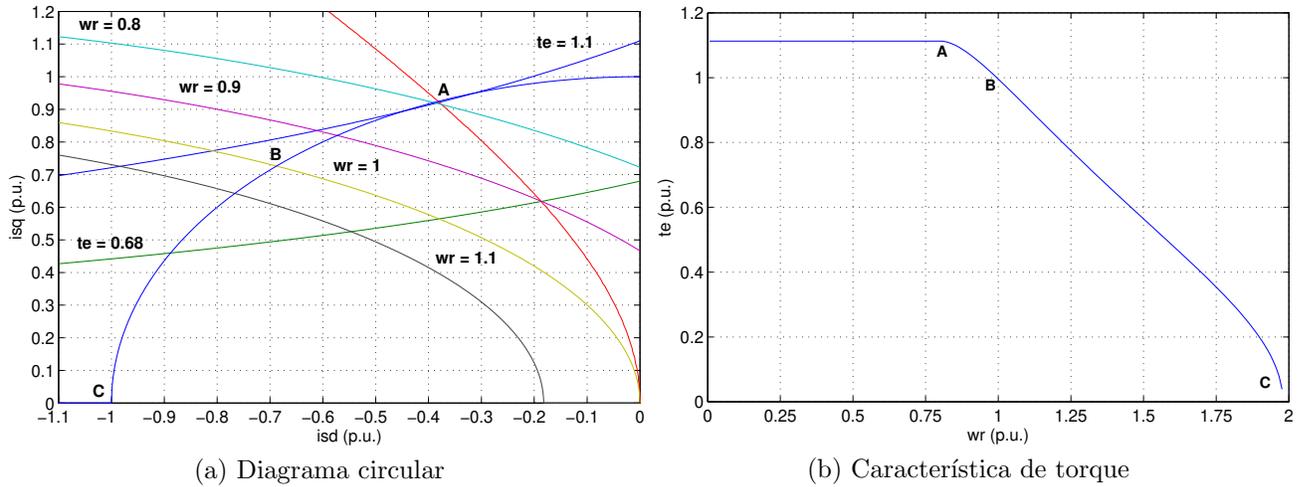


Figura 4.3: Diagrama circular e característica de torque do MSUPI.

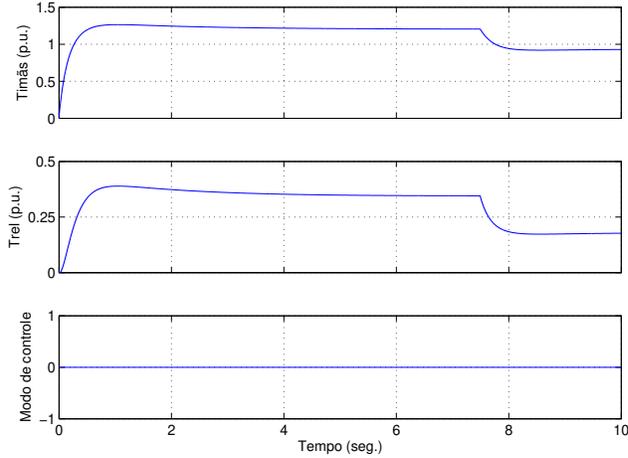
4.2.1 Região de torque constante

Teste com 0.8 p.u. de velocidade e 1.1 p.u. de torque.

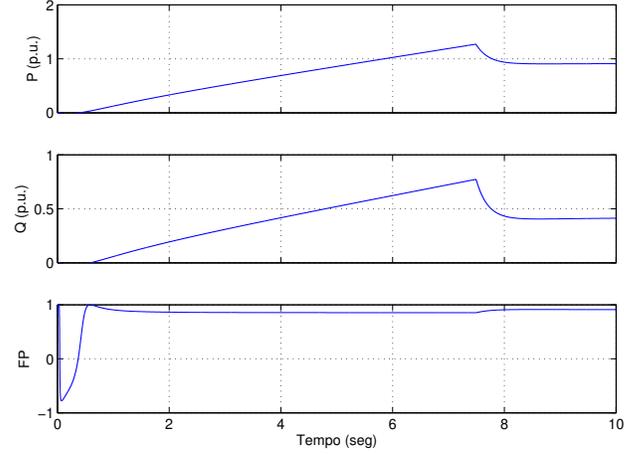
Neste teste, o MSUPI é acelerado de 0 a 0.8 p.u. segundo um perfil de velocidade em forma de rampa linear e com uma carga de torque igual a 1.1 p.u.. A partir do gráfico *modo de controle* da Figura 4.4a observa-se que o MSUPI é acelerado através da curva *MTPA*, pois não há transição para o controle de *enfraquecimento de campo*, que é representado pelo nível 1. O acionamento segundo a curva *MTPA* garante ao sistema de controle uma relação *torque/corrente* de 1.1 $N.m/A$. Esta relação é obtida com 0.92 p.u. de torque devido aos ímãs e 0.18 p.u. de torque de relutância, como pode ser observado na Figura 4.4a. A soma destas componentes converge para o valor determinado pela característica de torque apresentada na Figura 4.3b.

Nos gráficos de potência da Figura 4.4b constata-se que o MSUPI atinge potência nominal neste teste. O gráfico referente ao fator de potência da Figura 4.4b é resultado dos valores de i_{sd} e i_{sq} , que são determinados pelo controle *MTPA* para que a relação *torque/corrente* seja maximizada.

O tempo de aceleração é ajustado em 7.5 s para que tanto o regulador de velocidade quanto os reguladores de corrente não entrem em saturação, e a resposta dinâmica do sistema fique



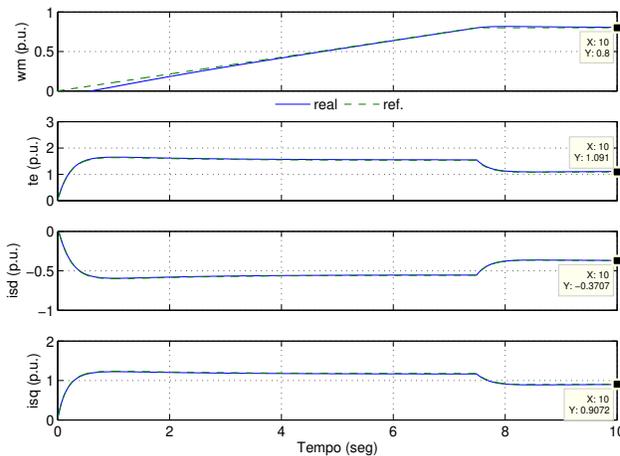
(a) Componentes de torque e modo de controle



