



Este exemplar corresponde à redação final da tese
defendida por Evandro Borda de
Vuono e aprovada pela Comissão
Julgadora em 15, 01, 1997.
 Orientador

Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Departamento de Sistemas e Controle de Energia

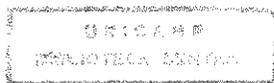
Uma contribuição ao estudo de controle de alto
desempenho de motores de indução trifásicos

Evandro Borda de Vuono

Orientador: Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação,
UNICAMP, como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título
de Mestre em Engenharia Elétrica.

Campinas, Janeiro de 1997.



1625076

UNIDADE	BC
N.º CHAMADA:	T/UNICAMP
V982c	
V. E.	
TOMBO BC/	30269
PROC.	281197
C <input type="checkbox"/> D <input checked="" type="checkbox"/>	
PREÇO	R\$ 11,00
DATA	24/05/97
N.º CPD	

CM-00099464-0

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

V982c Vuono, Evandro Borda de
Uma contribuição ao estudo de controle de alto desempenho de motores de indução trifásicos / Evandro Borda de Vuono.--Campinas, SP: [s.n.], 1997.

Orientador: Ernesto Ruppert Filho.
Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Motores elétricos de indução. 2. Conjuntos nebulosos. 3. Simulação (Computadores digitais). 4. Máquinas elétricas. I. Ruppert Filho, Ernesto. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Resumo

Neste trabalho serão estudadas várias técnicas de controle vetorial de máquinas elétricas, onde estruturas de controle de velocidade são o ponto principal de discussão.

Um panorama geral das principais estratégias de controle vetorial para máquina de indução, tanto para a tradicional alimentação em corrente quanto para alimentação em tensão, é apresentado detalhando o princípio e as características operacionais de cada método de controle.

As técnicas aqui mostradas foram escolhidas por estarem classificadas dentro das técnicas de acionamentos de alto desempenho, ou seja, apresentam rapidez de resposta e precisão elevada. As vantagens e desvantagens de cada técnica são apontadas durante o texto.

As estruturas de controle foram agrupadas de forma a se dar uma visão global das diferentes formas de controle vetorial existentes. Dois grupos básicos foram formados: as técnicas de orientação pelo campo e as técnicas de aceleração pelo campo. O primeiro grupo citado ainda foi subdividido em alimentação em corrente e em tensão. O segundo grupo não apresenta essa divisão, pois apesar do controle por aceleração ser possível com alimentação em corrente, somente as técnicas diretas com alimentação em tensão tiveram aceitação e se mostraram superiores, sendo exploradas no texto com mais profundidade.

Uma série de resultados de simulação ilustram a análise desenvolvida para cada técnica mostrando o desempenho dinâmico de cada estrutura de controle.

Seguindo uma tendência recente da engenharia, a parte final do trabalho discute a introdução de conceitos de lógica nebulosa em acionamentos elétricos. Em particular serão tomados como exemplo algumas estruturas analisadas durante o trabalho e a possibilidade de aplicação desses novos conceitos nas mesmas. O problema de variação paramétrica em esquemas de controle vetorial é discutido e sua solução sempre analisada do ponto de vista de algoritmos nebulosos, visando dessa forma realçar as várias possibilidades de aplicação desta teoria, que cada vez mais se afirma como uma ferramenta básica de trabalho.

Agradecimentos

- Ao Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho, Orientador, pela amizade, apoio, e indispensável orientação.
- Ao amigo João Carlos Texeira pelas incontáveis discussões sem as quais esse trabalho não estaria completo.
- Aos amigos de todas as horas Otávio Marcos S. N, Sylvia Regina.
- Aos amigos do Laboratório de Sistemas e Controle de Energia/DSCE, pela amizade, apoio e valiosas discussões.
- Ao companheiro Rodolfo pelas várias discussões técnicas, que se transformaram em resultados de grande valor ao trabalho final.
- Ao companheiro Prof. Msc. Walmir Caminhas pela grande ajuda em vários momentos do trabalho.
- Ao companheiro Glauco pela ajuda nas rotinas gráficas usadas nas simulações.
- A minha família.
- Ao CNPq pelo apoio financeiro.

Se algo funciona na primeira tentativa, desconfie que alguma coisa está errada.
Thomas Edson, inventor da lâmpada.

Dedico este trabalho aos meus irmãos Fábio e Ricardo, que sempre me compreenderam.

Conteúdo

Resumo	i
Agradecimentos	ii
Dedicatória	iii
Conteúdo	iv
1 Introdução	
1.1 Introdução	1
1.2 técnicas vetoriais de controle de máquinas elétricas	2
1.2.1 Classificação das técnicas vetoriais de controle	3
1.2.1 Controle vetorial por campo orientado	4
1.2.3 Controle vetorial por aceleração de campo	7
2 Controle vetorial com orientação pelo campo e alimentação em corrente	
2.1 Introdução	11
2.2 Conceito de desacoplamento entre torque e fluxo	12
2.3 Modelos em fluxo para a máquina de indução	14
2.4 Controle vetorial indireto com orientação pelo campo	16
2.4.1 Orientação no fluxo de rotor	19
2.4.2 Orientação no fluxo de estator	22
2.4.3 Orientação no fluxo mútuo	24
2.5 Controlador vetorial universal	27
2.5.1 Modelo em fluxo arbitrário	27
2.5.2 Controlador universal indireto com orientação pelo campo	29
2.6 Controle vetorial direto com orientação pelo campo	31
2.6.1 Orientação no fluxo de rotor	32
2.6.2 Orientação no fluxo de estator	34

2.6.3	Orientação no fluxo mútuo	36
2.7	Controlador vetorial universal direto	39
3	Controle vetorial com orientação pelo campo e alimentação em tensão	
3.1	Introdução	41
3.2	Estruturas de controle tipo I	45
3.2.1	Orientação no fluxo de rotor	47
3.2.2	Orientação no fluxo de estator	48
3.2.3	Orientação no fluxo mútuo	49
3.3	Estruturas de controle tipo II	51
3.3.1	Orientação no fluxo de rotor	52
3.3.2	Orientação no fluxo de estator	54
3.3.3	Orientação no fluxo mútuo	56
4	Controle vetorial por aceleração de campo	
4.1	Introdução	58
4.2	Conceito de aceleração de campo	59
4.3	Introdução a teoria de vetores espirais	60
4.4	Método de segregação de fases na análise da máquina de indução	62
4.5	Controle FAM TI	66
4.6	Controle FAM TII	69
4.7	Controle IFAM	73
4.8	Controle DSC	80
5	Lógica nebulosa em acionamentos elétricos	
5.1	Introdução	84
5.2	Controladores baseados em regras nebulosas	86

5.2.1 Projeto de controladores nebulosos	90
5.3 Controladores nebulosos em estruturas vetoriais de controle	93
5.3.1 Controle vetorial indireto com orientação no fluxo de rotor	93
5.3.2 Controle vetorial direto com orientação no fluxo de rotor	94
5.3.3 Controle vetorial direto com orientação no fluxo de estator	97
5.4 Estimação paramétrica com controladores nebulosos	99
5.4.1 Controle vetorial com orientação no rotor alimentação em tensão	100
5.4.2 Controle vetorial com orientação no estator alimentação em tensão	104
5.4.3 Controle IFAM	109
6 Conclusões	
Conclusões	113
Apêndice A Modelo em eixos ortogonais da máquina de indução trifásica	116
Apêndice B Controle PWM por modulação vetorial	120
Apêndice C Parâmetros elétricos da máquina de indução	125
Referências	126

Introdução as técnicas de controle vetorial

1.1 Introdução

Técnicas vetoriais de controle de motores de indução têm sido extensivamente estudadas nas últimas duas décadas, e hoje representam a forma mais eficiente de implementação de acionamentos elétricos em corrente alternada. Desde seu surgimento no início dos anos setenta, muitas estruturas de controle baseadas no mesmo conceito foram elaboradas, criando uma aparente confusão dentro desse ramo da engenharia.

O conceito de controle vetorial, foi desde então associado as técnicas de acionamentos elétricos em que as variáveis de controle são representadas por seu módulo e orientação espacial, ou por suas componentes em eixos ortogonais, fazendo com que o controle tenha características vetoriais (Silva, 1994).

O objetivo deste trabalho é procurar traçar um panorama atual e abrangente das diferentes formas de controle vetorial de máquinas de indução normalmente usadas em acionamentos de alto desempenho dinâmico, isto é, acionamentos onde se obtém elevada rapidez e precisão de resposta, tratando desde sua formulação básica até suas características de funcionamento, onde através de uma classificação dos métodos apresentados a dificuldade de uma visão geral da área pode ser evitada. Outro objetivo é a introdução e aplicação de conceitos de lógica nebulosa em acionamentos elétricos, onde o desempenho de novos algoritmos de controle baseados em regras nebulosas são comparados com as tradicionais formas de controle.

O trabalho será dividido em duas partes, a primeira composta pelos capítulos 1, 2, 3 e 4 onde as estruturas de controle vetorial estudadas são apresentadas de acordo com uma classificação baseada na forma de controle de torque. A segunda parte, composta pelo capítulo 5, apresenta estruturas de controle baseadas em algoritmos nebulosos.

No capítulo 1 discutimos a organização do trabalho, a classificação dos métodos vetoriais usada para a divisão dos capítulos, e apresentamos uma discussão sobre alguns importantes conceitos que serão tratados nos capítulos restantes.

No capítulo 2 fazemos uma discussão detalhada das técnicas de controle vetorial por campo orientado para alimentação em corrente e discutimos o conceito fundamental de desacoplamento entre torque e fluxo. O capítulo se subdivide em duas partes: a primeira apresenta estruturas indiretas de controle, enquanto que a segunda os esquemas diretos. As estruturas diretas são aquelas que apresentam uma malha fechada de regulação de fluxo, e as indiretas não apresentam essa característica.

Todas as possibilidades de orientação são incluídas tanto para a forma indireta quanto para a direta de controle, isto é, a orientação nos fluxos de rotor, de estator e mútuo. A generalização dos diferentes tipos de orientação de fluxo em uma única estrutura de controle é discutida.

No capítulo 3 apresentamos estruturas vetoriais de orientação pelo campo adequadas a alimentação em tensão. As principais características destes esquemas são analisadas e discutidas, como características de partida e o uso obrigatório de reguladores de corrente em algumas estruturas a fim de que se qualifiquem como de alto desempenho dinâmico. Também apresentaremos estruturas alternativas que não apresentam os tradicionais reguladores de corrente, e que estão de acordo com recentes resultados existentes na literatura especializada. A

generalização das estruturas de controle também é discutida de forma similar ao que foi feito no capítulo 2.

No capítulo 4 discutimos detalhadamente as técnicas de aceleração de campo, desde o uso do conceito de aceleração de campo como técnica de acionamento até a modelagem da máquina de indução por vetores espirais e a obtenção das estruturas básicas de controle. Também serão discutidas outras técnicas de aceleração de campo existentes. A primeira delas, o IFAM, proposta por Takahashi e Noguchi, que nada mais é do que uma técnica direta de controle sem bloco de escorregamento controlado. O DSC, outra técnica de aceleração de campo, também será discutida neste capítulo, sua estrutura é bem semelhante ao controlador IFAM, porém mais adequada para funcionamento em baixas frequências de operação.

Na segunda parte do trabalho, que corresponde ao capítulo 5, discutimos a aplicação da lógica nebulosa em acionamentos elétricos, onde duas tendências são analisadas: a introdução de controladores nebulosos substituindo os tradicionais reguladores PI usados nas estruturas convencionais de controle em malha fechada, e seu uso em algoritmos de estimação de parâmetros. Neste capítulo também são introduzidas algumas formas de aquisição de fluxo e velocidade não exploradas no restante do texto, e que recentemente tem sido tema da maioria dos trabalhos técnicos publicados na área.

1.2 Técnicas vetoriais de controle de máquina elétricas

A energia sob forma elétrica é o mais importante elemento na moderna civilização industrial, por isso sua utilização de forma cada vez mais eficiente têm sido o objetivo da maioria das suas aplicações. Em acionamentos elétricos não é diferente, porém por se tratar de uma área de pesquisa multidisciplinar, que envolve diversos ramos do conhecimento como por exemplo, eletrônica de potência, máquinas elétricas, teoria de controle, processamento digital de sinais, o desenvolvimento caminhou lentamente. Somente nas últimas duas décadas com aparecimento das técnicas vetoriais de controle e o desenvolvimento dos microprocessadores, é que a área de acionamentos elétricos chegou a um nível satisfatório de evolução (Bose, 1986).

Os primeiros passos dessa caminhada foram dados por Hasse em 1969 que propôs um esquema de controle para a máquina de indução baseado no seu modelo vetorial, que apresentou uma melhora considerável na resposta dinâmica do acionamento e que mais tarde veio a ser chamada de controle vetorial indireto. A diferença entre essa e as técnicas existentes na época é o uso da magnitude e orientação das variáveis de controle e também o fato de ser válida mesmo em regime transitório de operação. Entretanto, Hasse não conseguiu dar uma forma geral a esses novos conceitos, esse fato e mais a complexidade de implementação destas novas estruturas de controle, contribuíram para que os resultados não recebessem a devida atenção (Lorenz, 1990).

Somente mais tarde, Blaschke em 1972 utilizando-se de conceitos matemáticos e também muita intuição sobre o comportamento dinâmico da máquina de indução, conseguiu formular uma teoria geral de controle a qual pode ser aplicada a qualquer tipo de máquina de corrente alternada. Ele demonstrou que era possível desacoplar fluxo e torque, reduzindo a dinâmica da máquina de indução à de uma máquina de corrente contínua de excitação independente. Foi Blaschke que deu nome a nova técnica de controle a qual conhecemos hoje como controle vetorial, e desenvolveu o chamado controle vetorial direto por orientação no fluxo do rotor (Blaschke, 1972).

Durante a década de 70 as técnicas vetoriais de acionamentos foram consideradas somente exercício acadêmico, pois o complexo processamento de sinais necessários na sua implementação tornava sua aplicação na indústria inviável. Essa situação permaneceu até o início da década de 80 quando as primeiras implementações fazendo uso de microprocessadores começaram a surgir, desde então a pesquisa na área tem sido intensa, e obviamente modificações e melhorias nas idéias originais foram propostas, problemas práticos de implementação foram detectados e soluções foram estudadas (Leonhard, 1990).

A intensa pesquisa na área de acionamentos elétricos, após o aparecimento das idéias iniciais de Hasse e Blaschke, e a motivação dada com o surgimento das primeiras implementações fez com que o aparecimento de novas idéias fosse uma questão de tempo. As primeiras variações às técnicas de orientação de campo surgiram em 1981 com Yamamura, que propôs a chamada técnica de aceleração de campo (FAM - Field Acceleration Method), que de acordo com o autor se apresentava superior às técnicas existentes na época, e tinha como principal vantagem apresentar uma estrutura alimentada em tensão, diferentemente das técnicas de orientação de campo que até então eram mais adequadas à alimentação em corrente. Yamamura concluiu que a alimentação em tensão apesar de não apresentar a resposta instantânea de torque, fornece maior robustez e adaptação ao acionamento (Yamamura, 1990).