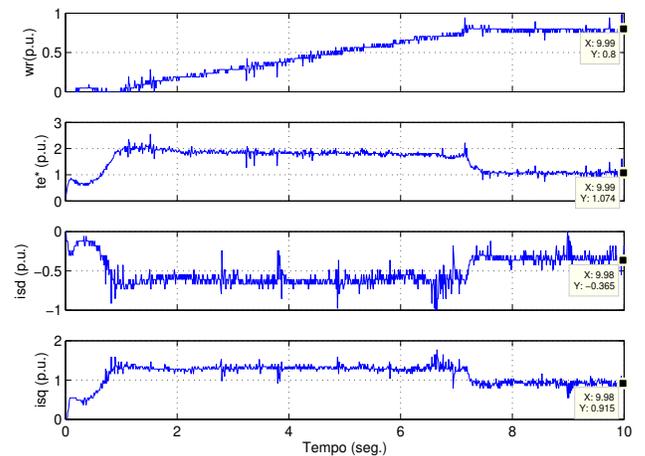
(b) Potência e fator de potência

Figura 4.4: Componentes de torque, modo de controle, potência e fator de potência obtidos em simulação para 0.8 p.u. de velocidade e 1.1 p.u. de torque.

condicionada apenas ao método de controle. Como pode ser observado nas Figuras 4.5a e 4.6a esta condição é respeitada, pois o torque real segue a referência e a tensão de estator não ultrapassa o valor de base. Nos gráficos referentes às correntes i_{sd} e i_{sq} da Figura 4.5a, nota-se que os seus valores em regime convergem para os valores determinados pelo ponto A da figura 4.3a. Nesta condição o motor é acionado com 1.1 p.u. de torque, como previsto pela característica de torque da Figura 4.3b.



(a) Simulação



(b) Experimental

Figura 4.5: Resposta da velocidade e das correntes i_{sd} e i_{sq} para 0.8 p.u. de velocidade e 1.1 p.u. de torque.

De acordo com o gráfico de tensão da Figura 4.6a, conclui-se que este é o máximo torque com o qual o MSUPI pode ser acionado com a curva *MTPA*, pois $V_s = 1 \text{ p.u.}$. Acima desta velocidade o MSUPI acelera com potência constante mediante o controle da reação de armadura.

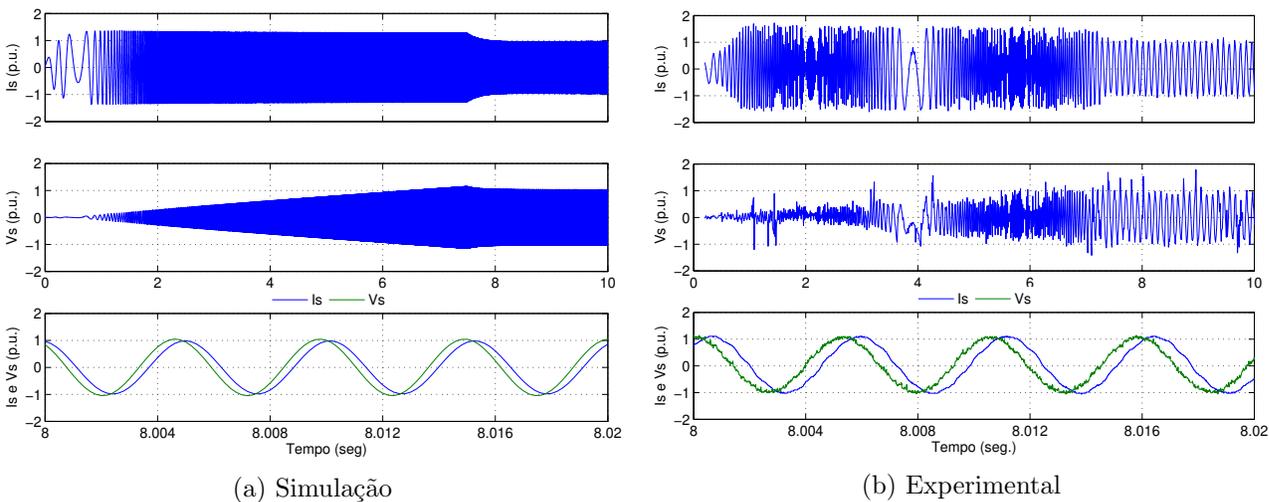


Figura 4.6: Corrente e tensão de fase para 0.8 p.u. de velocidade e 1.1 p.u. de torque.

A partir da resposta dinâmica das correntes e do torque, mostradas nas Figuras 4.5b e 4.6b, constata-se que as características dos resultados de simulação se repetem, quase integralmente, nos resultados experimentais, com exceção do início da aceleração. Esta divergência explica-se, essencialmente, pela limitação de torque imposta pela curva de carga do dinamômetro para velocidades abaixo de 200 rpm.

4.2.2 Região de enfraquecimento parcial

Teste com 0.9 p.u. de velocidade e 0.68 p.u. de torque.

Apesar da velocidade utilizada neste teste estar na região de *enfraquecimento de campo*, o MSUPI é acionado segundo a curva *MTPA* com um valor de torque que não provoca a saturação dos reguladores de corrente. O MSUPI pode ser acionado de acordo com a sua curva *MTPA* com 0,9 p.u. de torque, desde que o torque não seja superior a 0,68 p.u, caso contrário, é feita a transição para o controle de *enfraquecimento de campo* para que a tensão terminal de estator seja limitada ao valor de base.

A partir da Figura 4.7a observa-se que o MSUPI é acionado pela curva *MTPA*, pois o gráfico *modo de controle* se mantém no nível 0 durante toda operação. O MSUPI opera com uma relação *torque/corrente* de 1.1 $N.m/A$ obtida com 0.6 p.u. de torque devido aos ímãs e 0.08 p.u de torque devido à variação de relutância, como pode ser visto nos gráficos de torque

da Figura 4.7a. A soma destas duas componentes valida o torque determinado pelo diagrama da Figura 4.3a.

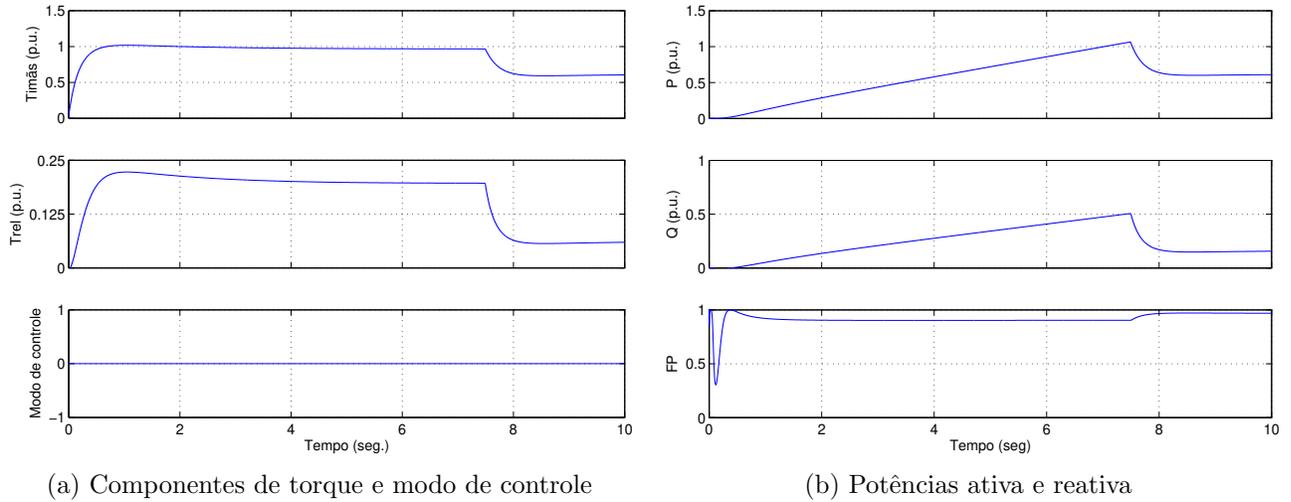


Figura 4.7: Componentes de torque, modo de controle, potência e fator de potência obtidos em simulação para 0.9 p.u. de velocidade e 0.68 p.u. de torque.

Nota-se, nos gráficos referentes às correntes i_{sd} e i_{sq} da Figura 4.8a, que os seus valores em regime convergem para os valores determinados pelo diagrama circular da Figura 4.3a. Este ponto de operação é a intersecção entre a curva *MTPA* e a elipse relativa à velocidade igual a 0.9 p.u..

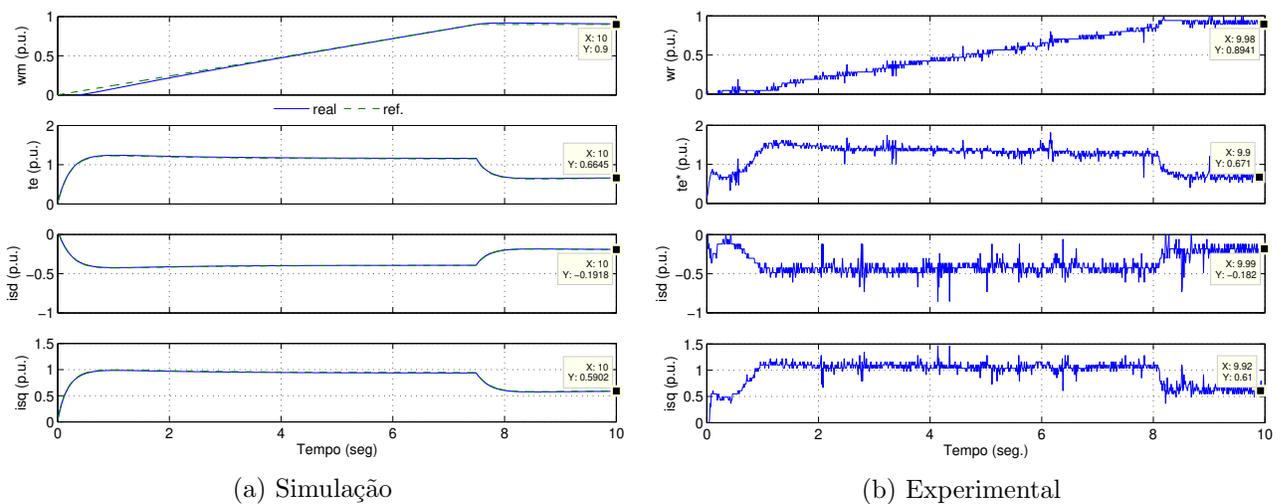


Figura 4.8: Resposta da velocidade, torque eletromagnético e correntes i_{sd} e i_{sq} para 0.9 p.u. de velocidade e 0.68 p.u. de torque.

O gráfico de tensão da Figura 4.9a indica que este é o máximo torque com o qual MSIPI pode ser acionado com 0.9 p.u. de velocidade segundo a curva *MTPA*, pois $V_s = 1 \text{ p.u.}$.

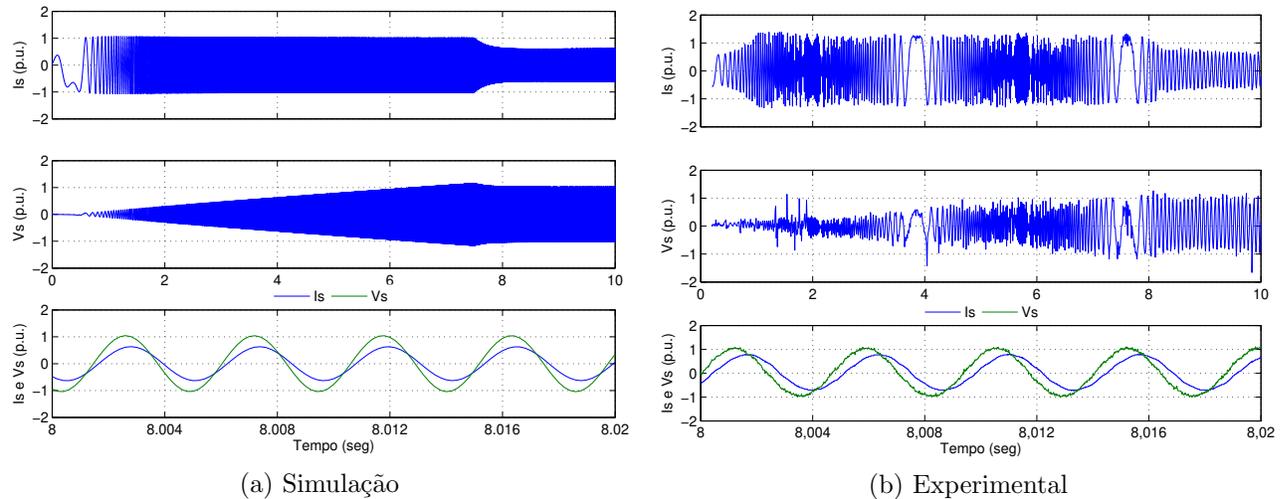
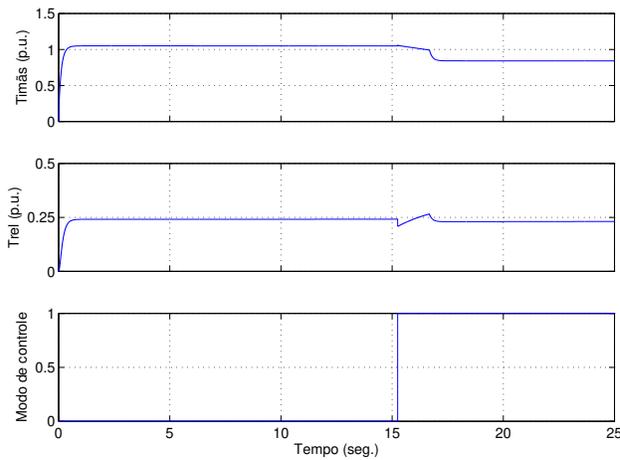