As técnicas de aceleração de campo criaram muitas discussões, principalmente após seu autor criticar os métodos existentes para análise e controle de máquinas de corrente alternada. Essas discussões, na maioria das vezes, eram produtivas pois tornaram possível o melhor entendimento de técnicas de tratamento de torque e fluxo visando o controle de alto desempenho.

Após as idéias iniciais de Yamamura, que não eram perfeitas e apresentavam falhas que são discutidas em uma grande quantidade de trabalhos publicados (Stephan, 1991; Tsuji, 1993), alternativas de controle para máquina de indução surgiram, quase sempre baseadas na filosofia de aceleração de campo, entre as mais significativas podemos citar: IFAM - Improvement Field Acceleration Method proposto por Takahashi e Noguchi em 1986 (Takahashi, 1986) e o DSC - Direct Self Control proposto por Depenbrock em 1988 (Depenbrock, 1988). Os detalhes de cada um destes métodos serão analisados no capítulo 4.

Nos últimos anos o desenvolvimento de diferentes linhas de pesquisa como controle robusto, observadores de fluxo e métodos de acionamentos sem sensores de velocidade, tem sido bastante estudados para aplicação em todos os tipos de máquinas. Também podemos notar um crescente interesse no uso dos métodos diretos de controle como solução para acionamentos de alto desempenho em relação aos métodos indiretos, os quais vinham tendo maior destaque na última década (Lorenz, 1995).

A combinação destas novas linhas de pesquisa fez com que uma nova geração de acionamentos de corrente alternada aparecesse no cenário industrial. Essa nova geração de acionamentos combina baixo custo, robustez e desempenho superior quando comparado aos métodos que vinham sendo extensivamente usados na indústria, principalmente o tradicional controle vetorial indireto com orientação segundo fluxo de rotor e alimentação em corrente, que vêm sendo gradativamente abandonado.

1.2.1 Classificação das técnicas vetoriais de controle

O conceito de método vetorial para o controle de máquinas de corrente alternada hoje apresenta um significado mais amplo daquele originalmente proposto por Blaschke, e se aplica a todas as técnicas de controle que fazem uso da orientação espacial do vetor fluxo controlado. Uma análise ampla destas técnicas, todas elas inspiradas nas idéias originais de Blaschke, mostra que algumas diferenças entre as estruturas de controle e suas características de funcionamento estão presentes. Essas diferenças tornaram necessária uma divisão natural dessas técnicas a fim de facilitar seu entendimento. Com isso, duas classes distintas de controle vetorial foram criadas: o controle vetorial por orientação pelo campo e controle vetorial por aceleração de campo.

O controle vetorial por orientação de campo tem como característica básica o desacoplamento entre torque e fluxo. O desacoplamento é conseguido orientando o fluxo controlado com o eixo d do sistema dq girante. A orientação no fluxo de rotor tem sido preferida por produzir resposta instantânea de torque, contudo a orientação segundo fluxo de estator e mútuo também é possível e apesar de não produzirem resposta instantânea de torque apresentam outras importantes vantagens. Estas técnicas foram inicialmente propostas para alimentação do

motor em corrente, porém nos últimos anos a alimentação do motor em tensão vem sendo bastante estudada.

Os modelos desacoplados obtidos para a máquina de indução a partir da condição orientação de campo, apresentam uma grande similaridade com o modelo da máquina de corrente contínua. Por esse motivo, é possível uma grande associação das idéias de orientação de campo com o controle da máquina de corrente contínua.

O controle vetorial por aceleração de campo não possui nenhuma analogia com a máquina de corrente contínua e não está associada à idéia de desacoplamento. Nesta técnica, o controle de torque está associado ao controle da frequência de escorregamento do vetor fluxo controlado, onde a idéia de acelerar o campo está ligada à idéia de aumentar o escorregamento, provocando assim um aumento de torque. Além disso, são também necessários mecanismos de regulação de fluxo. Nas estruturas de controle por aceleração de campo a alimentação tanto em corrente como em tensão é possível e qualquer fluxo seja de rotor, de estator ou mútuo pode ser adotado como variável de controle, porém a maioria das implementações tem adotado o controle direto do fluxo de estator com alimentação em tensão.

1.2.2 Controle vetorial por campo orientado

Vários pontos importantes ao controle vetorial orientado pelo campo devem ser discutidos antes que uma abordagem detalhista do problema seja feita. Com esse objetivo, aspectos relevantes ao acionamento podem ser discutidos por exemplo:

- Diferenças entre os métodos diretos e indiretos
- Métodos de identificação e compensação paramétrica
- Medição ou estimação de fluxo
- Alimentação em corrente ou tensão
- Necessidade de circuitos desacopladores nos métodos diretos
- Desacoplamento nas diferentes estruturas de controle vetorial direto

As técnicas de controle vetorial orientado pelo campo podem ser classificadas em dois diferentes grupos, os métodos diretos e o métodos indiretos (Bose, 1986). Os métodos diretos de orientação pelo campo, conforme figura 1.1, apresentam uma malha fechada de regulação de fluxo, no caso de fluxo do rotor, e portanto se caracterizam pela necessidade de medição ou estimação das componentes ortogonais do vetor fluxo, ou seja, módulo e fase do vetor. Nesse tipo de estrutura a aquisição do vetor fluxo é de fundamental importância, e as principais formas de solução para ele serão discutidas mais adiante. A grande vantagem do método direto é ser robusto à variação dos parâmetros (XU e outros, 1990).

O método indireto de orientação pelo campo segundo fluxo de rotor, mostrado na figura 1.2, tem como característica principal não apresentar a realimentação do vetor fluxo. Ele se utiliza de um modelo desacoplado da máquina de indução para gerar as variáveis de controle necessárias à obtenção do desacoplamento, e portanto não existe informação real do vetor fluxo controlado. Dessa forma, o método indireto se torna dependente de um perfeito ajuste entre os parâmetros da máquina e os usados na malha de controle (Ho, 1988; Caminhas, 1990; Sathikumar, 1984). Por outro lado, a variação da temperatura da máquina, a saturação e o efeito pelicular podem fazer

com que os parâmetros elétricos do motor apresentem considerável variação fazendo com que o desempenho do controle não seja ideal.

A influência da saturação e do efeito pelicular podem ser amenizadas por uma modelagem mais cuidadosa da máquina e que leve em conta as não linearidades magnéticas dos materiais (Umanand, 1994). Já a variação da resistência devido à temperatura não pode ser prevista facilmente. A solução para esse problema torna necessário o uso de algoritmos de estimação de parâmetros. No controle vetorial indireto a estimação das variações de parâmetros constitui a maior dificuldade de implementação, onde algoritmos complexos e precisos se contrapõem a métodos simples e lentos, esse fato será mais bem discutido no capítulo 5.

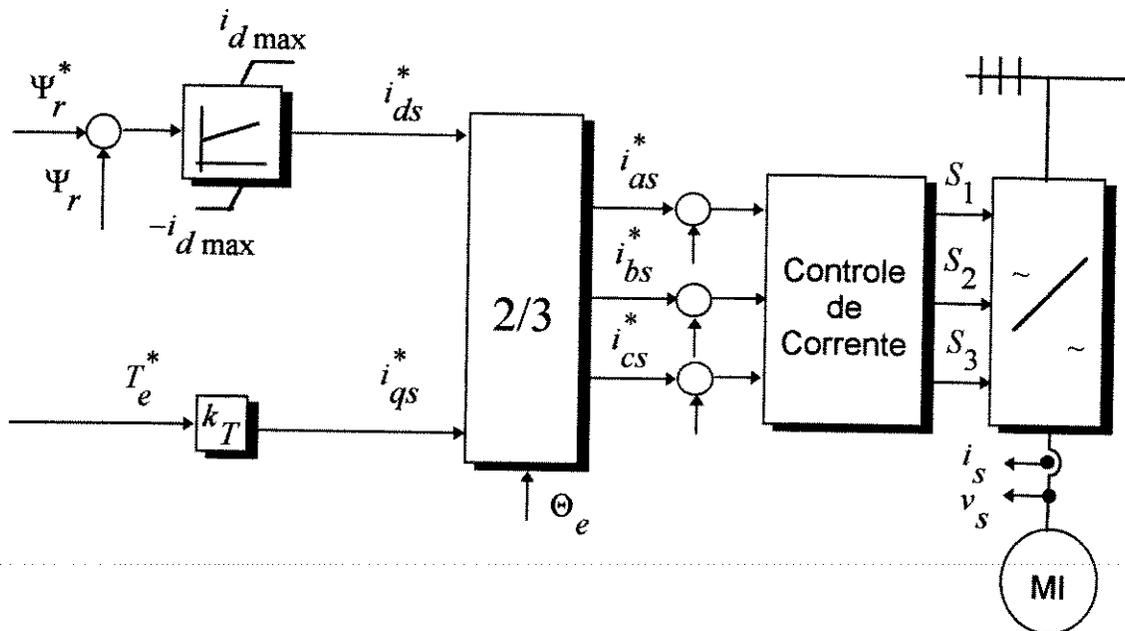


Figura 1.1 Método direto de orientação de campo segundo fluxo de rotor.

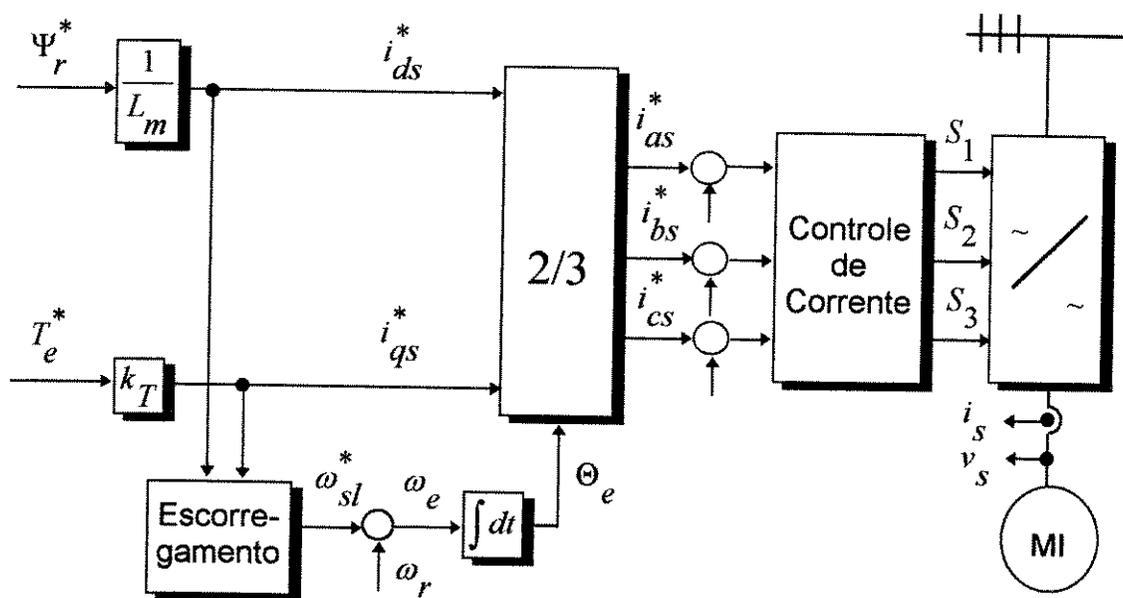


Figura 1.2 Método indireto de orientação de campo segundo fluxo de rotor.

Recentemente o controlador vetorial universal (De Donker, 1994) que comporta ambas as formas de controle vetorial em qualquer orientação, têm sido sugerido como forma de contornar o problema de variação de resistência, onde na região de baixa velocidade de operação o controlador indireto é usado pois as variações paramétricas influenciam menos, porém em altas velocidades o controlador direto é preferido, pois os métodos de aquisição de fluxo são mais eficazes (Bose, 1993).

Outro ponto importante é o problema da aquisição de fluxo nos métodos diretos. Ela pode ser feita através de estimação, figura 1.3a, ou medição, figura 1.3b onde geralmente são usadas as seguintes técnicas: sensores de efeito hall, bobinas exploradoras, estimadores de fluxo e observadores de fluxo.

Os sensores de efeito hall apresentam dificuldades de instalação, e para seu uso são necessárias máquinas com construção especial. Além disso, os sensores devem ser colocados ortogonalmente na superfície do estator apresentando sinais altamente distorcidos causados pelo efeito das ranhuras do rotor. Outra desvantagem é o mau funcionamento em situações com excesso de vibração e de temperatura, entretanto apresentam bom desempenho em baixas velocidades (Leonhard, 1990).

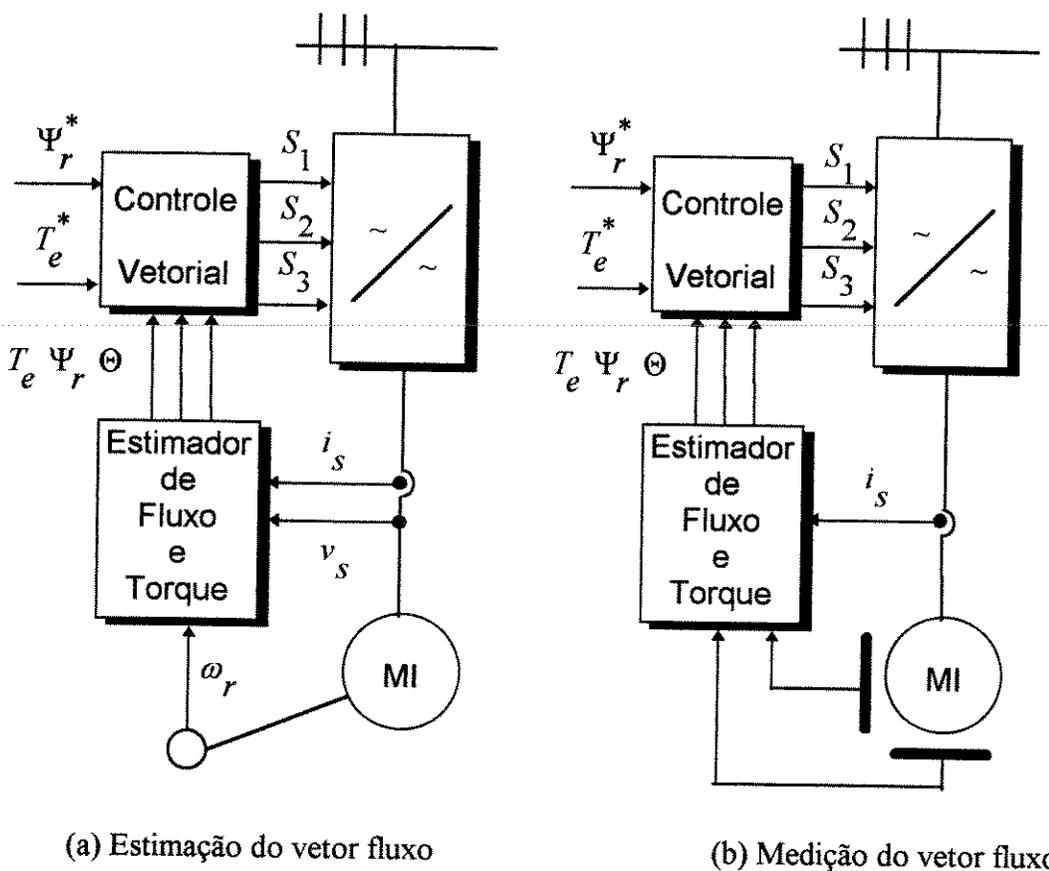


Figura 1.3 Técnicas de aquisição do vetor fluxo.

As bobinas exploradoras apresentam menor dificuldade de instalação e eliminam o efeito das ranhuras do rotor, mas para seu uso também requerem máquinas especialmente construídas. A sua desvantagem é a necessidade de se ter os parâmetros da máquina para síntese do vetor fluxo, e eles não são eficazes em baixas velocidades (Silva, 1994).

As dificuldades apresentadas com o uso de sensores para medição direta do vetor fluxo fez com esse tipo de solução fosse logo descartada. Estratégias alternativas baseadas em técnicas de controle moderno, como estimadores e observadores de fluxo modelados em corrente ou em tensão, representam atualmente os métodos mais usados (Lorenz, 1995).

Basicamente os estimadores de fluxo fazem uso das quantidades terminais da máquina como, tensão, corrente e velocidade para, a partir do modelo da máquina estimar as componentes de fluxo, entretanto não apresentam mecanismos para compensação do erro de predição. Por esse motivo apresentam grande sensibilidade à variação paramétrica e também não são eficazes em baixas velocidades.

Os observadores de fluxo podem ser ditos estimadores em malha fechada, portanto apresentando mecanismos de predição do erro de estimação. Apesar de terem melhor desempenho que os estimadores ainda apresentam problemas para operação em baixas velocidades (Verghese, 1988). A adição de observadores de fluxo ao método direto tem melhorado significativamente a robustez do acionamento. Novas topologias para os observadores de fluxo têm sido extensivamente estudadas com excelentes resultados e têm sido o principal motivo do ressurgimento das técnicas diretas de controle vetorial.

As idéias iniciais das técnicas vetoriais orientadas pelo campo foram desenvolvidas através de malhas de controle que tinham como variáveis de atuação as correntes de alimentação da máquina, portanto adequadas a acionamentos que tenham como fonte estática de alimentação inversores tipo fonte de corrente ou de tensão controlados por corrente, conhecidos como inversores com controle por histerese de corrente. Apesar das vantagens da alimentação em corrente como robustez e proteção à sobrecarga, os inversores tipo fonte de tensão controlados em tensão através de técnicas de modulação vetorial, têm tido grande importância nos últimos anos, principalmente após os trabalhos publicados por Yamamura (Rossi, 1993). Além disso, as técnicas de histerese de corrente apresentam desempenho inferior ao das técnicas de modulação vetorial quando aplicadas ao controle vetorial, no que se refere ao nível de distorção harmônica e a frequência de chaveamento (Holtz, 1992).

Outro importante fato, é o não total desacoplamento entre fluxo e torque nos métodos de controle diretos quando a orientação é feita nos fluxos do estator e mútuo. Isso faz com que o uso de circuitos desacopladores seja necessário a fim de eliminar o efeito da corrente de quadratura sobre o módulo do fluxo controlado. Os circuitos desacopladores são obtidos do modelo desacoplado da máquina em regime permanente, portanto eles introduzem uma dependência paramétrica no controle vetorial direto (Xu, 1988; Xu, 1990; Silva, 1994). No controle vetorial indireto uma problema similar também aparece (Ho, 1988).

1.2.3 Controle vetorial por aceleração de campo

Yamamura em 1981 propôs uma alternativa aos métodos vetoriais de acionamentos existentes até então, principalmente aos métodos indiretos com orientação no fluxo do rotor, que chamou de FAM - Field Acceleration Method. O princípio deste método é simples, e consiste em acelerar o fluxo magnético seja ele, de rotor, de estator ou mútuo. Dessa forma, um aumento de escorregamento ou de velocidade do vetor fluxo controlado é conseguido de forma direta, obtendo assim uma resposta instantânea ou quase instantânea de torque. Nas estruturas de controle FAM existe também alguma forma de regulação de fluxo, porém a maneira de fazer isto depende basicamente da solução adotada para o acionamento, ou seja, alimentação em corrente ou em tensão, tipo de processamento e outros detalhes.

A técnica de aceleração de campo se baseia em uma nova forma de modelamento do motor de indução. Diferentemente dos tradicionais vetores espaciais de Kovács, ou do método de coordenadas ortogonais de Park, ela é construída com base nos vetores espirais, que são definidos como uma função exponencial de índice complexo. Com essa nova ferramenta matemática mais o conceito de segregação de fase, um novo modelo para o motor de indução é proposto. As estruturas de controle FAM propostas a partir deste novo modelo são três.

A primeira estrutura o FAM TI, para alimentação em corrente e controle do vetor fluxo de rotor é mostrado na figura 1.4. Nesta estrutura de controle, a partir da referência de torque é obtida a frequência de escorregamento e desta obtemos o valor da corrente I_2 , que representa a

parcela da corrente de estator responsável pela produção de torque. A corrente I_0 por sua vez é responsável pelo controle de fluxo de rotor, ou seja, se mantida constante obtemos um fluxo de rotor constante. A soma vetorial das correntes I_0 e I_2 tem como resultado a corrente total de estator. O gerador de vetor unitário faz a transformação de coordenadas do sistema girante fixo no fluxo do rotor para o sistema fixo no estator. Para essa transformação utilizamos a velocidade de escorregamento calculada a partir do torque de referência. A similaridade entre o método FAM TI e o controle vetorial orientado segundo o fluxo do rotor é extensivamente discutida na literatura, e trabalhos conclusivos mostram a total equivalência entre os métodos (Stephan, 1991).

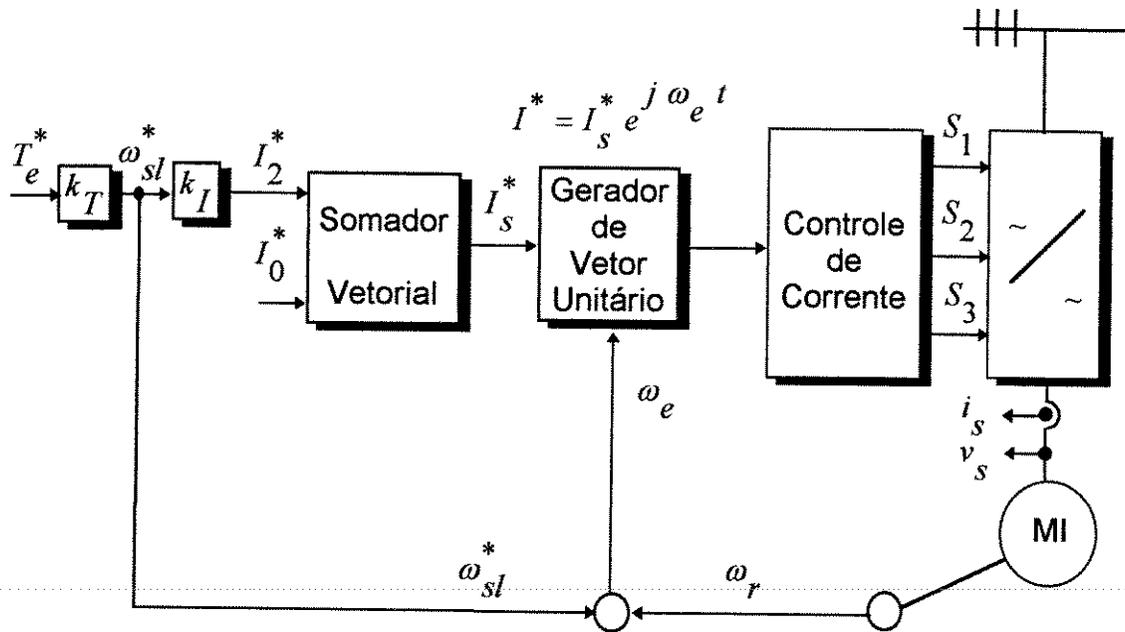


Figura 1.4 Método de aceleração de campo FAM TI.

A segunda estrutura de controle para alimentação em tensão e controle segundo fluxo de estator conhecida como FAM TII, é mostrada na figura 1.5.

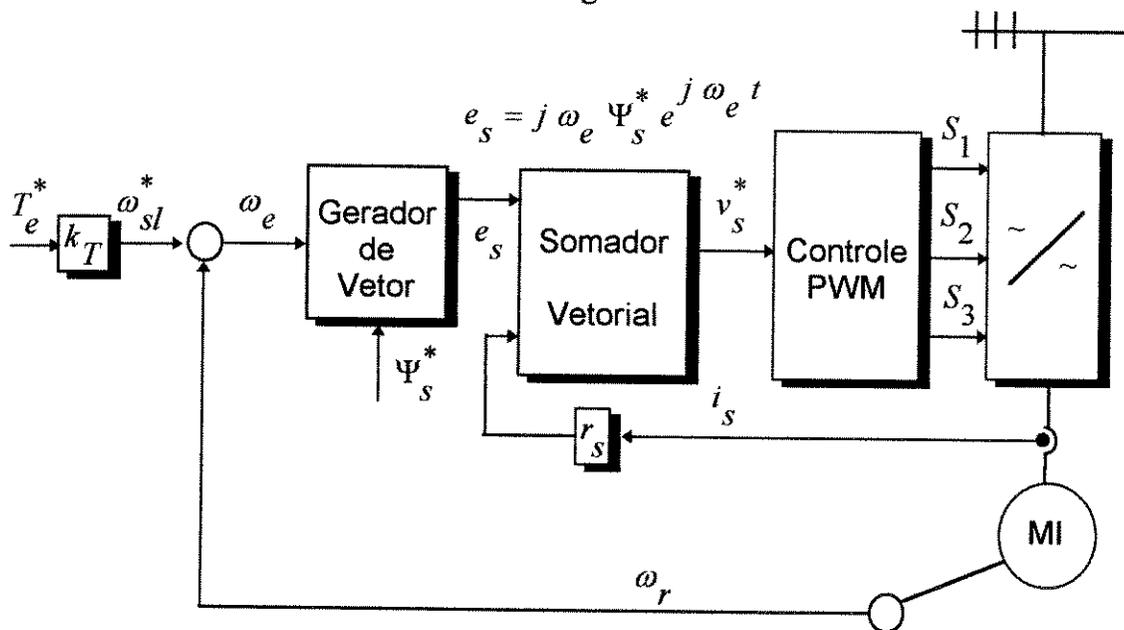


Figura 1.5 Método de aceleração de campo FAM T II.

Na estrutura da figura acima, a frequência de escorregamento é obtida a partir do torque de referência e somada a frequência da máquina para assim obter a frequência do fluxo de estator. A partir do fluxo de referência e da frequência de campo é possível obtermos a força eletromotriz interna, e o vetor tensão de estator que deve ser aplicado à máquina é obtido após se descontar a queda de tensão resistiva.

A terceira estrutura de controle para alimentação em tensão ou corrente e controle do vetor fluxo de entreferro é o FAM T, mostrado na figura 1.6.

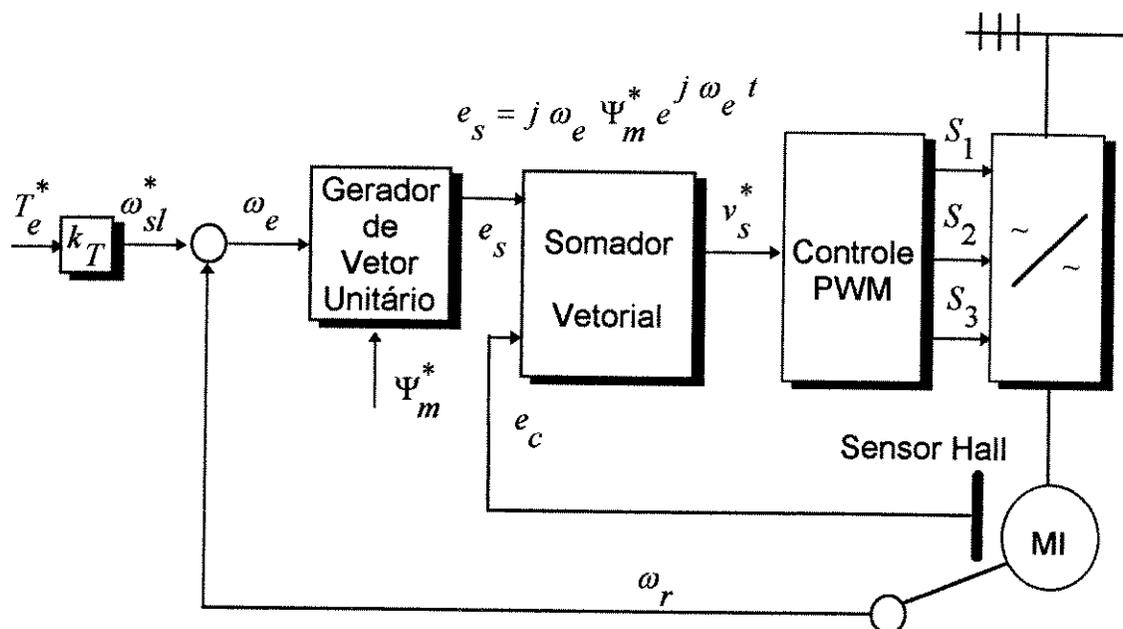


Figura 1.6 Método de aceleração de campo FAM T.

Esta estrutura é apresentada para alimentação em tensão, a qual é muito similar à técnica FAM T II, com a diferença que a tensão de compensação deve ser estimada por sensores do tipo hall por exemplo. A justificativa de Yamamura para considerar seu novo método superior aos de controle orientado pelo campo é que estes tentam fazer o motor de indução parecido com uma máquina de corrente contínua, dessa forma não explorando totalmente suas características de controle. Yamamura também critica os métodos de análise existentes para o motor de indução, que segundo ele, não são capazes de fornecer soluções analíticas para o regime transitório. Em resumo, as técnicas de aceleração de campo podem ser comparadas aos métodos de controle escalar, que associam o controle de torque ao controle de escorregamento, porém com a vantagem de serem válidas durante transitórios, ou seja, também envolvem o controle da dinâmica de torque.

Trabalhos recentes na literatura técnica mostram que os métodos de aceleração de campo com alimentação em tensão propostos por Yamamura, contêm falhas, e sua completa implementação somente é conseguida através de esquemas de controle direto de fluxo, como no trabalho de Takahashi e Noguchi através do controlador IFAM, e o FAM TII direto de Maly (Maly, 1994).

Detalhes da obtenção do modelo da máquina em vetores espirais e a obtenção das estruturas FAM de controle serão deixadas para a discussão no capítulo 4.

Atualmente as técnicas vetoriais de controle de máquinas elétricas se encontram num estágio avançado de desenvolvimento. Diferentes estruturas de controle com características de funcionamento e operação distintas são encontradas em uma grande quantidade de trabalhos publicados. Uma visão abrangente e atual das ramificações existentes entre as estruturas de

controle que fazem uso da orientação espacial do vetor fluxo controlado pode ser vista no diagrama da figura 1.7.