Figura 4.9: Corrente e tensão de fase para 0.9 p.u. de velocidade e 0.68 p.u. de torque.

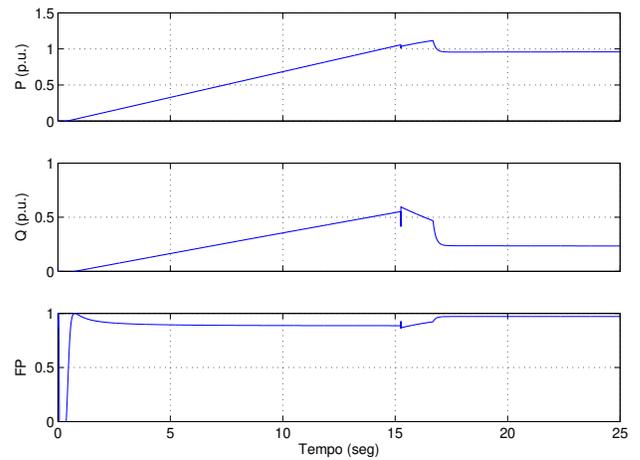
Teste com 0.9 p.u. de velocidade e 1.07 p.u. de torque.

No segundo teste feito para a região de *enfraquecimento parcial*, o MSIPI é controlado segundo a técnica de *enfraquecimento de campo*, pois o torque exigido nesta condição é maior do que o estipulado pelo diagrama da Figura 4.3a. Portanto, o MSIPI acelera com a curva *MTPA* até a velocidade igual a 0.8 p.u. com aproximadamente 1.3 p.u. de torque (*carga + inércia*) quando atinge-se 1 p.u. de tensão. A partir deste ponto o MSIPI continua a acelerar segundo o controle de *enfraquecimento de campo* com tensão constante. Observa-se no gráfico de velocidade da Figura 4.11a que, nestas condições, é necessário ajustar a rampa de aceleração com um tempo duas vezes maior do que a do primeiro teste, para que os reguladores de corrente não saturem.

Observa-se no gráfico *modo de controle* da Figura 4.10a que a transição para o controle de *enfraquecimento de campo* ocorre no instante da comutação para o nível 1. Os gráficos de torque da Figura 4.10a indicam que a transição entre os métodos é feita de maneira suave, pois não ocorrem transitórios significativos nas componentes de torque. Também é possível verificar nestes gráficos que no instante da transição o torque é limitado para que a potência seja mantida em 1 p.u., como indicado no gráfico de potência ativa da Figura 4.10b. Conforme o MSIPI acelera na região de *enfraquecimento de campo* a componente de torque de relutância volta a crescer devido ao aumento de i_{sd} determinado pela curva $i_{sd} = f(\omega_r)$.



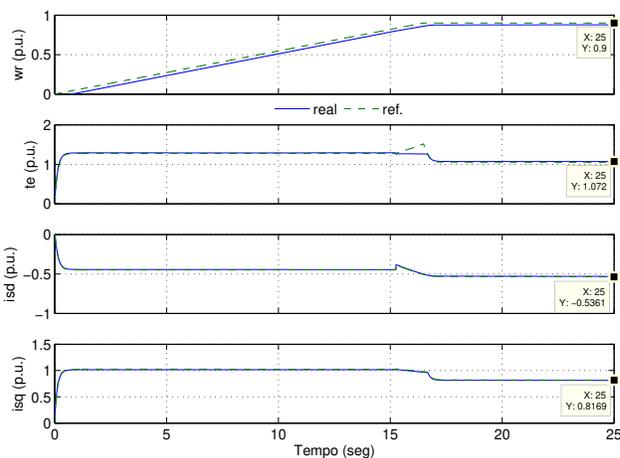
(a) Componentes de torque e modo de controle



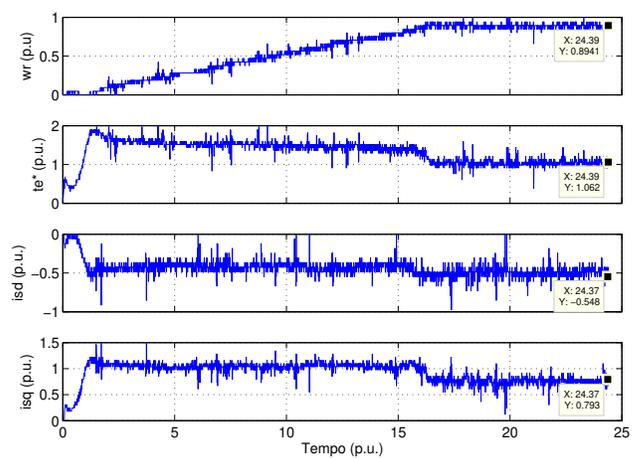
(b) Potências ativa e reativa

Figura 4.10: Componentes de torque, modo de controle, potência e fator de potência obtidos em simulação para 0.9 p.u. de velocidade e 1.07 p.u. de torque.