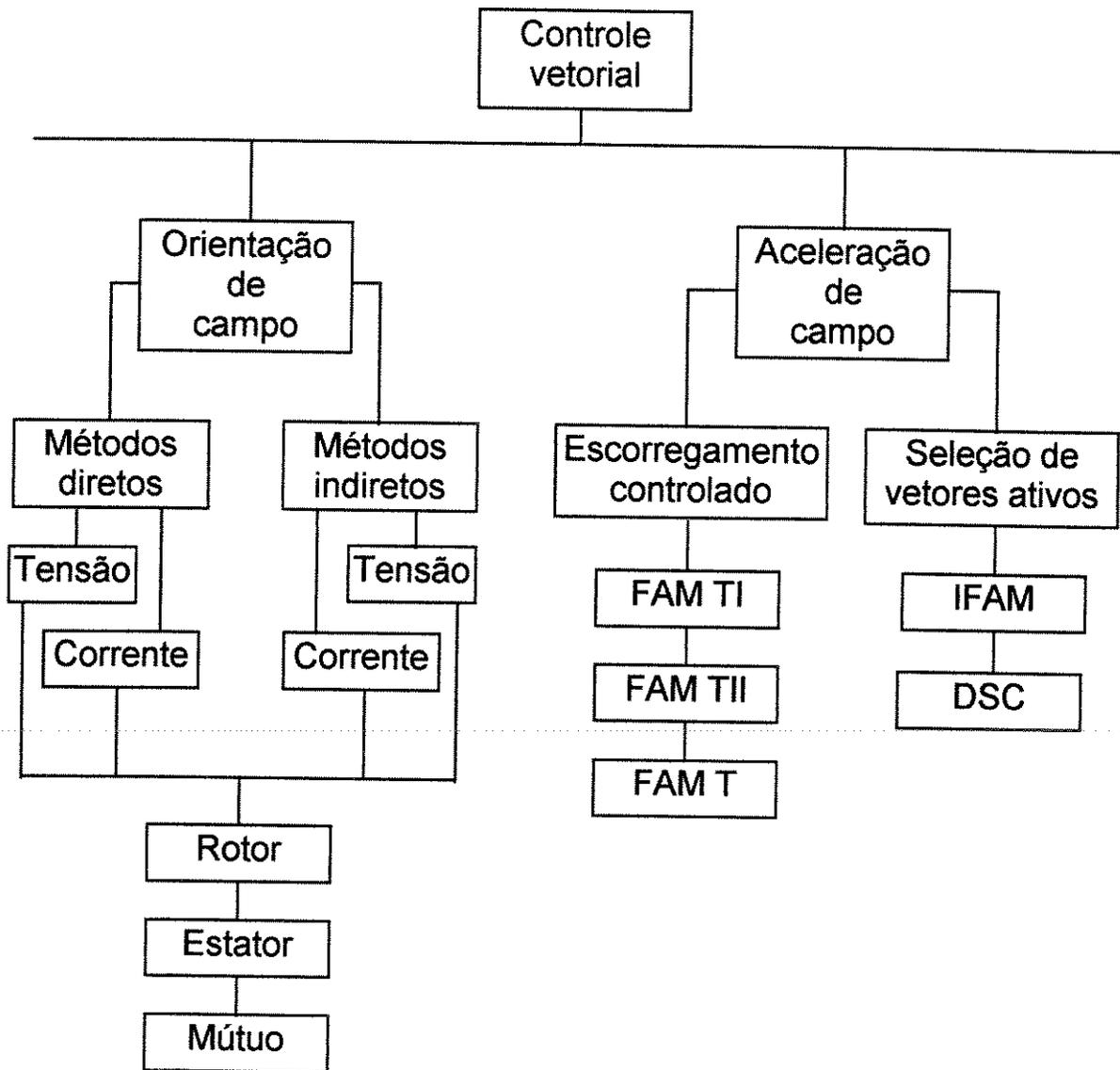


Figura 1.7 Ramificações das diferentes formas de controle vetorial

Nos capítulos seguintes todas as estruturas indicadas na figura acima serão estudadas e agrupadas de forma a facilitar o entendimento das diferentes formas de controle vetorial.

Controle vetorial com orientação pelo campo e alimentação em corrente

2.1 Introdução

Por pelo menos 100 anos, desde que Ward Leonard apresentou seu acionamento elétrico com ajuste de velocidade para máquinas de corrente contínua, acionamentos de corrente de contínua mantiveram o domínio no campo de acionamentos elétricos com velocidade variável. Mesmo depois do aparecimento da eletrônica de potência foram necessários muitos anos para que acionamentos com motores de corrente alternada fossem idealizados.

O motivo da máquina de corrente contínua ter sido muito usada por décadas foi sua simples configuração magnética, onde o fluxo magnético no entreferro e o torque são desacoplados. Por esse motivo foi fácil projetar acionamentos com alto desempenho dinâmico e rápida resposta de torque (Leornhard, 1991). Entretanto, os motores de indução por sua construção simples, robusta e barata sempre despertaram interesse para uso industrial, no entanto o acoplamento dos fluxos produzidos pelo rotor e pelo estator no entreferro, tornaram por muito tempo limitado seu uso industrial.

Muitos esquemas de controle foram propostos para máquinas de indução, porém baseados em modelos de regime permanente, e portanto não tendo o mesmo desempenho da máquina de corrente contínua. Esses esquemas de controle compõem o que se chama hoje de controle escalar ou V/Hz. Atualmente, em situações onde o controle com alto desempenho é desejado, as técnicas de controle vetorial são aplicadas substituindo o clássico controle escalar que é muito mais simples (Bose, 1986, Caminhas, 1989).

Este capítulo tem como objetivo mostrar como ocorre o desacoplamento entre torque e fluxo no controle vetorial com orientação pelo campo. Além disso, estudar suas diferentes formas de implementação, em todas as possibilidades de orientação: orientado no fluxo de rotor, estator ou mútuo. Também será discutida a generalização desses acionamentos de forma a ter em uma só malha todas as opções de controle possíveis, essa idéia é encontrada na literatura técnica como controlador universal com orientação pelo campo.

Diversas técnicas de controle vetorial serão discutidas e avaliadas, buscando a compreensão de suas características básicas através de suas características operativas, dificuldade de implementação e resposta dinâmica. Serão mostrados transitórios com reversão de velocidade e aplicação de carga, mostrando desta forma toda a não linearidade do sistema em estudo.

O desempenho de cada técnica será avaliado através de simulações digitais, onde serão mostradas as respostas de torque e velocidade do acionamento para cada malha de controle apresentada. Também será mostrada a regulação do fluxo em cada situação. As simulações mostrarão a resposta ao degrau de referência de torque e de velocidade com a referência de fluxo mantida no seu valor nominal, dessa forma mostrando o desempenho dos controladores na situação mais crítica possível.

2.2 Conceito de desacoplamento de torque e fluxo

Nos métodos de controle escalar, tensão ou corrente e frequência são as variáveis de controle do motor de indução. Em um acionamento com alimentação em tensão, por exemplo, o torque e o fluxo mútuo seriam funções da tensão e da frequência. Esse acoplamento existente entre os sinais de entrada (tensão, corrente e frequência) e de saída (torque e fluxo), é quem torna a resposta do motor de indução lenta quando acionado por métodos escalares (Bose, 1986).

Em acionamentos de máquinas elétricas o melhor desempenho ocorre com as máquinas de corrente contínua, isso pode ser entendido quando analisamos o torque em uma máquina elétrica girante que é dado pela seguinte expressão:

$$T_e = K_1 \Psi I_a \text{ sen } \delta \quad (2.1)$$

onde Ψ é o fluxo resultante no entreferro da máquina, I_a é a corrente de armadura e δ é o ângulo entre o fluxo resultante no entreferro e o fluxo de rotor.

No caso da máquina de corrente contínua $\delta = 90^\circ$ independente da carga, resultando em:

$$T_e = K_1 \Psi I_a \quad (2.2)$$

Para uma máquina de corrente contínua onde a saturação é desprezada podemos escrever:

$$T_e = K I_f I_a \quad (2.3)$$

onde I_f é a corrente de campo que produz o fluxo do rotor.

Em operação a corrente de campo é ajustada a fim de se obter fluxo nominal, enquanto a corrente de armadura é responsável pelo controle de torque. Portanto, os vetores I_a e I_f podem ser ditos ortogonais, tornando a resposta do acionamento tanto em regime permanente quanto em transitório a mais eficiente possível (Ho, 1995). Nas máquinas de corrente alternada, síncronas e assíncronas, o ângulo δ depende da carga e será em geral diferente de 90° de modo que com uma variação de carga a corrente de armadura variará mas também o ângulo δ o que será um complicador no controle de velocidade.

Apesar de apresentar excelente comportamento para controle, o motor de corrente contínua é inferior ao motor de indução em gaiola em vários outros aspectos, tais como custo, potência/volume de material, robustez, durabilidade e menor necessidade de manutenção periódica.

O excelente desempenho do controle dos motores de corrente contínua foi o ponto de partida para os métodos vetoriais aplicados aos motores de indução. O primeiro passo para o controle com alto desempenho dinâmico, ou seja, controle que permita precisão e rapidez de resposta de torque e de velocidade bem como robustez da resposta em relação à variação dos parâmetros do motor, seria então de alguma forma desacoplar os fluxos resultante no entreferro e do rotor.

A rapidez de resposta é um dos aspectos mais importantes como critério de desempenho, pois depende da capacidade de torque e da sua taxa de crescimento. Podemos dizer que a rapidez de resposta está, principalmente, associada ao tempo de crescimento do torque.

A precisão de resposta pode ser avaliada em função da precisão da malha de torque ou da malha de velocidade. A precisão do controle de velocidade pode ser medida pelo erro de velocidade e normalmente está em torno de 2 a 3% para acionamentos de baixa precisão, e por volta de 0.1% em acionamentos de alta precisão (Silva, 1994).

A robustez da resposta está associada ao comportamento do acionamento perante à variação dos parâmetros do motor e à variação de carga e da inércia do conjunto motor/carga. Acionamentos onde tais variações afetam de maneira mínima a resposta do sistema são ditos robustos.

Para o desacoplamento entre torque e fluxo o ponto inicial de análise deve ser o modelo do motor de indução em um sistema dq fixo ao campo girante da máquina (síncrono). Nesta situação as variáveis senoidais aparecem como quantidades contínuas e as correntes de estator podem ser expressas pelas suas componentes de eixo direto e de eixo em quadratura. Para este modelo podemos escrever a seguinte equação de torque para o motor (Krause, 1986), (Apêndice A):

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\Psi_{dr}^e i_{qs}^e - \Psi_{qr}^e i_{ds}^e) \tag{2.4}$$

A questão agora é como tornar a corrente de eixo em quadratura e de eixo direto análogas a corrente de campo e de armadura do motor de corrente contínua, ou seja, como as componentes de corrente de estator podem ser encaradas como variáveis de controle e ainda apresentarem a característica de desacoplamento. A resposta para essa pergunta não é óbvia e várias décadas foram necessárias até que ela surgisse. Para facilitar a explicação vamos nos apoiar no diagrama fasorial da máquina de indução, mostrado na figura 2.1, onde são mostrados a corrente de estator e o fluxo de rotor.

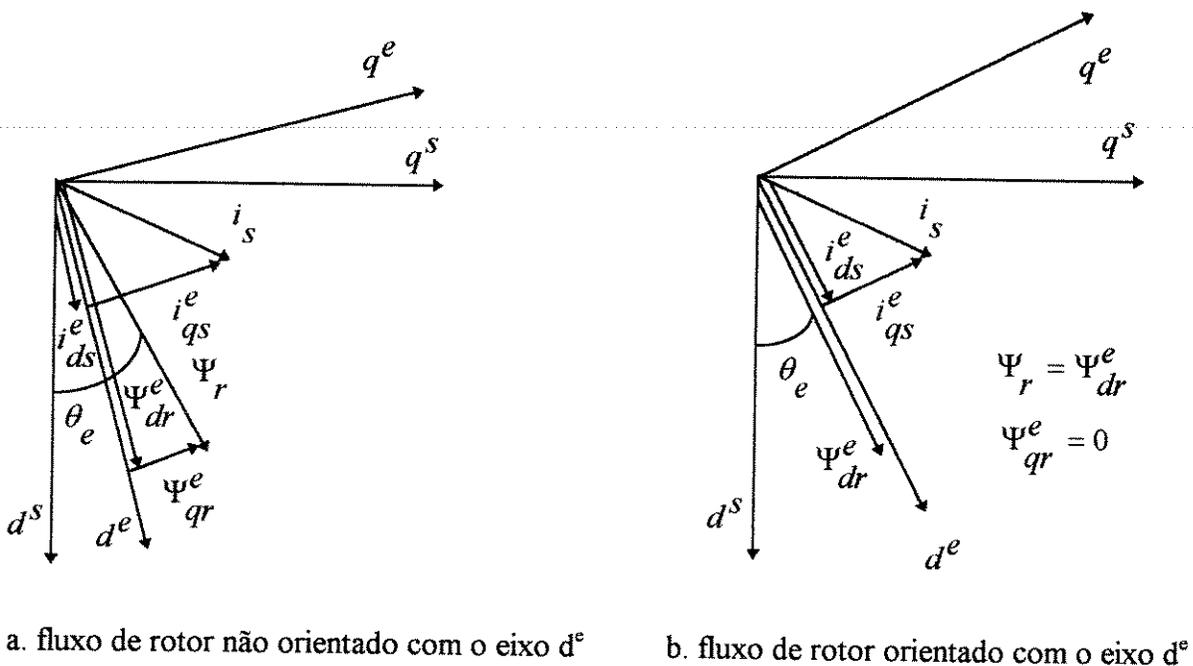


Figura 2.1 Diagramas fasoriais para máquina de indução.

Na figura 2.1 os índices “e” e “s” denotam o sistema dq síncrono e estacionário no estator respectivamente. A figura 2.1a mostra as componentes de corrente de estator e fluxo de rotor para uma situação genérica de operação, deixando claro o acoplamento entre torque e fluxo. A figura 2.1b mostra a situação quando fazemos o eixo girante d^e síncrono coincidir com o vetor fluxo de rotor Ψ_r . Nesta situação particular de operação, onde o ângulo de orientação θ_e é obtido pela posição do vetor fluxo de rotor em relação ao eixo d^s estacionário, a componente de eixo em quadratura do fluxo de rotor é zero, e a componente de eixo direto é igual ao fluxo de rotor. Neste caso a equação 2.4 pode ser reescrita como:

$$T_e = \frac{2}{3} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \Psi_{dr}^e i_{qs}^e = \frac{2}{3} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \Psi_{dr} i_{qs} = K i_{ds} i_{qs} \quad (2.5)$$

onde Ψ_{dr} e i_{qs} são componentes de Ψ_r e i_s sobre os eixos d e q respectivamente do sistema de referência síncrono, e daqui para frente serão assim denotados.