A operação com *enfraquecimento de campo* provoca uma redução de 3% na relação *torque/corrente* em comparação ao teste anterior. Esta relação é obtida com 0.84 p.u. de torque devido aos ímãs e 0.23 p.u. de torque de relutância, como pode ser observado na Figura 4.10a. A soma destas componentes converge para o valor de 1.07 p.u. determinado pela característica de torque apresentada na Figura 4.3b. A redução da relação *torque/corrente* é causada pelo avanço da corrente de estator, em relação ao eixo de quadratura.



(a) Simulação



(b) Experimental

Figura 4.11: Resposta da velocidade, torque eletromagnético e correntes i_{sd} e i_{sq} para 0.9 p.u. de velocidade e 1.07 p.u. de torque.

Os gráficos de corrente da Figura 4.8a mostram que os valores de i_{sd} e i_{sq} obtidos em regime convergem com os valores previstos na Figura 4.3a para a intersecção entre a circunferência de máxima corrente e a elipse obtida com 0.9 p.u de velocidade. O mesmo comportamento observado no gráfico torque de relutância também ocorre para a corrente i_{sd} que é limitada no instante da transição dos métodos e em seguida volta a aumentar devido o valor imposto pela curva $i_{sd} = f(\omega_r)$.

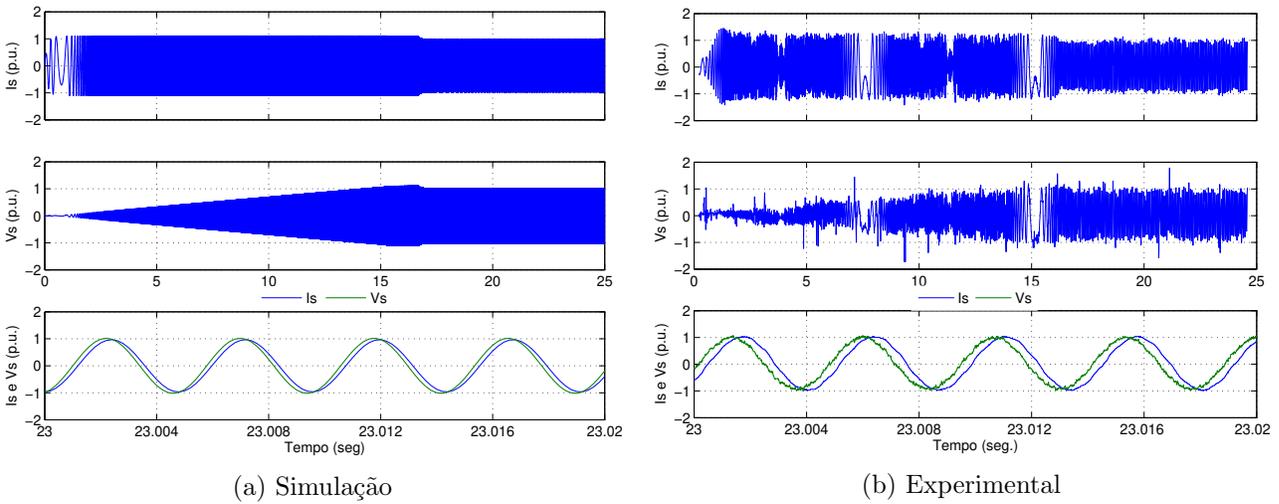


Figura 4.12: Corrente e tensão de fase para 0.9 p.u. de velocidade e 1.07 p.u. de torque.

Os resultados da Figura 4.12a, relativos à tensão de estator, mostram que é possível gerar um torque de até 1.07 p.u., mediante o *enfraquecimento de campo*, sem que a tensão de estator ultrapasse o valor de base. O aumento do fator de potência, observado com a diminuição do ângulo de potência, é consequência do aumento da componente de corrente i_{sd} .

4.2.3 Região de *enfraquecimento pleno*

Teste com 1 p.u. de velocidade e 1 p.u. de torque.

Acima de 1 p.u. de velocidade utiliza-se impreterivelmente o controle de *enfraquecimento de campo*, pois $E_f > 1 p.u.$. Verifica-se também no diagrama da Figura 4.3a que não é possível utilizar o controle *MTPA* nesta região, pois as elipses obtidas para velocidades superiores a 1 p.u. não intersectam a curva *MTPA*. Portanto, como observado no teste anterior o MSIFI também acelera até 0.8 p.u. de velocidade com aproximadamente 1.3 p.u. de torque (*carga + inércia*) através da curva *MTPA* quando atinge-se 1 p.u. de tensão. Neste ponto ocorre a transição entre os métodos de controle e o MSIFI é acionado através do controle de *enfraquecimento de campo* com tensão constante.

Nos gráficos de torque da Figura 4.13a observa-se que, no instante da transição dos métodos de controle, o torque desenvolvido pelo MSIPI é limitado em função da limitação da corrente i_{sq} . Neste teste fica mais evidente que a componente de torque de relutância volta a aumentar após a transição. Isto ocorre devido ao aumento da corrente i_{sd} , necessário para manter a tensão constante durante a aceleração. Nos gráficos de potência e fator de potência da Figura 4.13b observa-se que a potência reativa diminui em relação ao teste anterior. Isto ocorre devido ao aumento da tensão de magnetização.

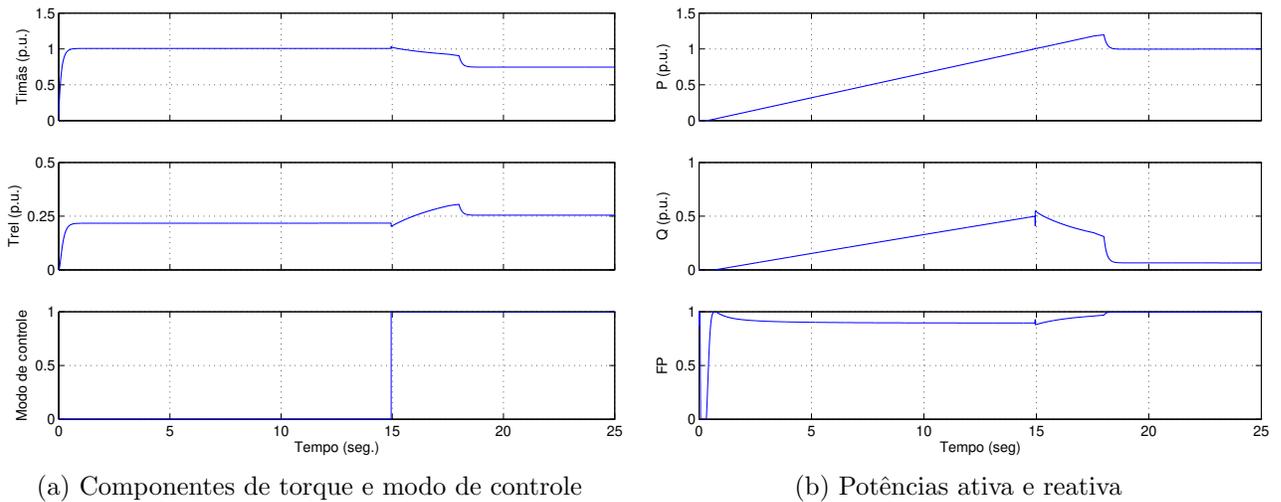
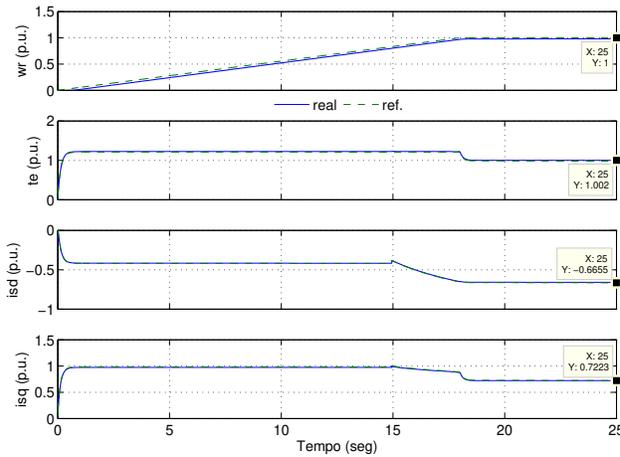


Figura 4.13: Componentes de torque, modo de controle, potência e fator de potência obtidos em simulação para 1 p.u. de velocidade e 1 p.u. de torque.

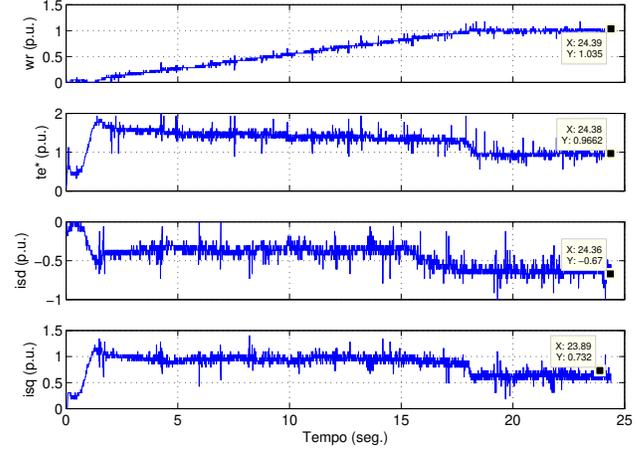
Como pode ser observado na Figura 4.13a, o MSIPI é acionado em regime com uma relação *torque/corrente* de 1 N.m/A , obtida com 0.74 p.u. de torque devido aos ímãs e 0.26 p.u. de torque de relutância. O torque total obtido a partir desta relação converge com o valor determinado pela característica de torque apresentada na Figura 4.3b.

Como observado no teste anterior, nota-se no gráfico de velocidade da Figura 4.8a, que o MSIPI apresenta uma redução de aproximadamente 58% na resposta dinâmica em relação ao primeiro teste, devido ao aumento do tempo de aceleração.

Os valores de i_{sd} e i_{sq} obtidos nos gráficos de corrente da Figura 4.14a condizem com os valores determinados pela intersecção entre a elipse obtida com 1 p.u. de velocidade e a circunferência de máxima corrente, como observado na Figura 4.3a. O aumento da corrente i_{sd} em relação aos testes anteriores se deve ao fato que ao longo da região de *enfraquecimento de campo* o ângulo δ avança a partir do eixo em quadratura para enfraquecer o fluxo de magnetização. Em contrapartida, a corrente i_{sq} é limitada pela circunferência de máxima corrente para manter a potência constante.

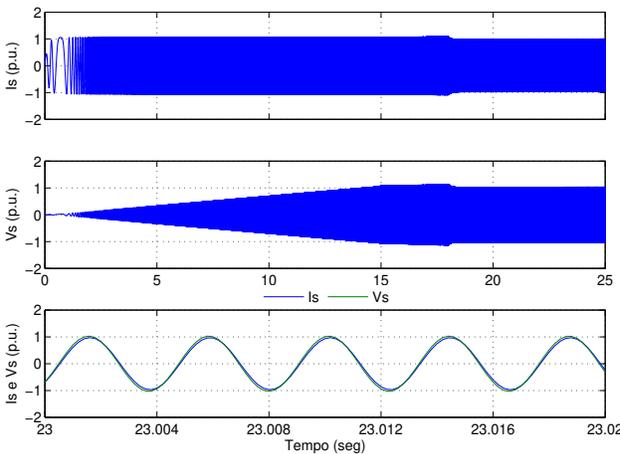


(a) Simulação

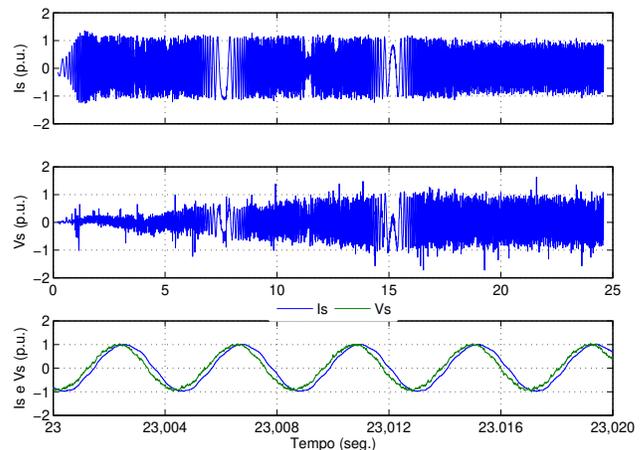


(b) Experimental

Figura 4.14: Resposta da velocidade, torque eletromagnético e correntes i_{sd} e i_{sq} para 1 p.u. de velocidade e 1 p.u. de torque.



(a) Simulação



(b) Experimental

Figura 4.15: Corrente e tensão de fase para 1 p.u. de velocidade e 1 p.u. de torque.