Portanto, quando orientamos o eixo d ao longo do vetor fluxo de rotor, uma analogia entre a equação 2.3 e 2.5 pode ser observada, onde i_{qs} e i_{ds} são correspondentes a I_a e I_r respectivamente. Dessa forma, o desejado desacoplamento entre torque e fluxo é alcançado.

Durante essa situação de orientação podemos então controlar a máquina de indução de forma semelhante à máquina de corrente contínua, ou seja, ajustando i_{ds} para obter fluxo nominal constante e controlando o torque através de i_{qs} .

Nos parágrafos acima está toda a filosofia do controle vetorial orientado pelo campo. As figuras 2.1a e 2.1b foram mostradas para o fluxo do rotor, que é o tipo orientação mais comum na bibliografia, porém a orientação do eixo d° síncrono também pode ser feita no fluxo de estator, no fluxo mútuo ou em qualquer outro fluxo definido, que doravante serão denominados fluxos controlados.

Devemos observar que uma das maiores dificuldades de implementação do controle vetorial com orientação pelo campo é a obtenção do ângulo de orientação θ_e , indicado na figura 2.1b. Esse ângulo pode basicamente ser medido ou estimado, e é por esse motivo que existem duas diferentes formas de controle vetorial, ou seja, o controle direto onde o ângulo de orientação é calculado através do fluxo controlado real medido ou estimado, e o controle indireto onde o ângulo de orientação é estimado através dos modelos orientados da máquina de indução sem a informação real do fluxo controlado.

2.3 Modelos em fluxo para a máquina de indução

O projeto de controladores vetoriais com orientação pelo campo, para acionamentos com alto desempenho dinâmico, requer um modelo dinâmico adequado para a máquina de indução capaz de representar todas as características de acoplamento (Ho, 1988). O modelo em coordenadas dq do motor de indução, apresentado no apêndice A, é portanto o mais indicado nesta situação (Krause, 1986).

Para o controle vetorial com orientação pelo campo, a alimentação em corrente é a forma mais comum de implementação, onde a malha de controle vetorial fornece as correntes de referência necessárias ao desacoplamento entre torque e fluxo, e um inversor de histerese controla a corrente imposta à máquina.

O desenvolvimento das estruturas de controle vetorial adequadas à alimentação em corrente se inicia nos modelos que representem a dinâmica entre fluxo controlado e corrente de estator, e portanto devem ser desenvolvidos para cada situação de orientação. Como esta pode ser feita igualmente nos fluxos de rotor, estator e mútuo, um modelo para cada fluxo deve ser obtido. Neste tipo de acionamento, com alimentação em corrente, a dinâmica de estator pode ser desprezada tornando a análise e solução do problema mais simples.

As equações do rotor escritas em termos de fluxo para uma máquina de indução tipo gaiola são as seguintes (Apêndice A) :

$$\begin{aligned} p\Psi_{qr} + r_r i_{qr} + \omega_{sl} \Psi_{dr} &= 0 \\ p\Psi_{dr} + r_r i_{dr} - \omega_{sl} \Psi_{qr} &= 0 \end{aligned} \quad (2.6)$$

As correntes de rotor devem ser eliminadas, pois são inacessíveis em um motor de indução do tipo gaiola, e portanto não são adequadas como variáveis de controle. Isto pode ser feito com auxílio das equações 2.7 e 2.8 (Apêndice A), que devem ser substituídas em 2.6.

$$i_{qr} = \frac{1}{L_r} \Psi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (2.7)$$

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r} \Psi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \quad (2.8)$$

Dessa forma, o modelo que representa a dinâmica de fluxo de rotor, tendo como entradas as correntes de estator, é mostrado na equação 2.9 na forma matricial.

$$p \begin{bmatrix} \Psi_{qr} \\ \Psi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_r} & -\omega_{sl} \\ \omega_{sl} & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{qr} \\ \Psi_{dr} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{L_r} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

onde τ_r é a constante de tempo do enrolamento de rotor, dado pela equação 2.10.

$$\tau_r = \frac{L_r}{r_r} \quad (2.10)$$

A obtenção do modelo para o fluxo de estator parte da equações 2.6, 2.7 e 2.8 porém é necessário substituir o fluxo do rotor pelo fluxo de estator. Isso pode ser feito a partir das equações 2.11 e 2.12 (Apêndice A).

$$\Psi_{qr} = \frac{L_r}{L_m} \Psi_{qs} - \frac{L_r L_s - L_m^2}{L_m} i_{qs} \quad (2.11)$$

$$\Psi_{dr} = \frac{L_r}{L_m} \Psi_{ds} - \frac{L_r L_s - L_m^2}{L_m} i_{ds} \quad (2.12)$$

Substituindo as equações 2.7, 2.8, 2.11 e 2.12 em 2.4, obtemos o modelo que representa a dinâmica do fluxo de estator que tem como entradas as correntes de estator. Este modelo é mostrado na equação 2.13 na forma matricial.

$$p \begin{bmatrix} \Psi_{qs} \\ \Psi_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_r} & -\omega_{sl} \\ \omega_{sl} & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{qs} \\ \Psi_{ds} \end{bmatrix} + \frac{L_s}{\tau_r} \begin{bmatrix} 1 + \alpha \tau_r p & \tau_r \omega_{sl} \\ -\tau_r \omega_{sl} & 1 + \alpha \tau_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

onde α é o fator de dispersão, mostrado abaixo:

$$\alpha = \frac{L_r L_s - L_m^2}{L_r L_s} \quad (2.14)$$

Para o fluxo mútuo a obtenção do modelo é feita de forma análoga a anterior, porém as equações 2.11 e 2.12 devem ser trocadas pelas equações 2.15 e 2.16 (Apêndice A).

$$\Psi_{qr} = \frac{L_r}{L_m} \Psi_{qm} - L_{lr} i_{qs} \quad (2.15)$$

$$\Psi_{dr} = \frac{L_r}{L_m} \Psi_{dm} - L_{lr} i_{ds} \quad (2.16)$$

Substituindo 2.7, 2.8, 2.15 e 2.16 em 2.6 obtemos o modelo para o fluxo mútuo, como mostrado na equação 2.17 na forma matricial.

$$p \begin{bmatrix} \Psi_{qm} \\ \Psi_{dm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\tau_r} & -\omega_{sl} \\ \omega_{sl} & \frac{-1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{qm} \\ \Psi_{dm} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{\tau_r} \begin{bmatrix} 1 + \tau_{rl} p & \tau_{rl} \omega_{sl} \\ -\tau_{rl} \omega_{sl} & 1 + \tau_{rl} p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

onde τ_{rl} , é constante de tempo de dispersão do enrolamento de rotor.

$$\tau_{rl} = \frac{L_{rl}}{r_r} \quad (2.18)$$

Os modelos apresentados serão o ponto de partida para obtenção dos controladores vetoriais, que irão fornecer os sinais de corrente de referência com os quais o desacoplamento entre torque e fluxo se torna possível.

2.4 Controle vetorial indireto

A complexa estrutura não linear de acoplamento das máquinas de indução pode ser desacoplada desde que, a orientação entre o eixo d do sistema de eixos dq síncrono (sistema de eixos dq fixo no campo girante produzido pelos enrolamentos de estator), seja feita ao longo de um dos fluxos controlados.

A principal dificuldade em todo o esquema de controle por orientação pelo campo é a obtenção do ângulo de orientação θ_e . Nos métodos indiretos esse ângulo é estimado com ajuda do modelo orientado do motor de indução. A figura 2.2 ajuda a explicar o princípio do controle vetorial indireto com orientação no fluxo do rotor. Os eixos d^s e q^s são fixos no estator, os eixos d^e e q^e giram com velocidade angular síncrona ω_e e o eixo q_r gira fixo no rotor. O valor instantâneo do ângulo de orientação é dado pela equação 2.19.

$$\theta_e = \theta_r + \theta_{sl} \quad (2.19)$$

Observamos na figura o alinhamento do fluxo de rotor ψ_r com o eixo direto síncrono, condição básica para que o desacoplamento entre torque e fluxo seja possível. Devemos notar que a componente da corrente de estator i_{ds}^e , responsável pelo fluxo ψ_r , e a componente i_{qs}^e , responsável pelo torque, são perpendiculares e estão alinhadas com os eixos d^e e q^e respectivamente (Ho, 1995).

A fim de obtermos o desacoplamento necessário para o ótimo desempenho do acionamento, devemos alimentar a máquina com correntes e frequências geradas por esquemas de controle desacoplados. Os controladores capazes de fornecer tais correntes de referência, são baseados nos modelos inversos em fluxo da máquina quando sujeitos a condições de orientação de campo.

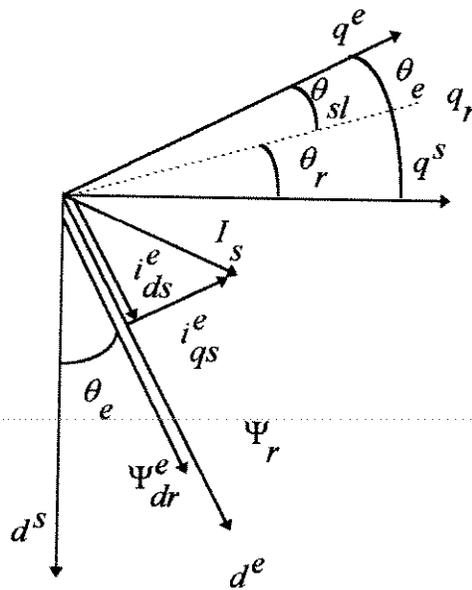


Figura 2.2 Princípio básico do controlador vetorial indireto.

A estrutura básica de um acionamento vetorial indireto com orientação pelo campo é mostrado na figura 2.3. Esta figura apresenta uma malha de controle de velocidade com limitadores para máximo torque de partida e uma malha para operação na região de enfraquecimento de campo. A estrutura é apresentada de forma genérica de modo que qualquer controlador vetorial, indicado pelo bloco CVI (Controlador Vetorial Indireto), tanto para fluxo de rotor quanto para o fluxo de estator ou mútuo possa ser usado.

O bloco regulador de velocidade é um controlador PI. A equação discreta utilizada na implementação computacional deste bloco é mostrada abaixo (Sathikumar, 1984):

$$T_e^*(k+1) = T_e^*(k) + k_p \left[\frac{\text{erro}(k)}{\text{ctr}} - \text{erro}(k-1) \right] \quad (2.20)$$

onde o erro no instante k é dado por:

$$\text{erro}(k) = \omega_r^*(k) - \omega_r(k) \quad (2.21)$$

A constante de amostragem ctr é obtida a partir da equação 2.22.

$$ctr = \frac{k_i}{k_i + \Delta t} \tag{2.22}$$

onde Δt é o tempo de amostragem.

As constantes k_p e k_i são os ganhos do controlador e devem ser ajustadas a fim de fornecer uma adequada resposta do sistema. Em todas as estruturas de controle apresentadas neste trabalho os reguladores PI sempre foram implementados de acordo com a equação 2.20. O ajuste dos ganhos sempre foi efetuado usando tentativa e erro, buscando uma solução de compromisso com o desempenho das estruturas apresentadas.

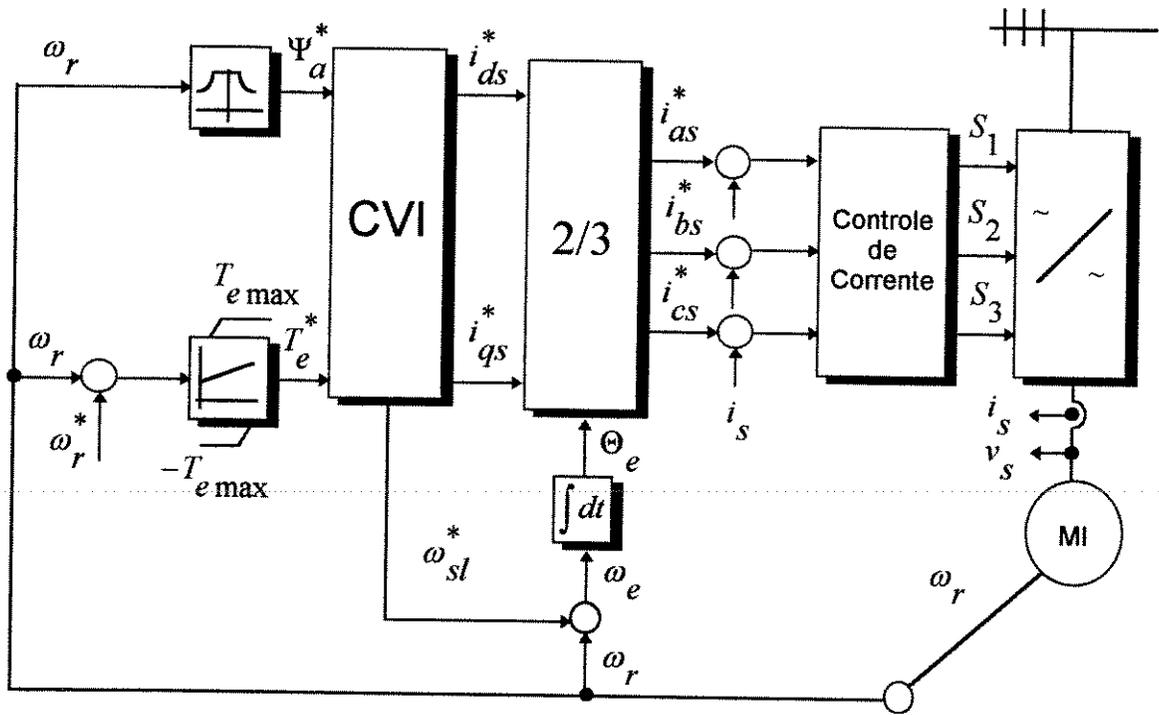


Figura 2.3 Estrutura básica do controle vetorial indireto de orientação pelo campo.

O bloco de enfraquecimento de campo, presente na figura 2.3, pode ser tratado como nas máquinas de corrente contínua. A curva de corrente de campo em função da velocidade é mostrada na figura 2.4

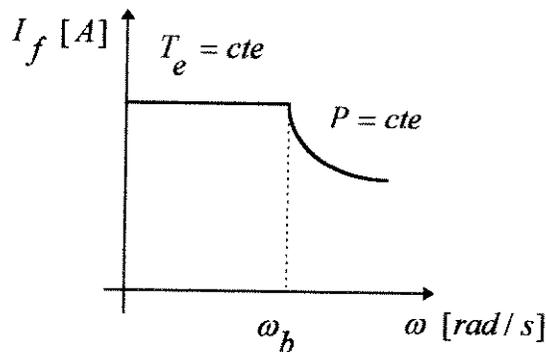


Figura 2.4 Comportamento da corrente de campo

A corrente de campo, no caso de uma máquina de indução com acionamento vetorial é i_{ds} que está alinhada com o fluxo de rotor e que o produz. Desta maneira, a curva de enfraquecimento de campo pode ser representada pela figura 2.5.