O gráfico tensão de estator da Figura 4.9a indica que 1 p.u. é o máximo valor de torque que o MSUPI pode acionar, pois nesta condição atinge-se 1 p.u. de tensão de estator. O aumento do fator de potência observado neste mesmo gráfico com a diminuição do ângulo de potência é resultado da diminuição da potência reativa causada pelo aumento de i_{sd} .

Os resultados experimentais apresentados nas Figuras 4.8b e 4.9b descrevem o mesmo comportamento observado nos resultados de simulação.

Teste com 1.1 p.u. de velocidade e 0.9 p.u. de torque.

As características observadas no caso anterior se mantêm para esta condição, portanto, os resultados apresentados a seguir têm apenas o objetivo de confirmar as tendências indicadas pelos testes anteriores. Por exemplo, o gráfico de potência reativa da Figura 4.16b indica que o MSIPI está sendo acionado com uma potência capacitiva de 0.1 p.u. Ao longo da região de *enfraquecimento de campo* a potência reativa aumenta em módulo, até atingir 1 p.u. na velocidade máxima.

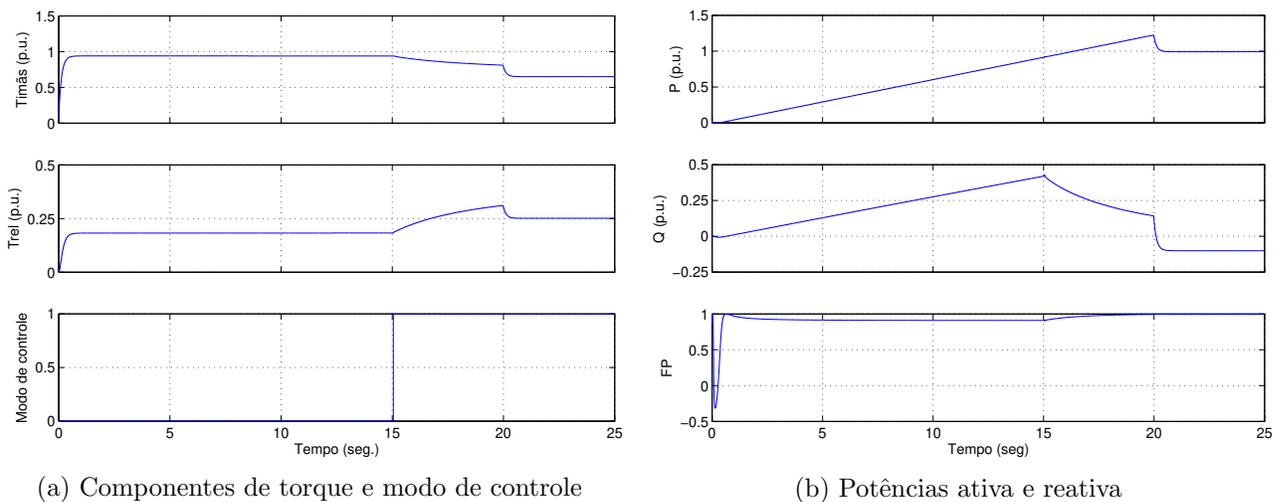
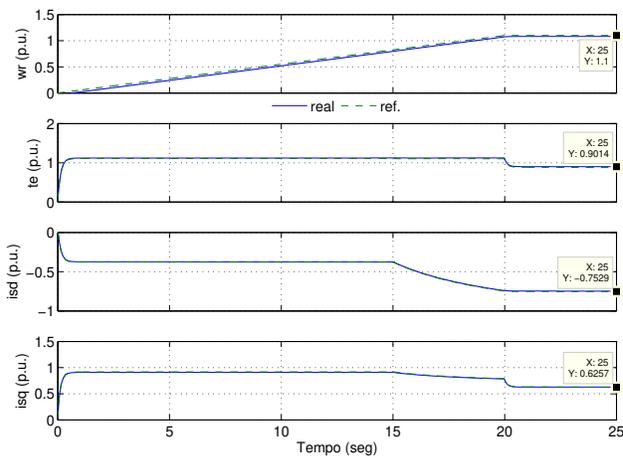


Figura 4.16: Componentes de torque, modo de controle, potência e fator de potência obtidos em simulação para 1.1 p.u. de velocidade e 0.9 p.u. de torque.

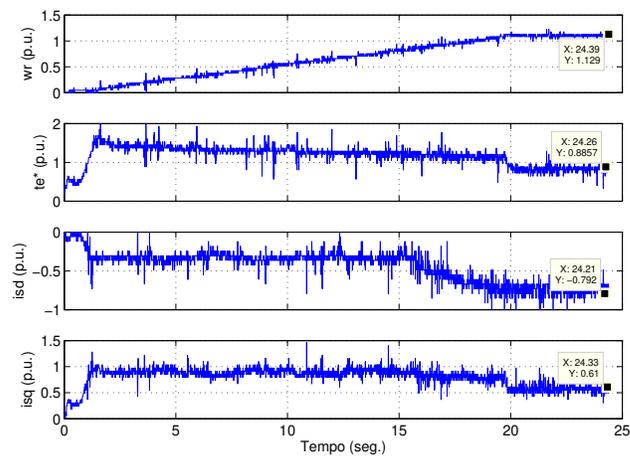
Através da Figura 4.16a observa-se que houve uma diminuição na relação *torque/corrente* de aproximadamente 20% em relação ao primeiro teste. O torque total obtido a partir das componentes apresentadas na Figura 4.16a confirmam o valor determinado pela característica de torque da Figura 4.3b. Como pode ser observado no gráfico de velocidade da Figura 4.17a, o avanço de corrente necessário para manter a potência constante neste teste, implica em uma redução de 62% da resposta dinâmica em relação ao primeiro teste.

Os valores de i_{sd} e i_{sq} obtidos nos gráficos de corrente da Figura 4.17a condizem com os valores determinados pela intersecção entre a elipse obtida com 1.1 p.u. de velocidade e a circunferência de máxima corrente, como observado na Figura 4.3a. O gráfico tensão de estator da Figura 4.18a indica que a tensão de estator se mantém em 1 p.u. quando o MSIPI é acionado com 0.9 p.u. de torque e 1.1 p.u. de velocidade.

Os resultados experimentais apresentados nas Figuras 4.17b e 4.18b descrevem o mesmo comportamento observado nos resultados de simulação.