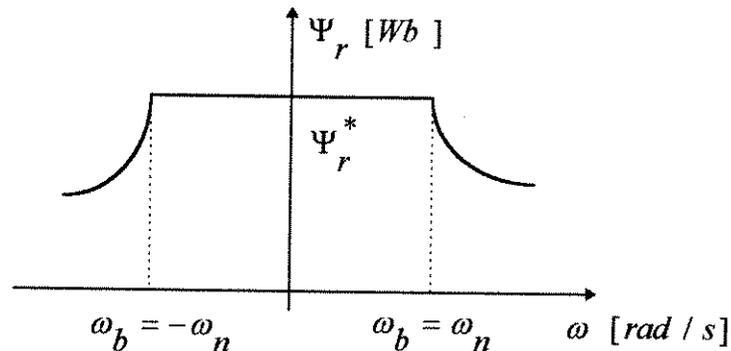


Figura 2.5 Curva de enfraquecimento de campo

O valor de referência do fluxo de rotor é tomado como o fluxo de projeto da máquina. No caso do exemplo tratado neste trabalho $\psi_r^* = 0.4$ Wb.

O Bloco de controle de corrente, presente na figura 2.3, representa a técnica de histerese independente de corrente usada para o controle do inversor e brevemente descrita no Apêndice B. Essa técnica devido à sua simples implementação é a mais comum em acionamentos com alimentação em corrente, porém apresenta algumas desvantagens como: chaveamento irregular não possibilitando a otimização do controle e as altas frequências de amostragem que a tornam imprópria para acionamentos de alta potência. Entretanto, para fins de simulação ela é perfeitamente adequada, principalmente quando a banda de histerese for pequena. Em todas as simulações deste capítulo a técnica de histerese de corrente foi usada para o controle do inversor, onde frequência de chaveamento foi fixada em 20 kHz e a aquisição de fluxo considerada ideal.

O bloco de transformação é responsável pela mudança das correntes de referência do sistema dq síncrono para o sistema trifásico. As equações utilizadas neste bloco são apresentadas no Apêndice A.

Nas próximas seções serão desenvolvidos os diferentes controladores indiretos indicados pelo bloco CVI adequados ao controle segundo fluxo de rotor, estator e mútuo e mostrados seus resultados quando substituídos na estrutura de acionamento da figura 2.3.

2.4.1 Orientação no fluxo de rotor

Para obtenção do controlador vetorial com orientação pelo fluxo do rotor é desejável que as condições de desacoplamento, que podem ser verificadas através da figura 2.2, sejam satisfeitas para qualquer ponto de operação do motor, tanto em regime permanente como em transitório, através das seguintes equações (Bose, 1986).

$$\Psi_{dr} = \Psi_r = \text{constante} \quad (2.23)$$

$$\Psi_{qr} = p\Psi_{dr} = p\Psi_{qr} = p\Psi_r = 0 \quad (2.24)$$

Substituindo as condições de desacoplamento 2.23 e 2.24 em 2.9, obtemos as seguintes equações:

$$i_{ds}^* = \frac{\Psi_r^*}{L_m} \tag{2.25}$$

$$\omega_{sl}^* = \frac{L_m}{\tau_r} \frac{i_{qs}^*}{\Psi_r^*} \tag{2.26}$$

A componente de eixo em quadratura da corrente de estator é obtida a partir da equação de torque 2.4 e das condições de desacoplamento 2.23 e 2.24, e dada por:

$$i_{qs}^* = \frac{2}{3} \frac{2}{p} \frac{L_r}{L_m} \frac{T_e^*}{\Psi_r^*} \tag{2.27}$$

As equações 2.25, 2.26 e 2.27 dão origem ao controlador vetorial indireto (CVI) mostrado na figura 2.6, e que deve ser substituído na estrutura mostrada na figura 2.3 para gerar o acionamento vetorial com orientação pelo fluxo do rotor. As componentes de corrente de referência estão em um referencial dq síncrono com o fluxo de rotor e a função do ângulo de orientação θ_e é fazer a transformação dessas componentes de corrente para o sistema trifásico usando as transformações mostradas no Apêndice A. Essa observação é válida para todos os tipos de orientação.

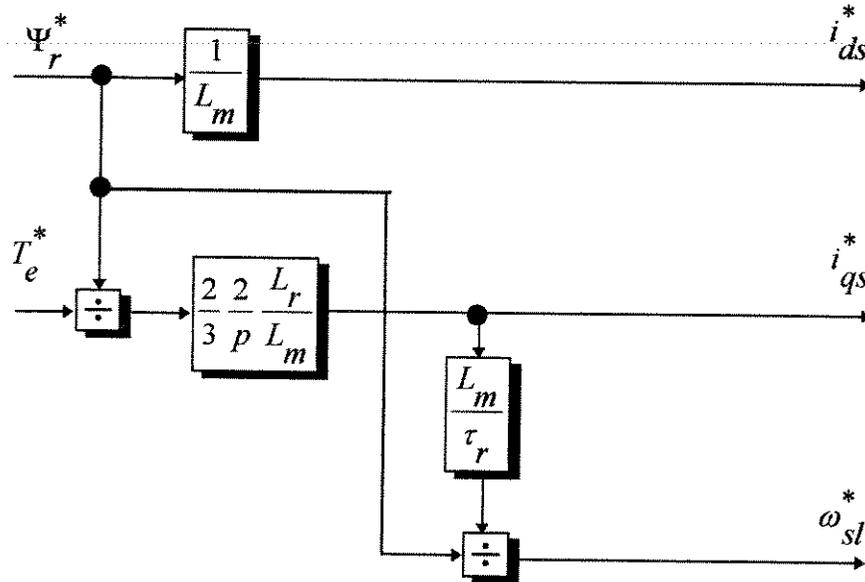
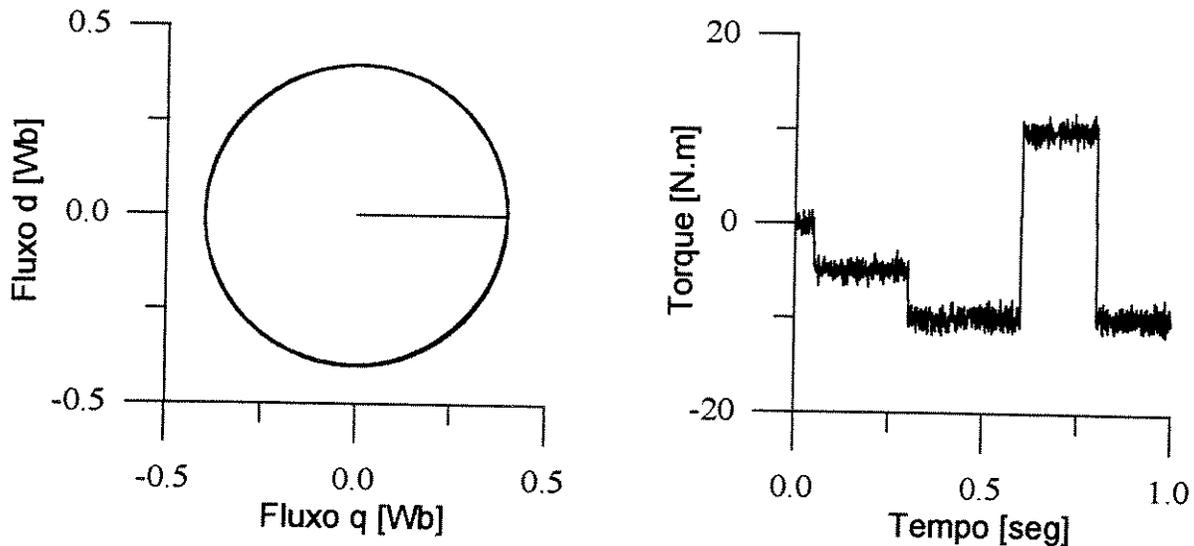


Figura 2.6 Controlador vetorial indireto para orientação no fluxo do rotor

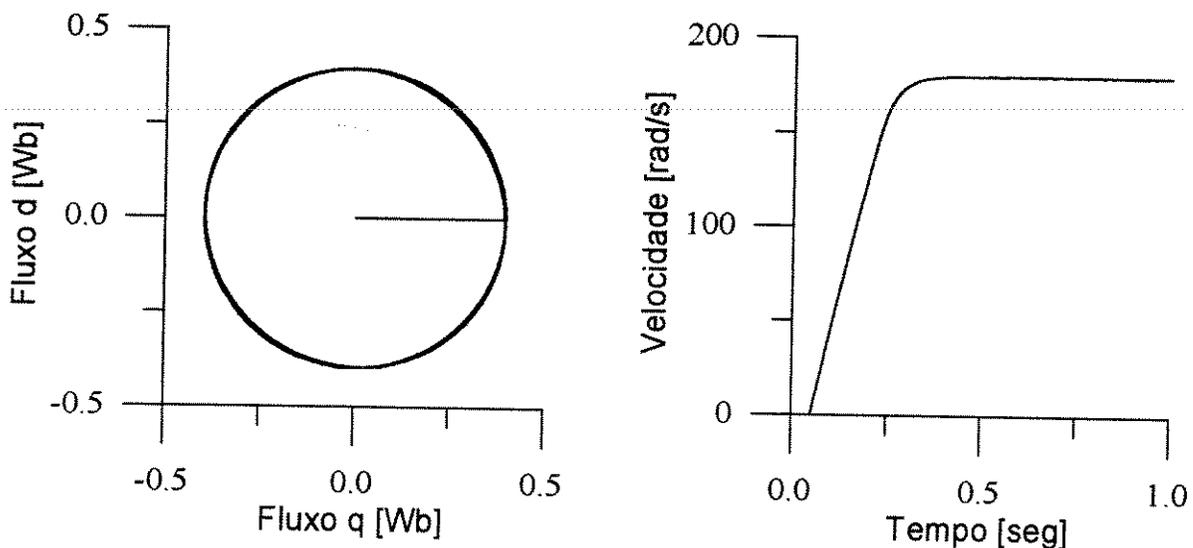
Os resultados obtidos para esse tipo de acionamento são mostrados na figura 2.7. A figura 2.7a mostra a resposta de torque, sem a malha de velocidade, para mudanças em degrau do sinal de referência. Dessa forma, tudo se passa como se o sistema estivesse sendo excitado por um fluxo $\psi_a^* = \psi_r^* = \text{constante}$ e por um torque de referência T_e^* dado por perfil em degrau. O torque nominal de 10 N.m foi tomado como limite para os valores de referência. A figura também mostra o comportamento do fluxo de rotor, mantido constante no seu valor nominal de 0.4 Wb. A figura 2.7b mostra a resposta de velocidade ao degrau de referência de 180 rad/s, agora com a malha de

velocidade, e a regulação de fluxo. Verificamos que a regulação é aproximadamente nula o que significa que o fluxo permaneceu bem próximo ao valor de referência estipulado.

As oscilações de torque presentes na simulação se devem a discretização do controle e à alimentação em corrente que inerentemente apresenta essa característica (Bose, 1986).



(a) Resposta de torque



(b) Resposta de velocidade

Figura 2.7 Resposta de torque e velocidade para o controlador indireto com orientação no fluxo do rotor

A figura 2.6 apresenta uma estrutura simples e de fácil implementação, justificando a preferência por este tipo de controle em acionamentos vetoriais. Porém, os parâmetros da máquina presentes no controlador podem em situações reais de implementação estar sujeitos a variações devido a mudanças de temperatura, saturação, efeito pelicular. Entre todos os parâmetros envolvidos no controlador vetorial indireto com orientação no fluxo do rotor, a constante de tempo do enrolamento do rotor, usada na estimação do escorregamento, é o que apresenta maior sensibilidade a fatores externos. Em operação sua variação pode alcançar valores que prejudicam o desempenho do sistema. Dessa forma para um perfeito funcionamento do

método de controle, algoritmos de estimação de parâmetros devem ser adicionados ao esquema de acionamento. A solução desse problema é de fundamental importância e têm inspirado grande parte dos trabalhos sobre acionamentos elétricos.

2.4.2 Orientação no fluxo de estator

Para o controle desacoplado com orientação no fluxo de estator devemos proceder de maneira semelhante ao controle baseado no fluxo do rotor, porém com condições de desacoplamento adequadas ao fluxo de estator, logo:

$$\Psi_{ds} = \Psi_s = \text{constante} \quad (2.28)$$

$$\Psi_{qs} = p\Psi_{ds} = p\Psi_{qs} = p\Psi_s = 0 \quad (2.29)$$

Substituindo as equações 2.28 e 2.29 em 2.13, obtemos as equações 2.30 e 2.31 que fornecem, respectivamente, a corrente de eixo direto em referencial síncrono com o fluxo de estator e o escorregamento, que somado à velocidade de rotor, fornece a velocidade síncrona do fluxo de estator.

$$i_{ds}^* = \frac{\frac{\Psi_s^*}{L_s} + \omega_{sl}^* \alpha \tau_r i_{qs}^*}{(1 + \alpha \tau_r p)} \quad (2.30)$$

$$\omega_{sl}^* = \frac{(1 + \alpha \tau_r p) i_{qs}^*}{\left(\frac{\tau_r}{L_s} \Psi_s - \tau_r \alpha i_{ds}^* \right)} \quad (2.31)$$

A componente de torque da corrente de estator é obtida a partir da equação de torque A.3 (Apêndice A) e das condições de desacoplamento para orientação segundo o fluxo de estator, logo:

$$i_{qs}^* = \frac{2}{3} \frac{2}{p} \frac{T_e^*}{\Psi_s^*} \quad (2.32)$$

As equações 2.30, 2.31 e 2.32 podem ser representadas pelo diagrama em blocos da figura 2.8, que representa o bloco CVI, que juntamente com a estrutura da figura 2.3 forma o acionamento vetorial com orientação no fluxo de estator. Uma das desvantagens da estrutura da figura 2.8 é a necessidade de derivar a componente de eixo em quadratura da corrente na obtenção do escorregamento. Isso pode acarretar, durante transitórios de torque, valores elevados de escorregamento para corretos ajustes do ângulo de orientação. Isso devido a eventuais discontinuidades que possam surgir na corrente de eixo em quadratura. Na prática tal valor de escorregamento não pode ser obtido, pelas limitações físicas do acionamento, mas se a taxa de variação de torque for compatível com os limites impostos ao inversor, como a tensão de

teto do inversor, a máquina responde de forma instantânea a variações em degrau de sua referência, exceto pelos atrasos de corrente existentes em um inversor não ideal.

Portanto para o ajuste do controle, podemos considerar que este tipo de acionamento, exceto quando o motor está saturado, não apresenta nenhuma dinâmica adicional à malha de controle, simplificando o projeto dos reguladores que pode ser baseado somente nas especificações mecânicas do projeto (Rossi, 1993).

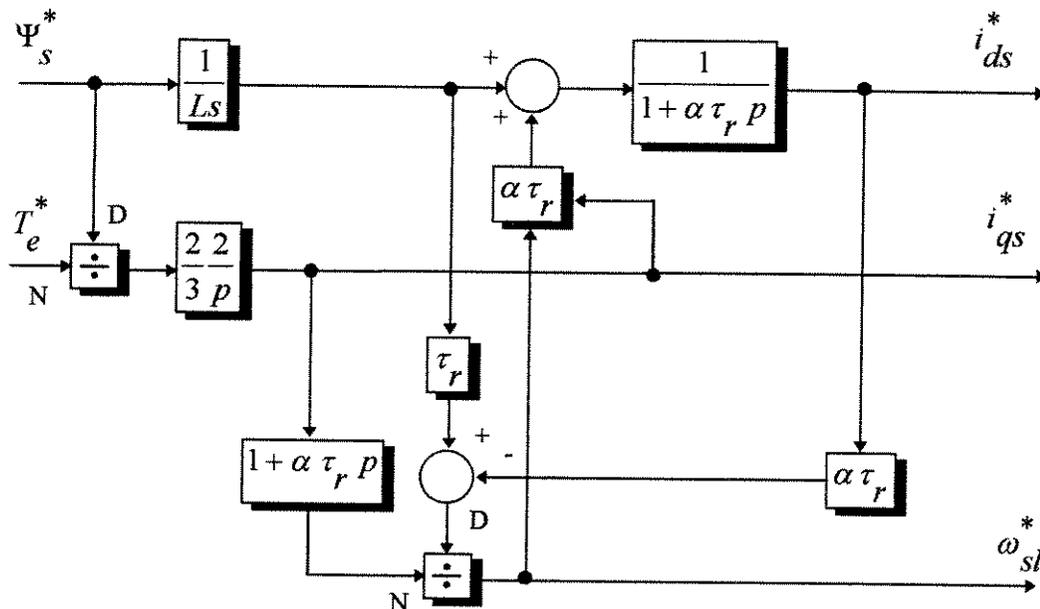
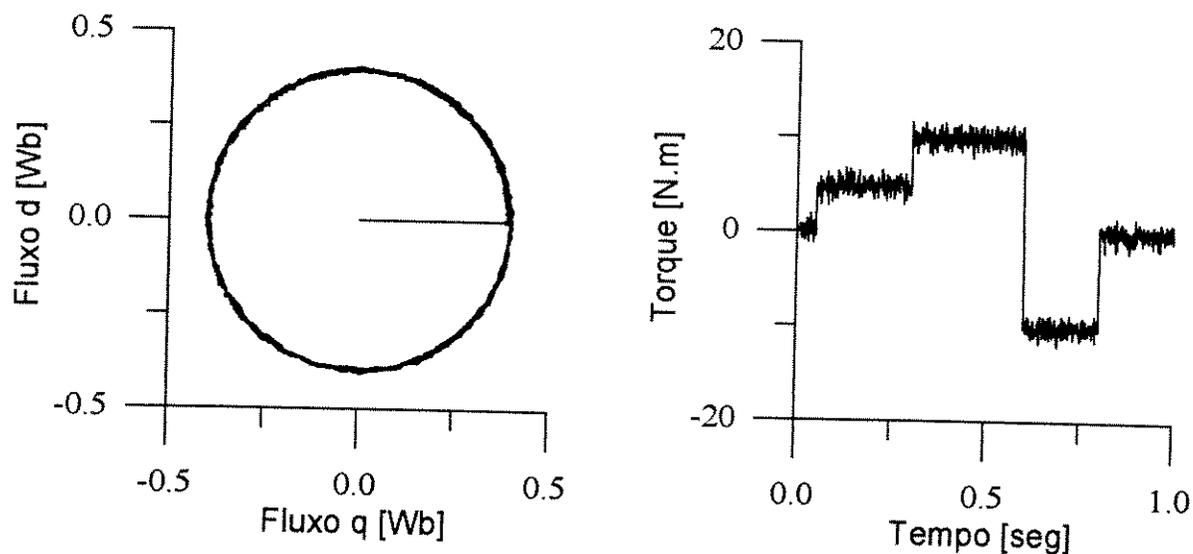


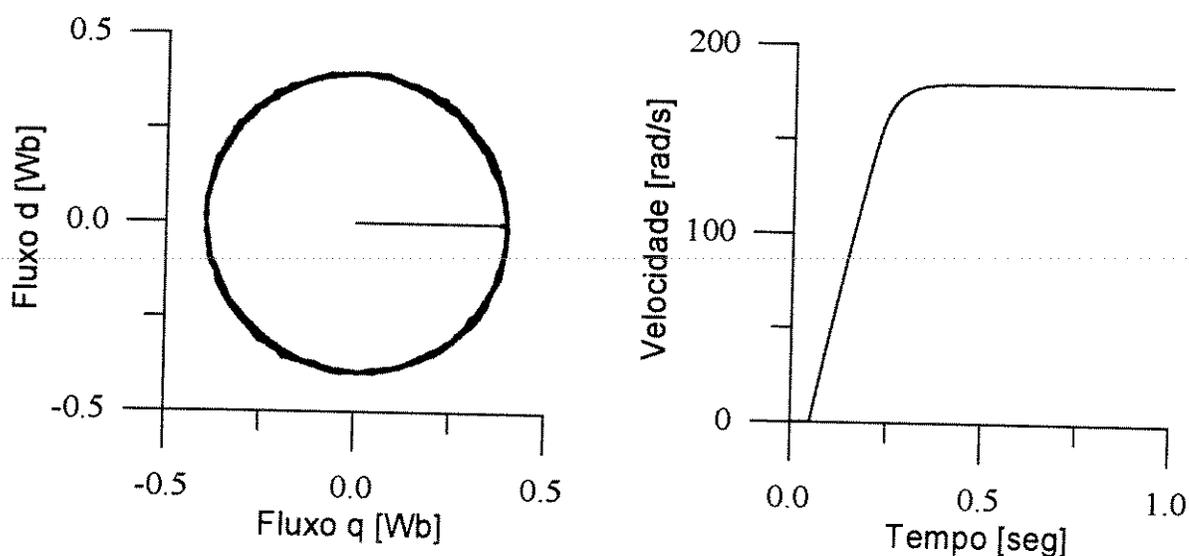
Figura 2.8 Controlador vetorial com orientação no fluxo de estator

As figuras 2.9a e 2.9b mostram o desempenho do controlador para controle de torque, sem a malha de velocidade, e para controle de velocidade. Podemos notar, apesar do aumento da complexidade da malha de controle, e de uma regulação de fluxo não desprezível, que o desempenho do controle segundo fluxo de estator apresenta resultados bastantes similares aos apresentados pelo controle segundo fluxo de rotor.

Devemos observar também que existe um acoplamento entre os eixos diretos e de quadratura no controlador, ou seja, a estrutura não apresenta um desacoplamento total entre os eixos d e q como o existente na orientação pelo fluxo de rotor. Este acoplamento é devido às indutâncias de dispersão de estator e rotor existentes no modelo em fluxo para o estator, e não permite uma resposta instantânea de torque com a aplicação das correntes. Este atraso de resposta muitas vezes, é eliminado pela eficiência do controle em corrente.



(a) Resposta de torque



(b) Resposta de velocidade

Figura 2.9 Resposta de torque e velocidade para o controlador indireto com orientação no fluxo de estator

2.4.3 Orientação no fluxo mútuo

Para o fluxo mútuo, temos as seguintes condições de desacoplamento:

$$\Psi_{dm} = \Psi_m = \text{constante} \quad (2.33)$$

$$\Psi_{qm} = p\Psi_{dm} = p\Psi_{qm} = p\Psi_m = 0 \quad (2.34)$$

Substituindo as equações 2.33 e 2.34 na equação 2.17 podemos escrever as equações que permitem obter a componente da corrente de estator responsável pela magnetização e o

escorregamento necessário a obtenção do ângulo de orientação, indicados abaixo pelas equações 2.35 e 2.36.

$$i_{ds}^* = \frac{\frac{\Psi_m^*}{L_m} + \omega_{sl}^* \alpha \tau_{rl} i_{qs}^*}{(1 + \alpha \tau_{rl} p)} \quad (2.35)$$

$$\omega_{sl}^* = \frac{(1 + \tau_{rl} p) i_{qs}^*}{\left(\frac{\tau_r}{L_m} \Psi_m^* - \tau_{rl} i_{ds}^* \right)} \quad (2.36)$$

Com o auxílio da equação de torque A.4 (Apêndice A), e as condições de desacoplamento para o fluxo mútuo, podemos obter a componente de torque da corrente de estator, como em 2.37.

$$i_{qs}^* = \frac{2}{3} \frac{2}{p} \frac{T_e^*}{\Psi_m^*} \quad (2.37)$$

As equações 2.35, 2.36 e 2.37 podem ser representadas na forma de diagrama de blocos como mostrado na figura 2.10.

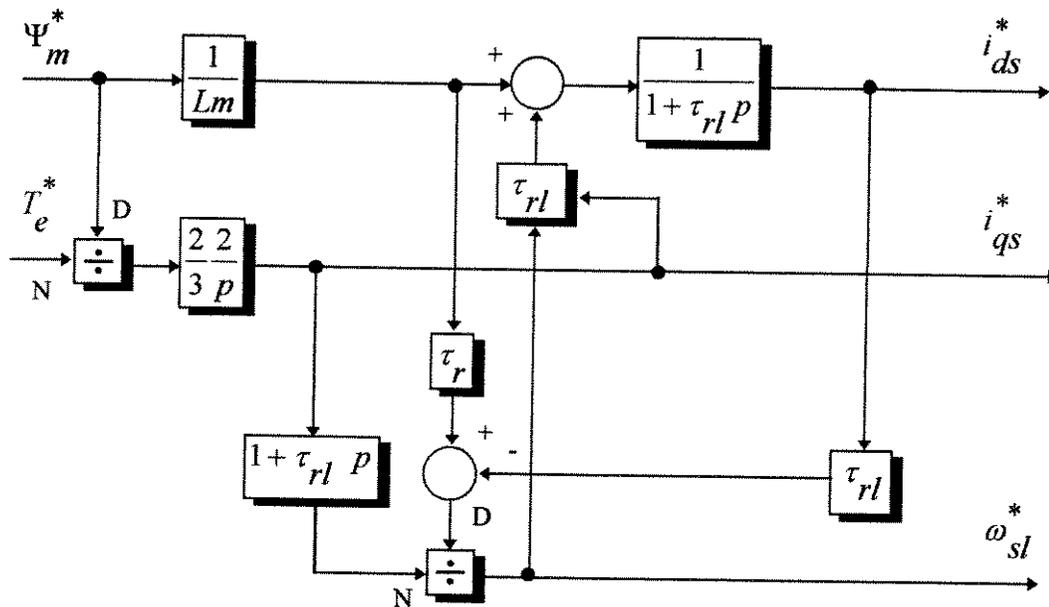
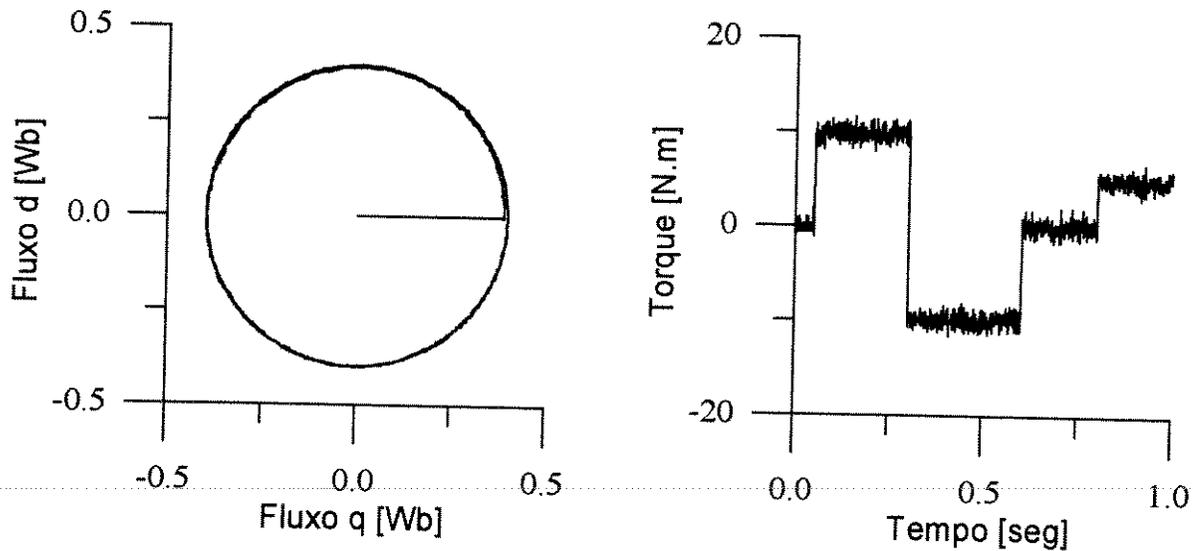


Figura 2.10 Controlador vetorial com orientação no fluxo mútuo

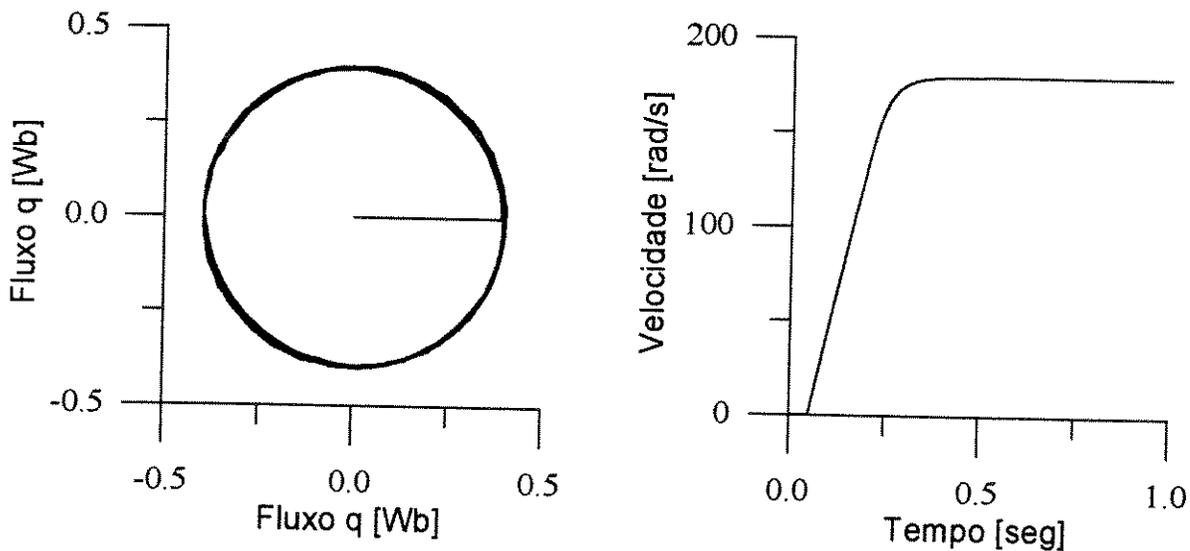
O controlador vetorial com orientação no fluxo mútuo apresenta as mesmas características da orientação no estator, ou seja, necessidade de diferenciação da corrente em quadratura para o cálculo do escorregamento e o acoplamento inerente em sua estrutura.

Nos esquemas de orientação segundo fluxo de estator e mútuo, a relação entre torque e frequência de escorregamento é não linear, fazendo com que um limite teórico de torque em regime permanente exista para operação com fluxo constante. Esse limite é muitas vezes superior ao limite nominal da máquina, portanto não apresenta problemas em uma situação prática de implementação ou simulação (Ho,1993).