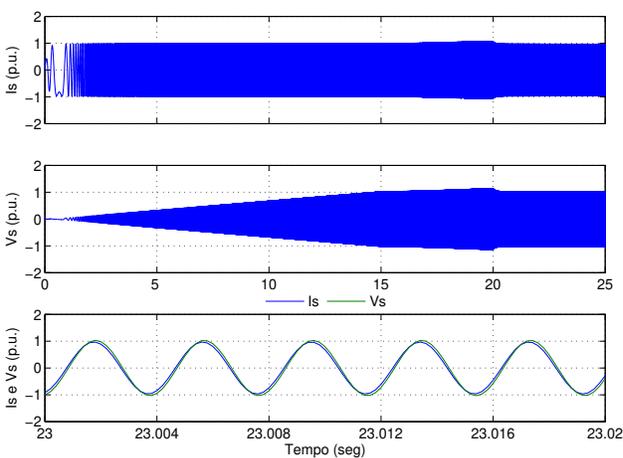


(a) Simulação

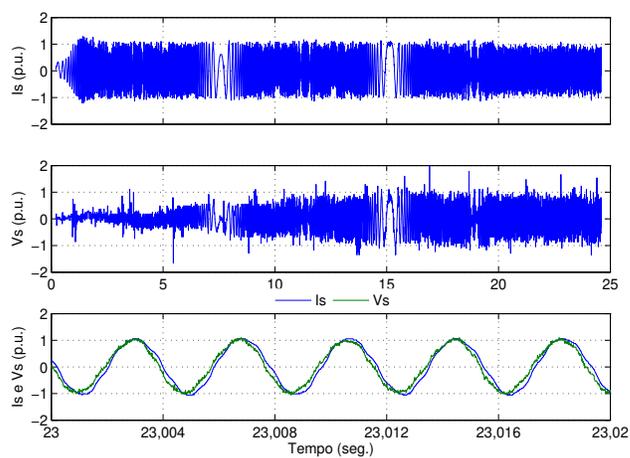


(b) Experimental

Figura 4.17: Resposta da velocidade, torque eletromagnético e correntes i_{sd} e i_{sq} para 1.1 p.u. de velocidade e 0.9 p.u. de torque.



(a) Simulação



(b) Experimental

Figura 4.18: Corrente e tensão de fase para 1.1 p.u. de velocidade e 0.9 p.u. de torque.

CAPÍTULO 5

Conclusão e Sugestões para Trabalhos Futuros

5.1 Conclusão

Neste trabalho é proposto o controle linear de torque de um MSIPI que utiliza a curva *MTPA* com o objetivo de aproveitar o torque de relutância e acionar o motor com a máxima relação *torque/corrente* na região de *torque constante*. Isto possibilita o uso de um inversor de frequência de menor potência na montagem experimental.

Verifica-se, a partir dos resultados de simulação e experimentais, que a extensão do controle segundo a curva *MTPA* na região de *enfraquecimento de campo parcial* diminui o tempo de resposta e, conseqüentemente, os picos de corrente durante os transitórios. Os resultados também mostram que o controle da reação de armadura foi implementado satisfatoriamente, pois na região de *enfraquecimento de campo* o MSIPI funcionou com velocidades de até duas vezes o seu valor nominal com *potência constante*.

5.2 Sugestões para trabalhos futuros

Como indicado pelos resultados, o MSIPI apresenta baixa reposta dinâmica na região de *enfraquecimento de campo*. Portanto, sugere-se que sejam realizados estudos para melhorar o desempenho do controle nesta faixa de velocidade. Por exemplo, adequando as equações apresentadas no capítulo 3 para obtenção de maiores níveis de *enfraquecimento de campo*, é possível obter uma estratégia de controle capaz de reduzir a tensão terminal de estator, permitindo uma maior excursão da componente da reação de armadura no eixo em quadratura durante os transitórios.

Referências Bibliográficas

- Bim, E. (2009). *Máquinas elétricas e acionamento*, Elsevier Editora Ltda.
- Haute, S. V., Terörde, G., Hameyer, K. & Belmans, R. (1998). Modelling and implementation of a permanent magnet synchronous motor drive using a dsp development environment, *Proc. EPE Conf.* .
- Kim, H. (2004). *On-line parameter estimation, current regulation, and self-sensing for IPM synchronous machine drives*, PhD thesis, University of Wisconsin-Madison.
- Krishnan, R. (1993). Control and operation of pm synchronous motor drives in the field - weakening region, *IEEE IECON93* .
- Mademlis, C., Kioskeridis, I. & Margaris, N. (2004). Optimal efficiency control strategy for interior permanent magnet synchronous motor drives, *IEEE Trans. on energy conversion* .
- Novotny, D. W. & Lipo, T. A. (1996). *Vector control and dynamics of AC drives*, Prentice Hall PTR.
- Ong, C. M. (1998). *Dynamic simulation of electric machinery - Using MATLAB/SIMULINK*, Prentice Hall PTR.
- Pan, C.-T. & Sue, S.-M. (2005). A linear maximum torque per ampere control for ipmsm drives over full-speed range, *IEEE Trans. on energy conversion* .
- P&D (2007). Motor de ímãs permanentes e inversor de frequência, *WEG em Revista* .
- Pillay, P. & Krishnan, R. (1989). Modelling, simulation and analysis of permanent-magnet motor drives, part 1: The permanent-magnet synchronous motor drive, *IEEE Trans. on industry applications* .
- Ranganathan, V. T., Bossche, A. V. D. & Coussens, P. (1994). *A tutorial in AC induction and permanent magnet synchronous motors*, Analog Devices.
- Sebastian, T. & Slemon, G. R. (1987). Operating limits of inverter-driven permanent magnet motor drives, *IEEE Trans. on industry applications* .
- Sozer, Y. & Torrey, D. A. (1998). Adaptive flux weakening control of permanent magnet synchronous motors, *Thirty-Third IAS Annual Meeting* .

- Vas, P. (1992). *Electrical machines and drives : A space-vector theory approach*, Oxford University Press.
- Vas, P. (1998). *Sensorless vector and direct torque control*, Oxford University Press.
- Øvrebø, S. (2004). *Sensorless control of permanent magnet synchronous machines*, PhD thesis, Norwegian University.
- Zhong, L., Rahman, F. & Lim, K. W. (1996). Modelling and experimental studies of an instantaneous torque and field weakening control scheme for an interior permanent magnet synchronous motor drive, *Electrimacs'96 Electric Machines Converters and Systems* .