As figuras 2.11a e 2.11b mostram o desempenho do controle vetorial orientado no fluxo mútuo. O desempenho do controlador mesmo em situações de transitório de torque mostra a boa regulação de fluxo com rápida resposta de torque.



(a) Resposta de torque



(b) Resposta de velocidade

Figura 2.11 Resposta de torque e velocidade para o controlador indireto com orientação no fluxo mútuo

2.5 Controle vetorial universal

Nas pesquisas recentes sobre controladores com orientação pelo campo, tanto na forma direta quanto na indireta, a estrutura do acionamento é deduzida para cada situação específica de orientação. Entretanto, é possível notar que os controladores obtidos para cada situação de controle apresentam uma topologia semelhante. Baseado nesta característica um desenvolvimento mais genérico pode ser feito, a fim de se obter um controlador direto ou indireto capaz de operar em qualquer tipo de orientação. Dessa forma, o desacoplamento entre fluxo e torque eletromagnético pode ser obtido segundo o vetor fluxo de rotor, de estator ou mútuo em um único controlador.

Portanto, o objetivo desse controlador é promover um alto grau de generalização, sendo compatível com todos os controladores de campo existentes, e por isso chamado de controlador vetorial universal (De Donker, 1988).

2.5.1 Modelo em fluxo arbitrário

O primeiro passo na obtenção do controlador universal orientado pelo campo é a generalização dos modelos em fluxo da máquina de indução, onde em vez de um modelo específico para cada fluxo controlado devemos ter um único modelo, que tenha como saída um fluxo arbitrário.

Essa generalização pode ser obtida com auxílio das equações em fluxos (apêndice A), e por meio de uma constante “a” chamada de relação de espiras. A relação de espiras “a” multiplica diretamente o fluxo de rotor, que passa por uma transformação linear. Isto é feito a fim de produzir uma adequada introdução das componentes de fluxo arbitrário nas equações da máquina. Deve ser observado que todas as grandezas de rotor devem passar por transformações semelhantes.

Dessa forma podemos alterar, algebricamente, as equações A.6 a A.9 (Apêndice A), escrevendo:

$$\Psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} + a L_m i_{qs} - a L_m i_{qs} \quad (2.38)$$

$$\Psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} + a L_m i_{ds} - a L_m i_{ds} \quad (2.39)$$

$$\Psi'_{qr} = a \Psi_{qr} = a L_m i_{qs} + a L_r i_{qr} + L_m i_{qr} - L_m i_{qr} \quad (2.40)$$

$$\Psi'_{dr} = a \Psi_{dr} = a L_m i_{ds} + a L_r i_{dr} + L_m i_{dr} - L_m i_{dr} \quad (2.41)$$

onde o índice “linha” denota quantidades transformadas. As transformações para as correntes de rotor são apresentadas nas equações 2.42 e 2.43.

$$i'_{qr} = \frac{i_{qr}}{a} \quad (2.42)$$

$$i'_{dr} = \frac{i_{dr}}{a} \quad (2.43)$$

Substituindo 2.42 e 2.43 nas equações 2.38 a 2.41, podemos escrever as equações 2.44 a 2.47.

$$\Psi_{qs} = \Psi_{qa} + (L_s - a L_m) i_{qs} \quad (2.44)$$

$$\Psi_{ds} = \Psi_{da} + (L_s - a L_m) i_{ds} \quad (2.45)$$

$$\Psi'_{qr} = \Psi_{qa} + a (a L_r - L_m) i'_{qr} \quad (2.46)$$

$$\Psi'_{dr} = \Psi_{da} + a (a L_r - L_m) i'_{dr} \quad (2.47)$$

onde as componentes ortogonais do fluxo arbitrário são:

$$\Psi_{qa} = a L_m (i'_{qr} + i_{qs}) \quad (2.48)$$

$$\Psi_{da} = a L_m (i'_{dr} + i_{ds}) \quad (2.49)$$

Substituindo as equações 2.48 e 2.49 nas equações 2.46 e 2.47 a fim de eliminar as correntes de rotor, obtemos:

$$\Psi'_{qr} = a \frac{L_m}{L_r} \Psi_{qa} - \sigma_a a^2 L_r i_{qs} \quad (2.50)$$

$$\Psi'_{dr} = a \frac{L_m}{L_r} \Psi_{da} - \sigma_a a^2 L_r i_{ds} \quad (2.51)$$

onde o fator de dispersão arbitrário σ_a é dado por:

$$\sigma_a = \frac{a L_r - L_m}{a L_r} \quad (2.52)$$

Introduzindo as transformações das quantidades de rotor nas equações 2.6, que representam a dinâmica do rotor, temos que:

$$p \Psi'_{qr} + r'_r i'_{qr} + \omega_{sl} \Psi'_{dr} = 0 \quad (2.53)$$

$$p \Psi'_{dr} + r'_r i'_{dr} + \omega_{sl} \Psi'_{qr} = 0 \quad (2.54)$$

onde a resistência do enrolamento de rotor real deve ser transformada adequadamente com o uso da relação de espiras, isso pode ser feito como se segue:

$$r_r' = a^2 r_r \quad (2.55)$$

Para obtenção do modelo em fluxo arbitrário em referencial síncrono da máquina de indução, basta substituímos as equações 2.50 e 2.51 nas equações 2.53 e 2.54 e eliminarmos as correntes de rotor com auxílio das equações 2.48 e 2.49. Assim, o modelo final obtido é apresentado na equação 2.56 em sua forma matricial.

$$p \begin{bmatrix} \Psi_{qa} \\ \Psi_{qa} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_r} & -\omega_{sl} \\ \omega_{sl} & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{qa} \\ \Psi_{qa} \end{bmatrix} + K \begin{bmatrix} 1+Lp & L\omega_{sl} \\ -L\omega_{sl} & 1+Lp \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

onde as constantes K e L são :

$$K = \frac{a L_m}{\tau_r} \quad (2.57)$$

$$L = \sigma_a \tau_r \quad (2.58)$$

A obtenção de cada modelo específico baseado no fluxo de rotor, estator ou mútuo deve ser feito com uma escolha adequada da relação de espiras "a". A análise das equações 2.44 a 2.47 fornece os valores capazes de relacionar o fluxo arbitrário com cada fluxo principal, conforme a tabela I.

Ψ_a	$a \Psi_r$	Ψ_m	Ψ_s
a	$\frac{L_m}{L_r}$	1	$\frac{L_s}{L_m}$

Tabela I: Valores da relação de espiras para obtenção dos fluxos principais.

2.5.2 Controlador universal indireto com orientação pelo campo

A obtenção do controlador universal indireto para o controle orientado pelo campo pode ser feito de forma semelhante a todos os controladores vetoriais desenvolvidos até agora. As condições gerais de desacoplamento entre fluxo arbitrário e torque eletromagnético podem ser escritas da seguinte forma :

$$\Psi_{da} = \Psi_a = \text{constante} \quad (2.59)$$

$$\Psi_{qa} = p \Psi_{da} = p \Psi_{qa} = p \Psi_a = 0 \quad (2.60)$$

Substituindo as equações 2.59 e 2.60 em 2.56 temos as equações que permitem obter o escorregamento e a corrente referência de eixo direto para controle segundo fluxo arbitrário Ψ_a da seguinte forma :

$$\omega_{sl}^* = \frac{K(1+Lp)i_{qs}^*}{\Psi_a^* - KLi_{ds}^*} \quad (2.61)$$

$$i_{ds}^* = \frac{\Psi_a^* + KL\tau_r\omega_{sl}^*i_{qs}^*}{K\tau_r(1+Lp)} \quad (2.62)$$

A corrente de referência de eixo em quadratura pode ser obtida com auxílio da expressão de torque, logo:

$$i_{qs}^* = \frac{2}{3} \frac{2}{p} \frac{T_e^*}{\Psi_a^*} = K_T \frac{T_e^*}{\Psi_a^*} \quad (2.63)$$

As equações 2.61, 2.62 e 2.63 representam o controlador universal indireto com orientação de campo, e podem ser colocadas na forma de um diagrama de blocos como mostrado na figura 2.12.

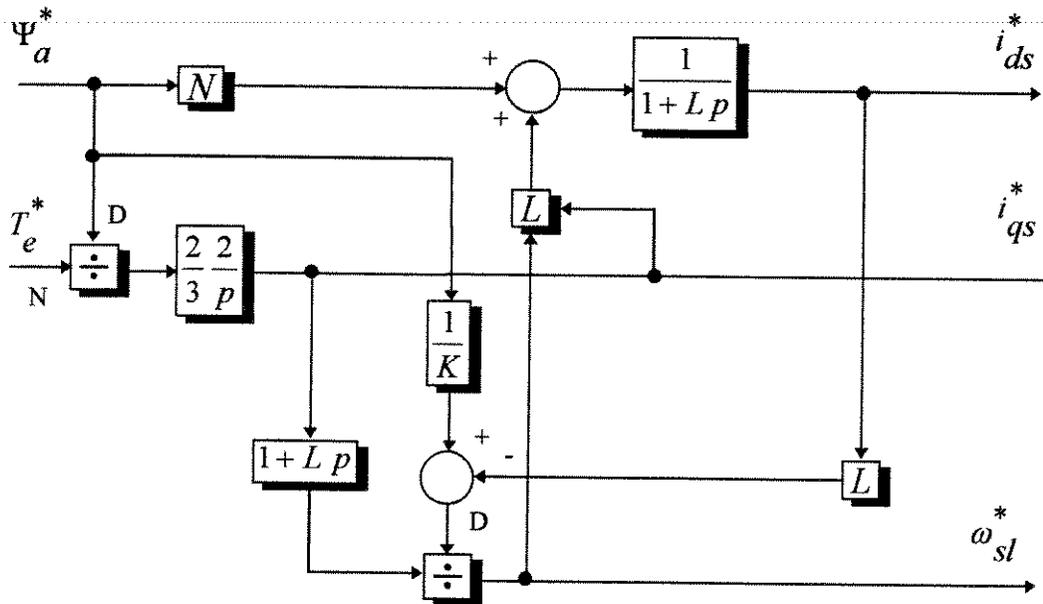


Figura 2.12 Controlador universal indireto com orientação pelo campo.

Os valores de K e L são dados pelas equações 2.57 e 2.58. A constante N é dada por:

$$N = \frac{1}{aL_m} \quad (2.64)$$

O controlador da figura 2.12 acomoda em um só algoritmo de controle todas as possibilidades de orientação onde a escolha entre os fluxos de controle é feita selecionando somente um parâmetro, a relação de espiras “a”, de acordo com a tabela I.

2.6 Controle vetorial direto

A estrutura básica do acionamento vetorial direto com orientação pelo campo é mostrada na figura 2.13. Ela apresenta uma malha fechada de velocidade e um bloco para estimação de fluxo e torque. O bloco de enfraquecimento de campo também é incluído para operação a altas velocidades.

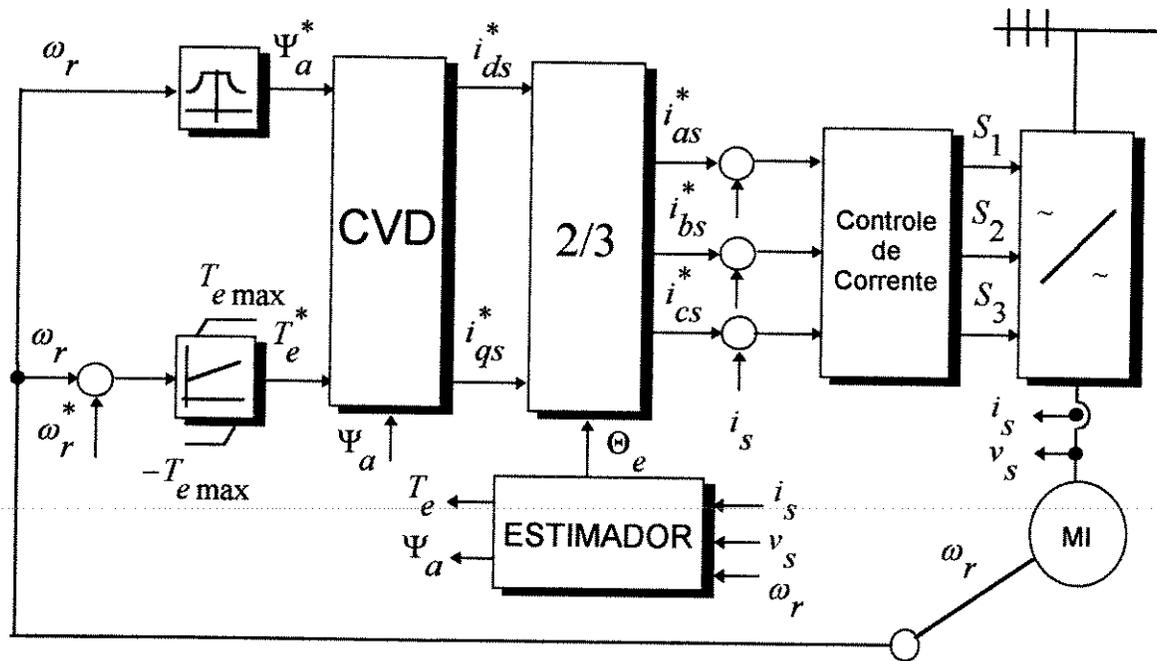


Figura 2.13 Estrutura do acionamento vetorial direto orientado pelo campo.

Para o controle vetorial direto o ângulo θ_e necessário a orientação é obtido através das componentes de fluxo no sistema de eixos dq fixo no estator. Para o caso de orientação no fluxo do rotor, que pode ser diretamente medido ou estimado a partir dos sinais de corrente e tensão de estator como mostrado na figura 1.4, podemos escrever as seguintes relações:

$$|\Psi_r| = \sqrt{\Psi_{dr}^2 + \Psi_{qr}^2} \tag{2.65}$$

$$\cos \theta_e = \frac{\Psi_{dr}}{|\Psi_r|} \quad \text{sen } \theta_e = \frac{\Psi_{qr}}{|\Psi_r|} \tag{2.66}$$

As equações 2.65 e 2.66 permitem alinhar as componentes de eixo direto e em quadratura da corrente de estator com o sistema girante dq respectivamente. Estas equações também podem ser escritas em termos de fluxo de estator e mútuo a fim de gerar o ângulo de orientação para cada situação de controle (Xu, 1991). As correntes de referência de fase que devem alimentar a máquina são obtidas através da transformação das correntes de referência do sistema bifásico

síncrono com o fluxo de rotor para o sistema trifásico, através das equações A.20 a A.23 (Apêndice A).

Nas próximas seções, desenvolveremos para cada situação de orientação, segundo fluxo de rotor, estator e mútuo, o controlador vetorial indicado na figura 2.13 pelo bloco CVD (Controlador Vetorial Direto). Este bloco é responsável pela geração dos sinais de corrente de referência necessários ao controle, note porém que o bloco de transformação não depende mais de sinais vindos do bloco de controle, o que torna atraente o uso das técnicas diretas desde que a medição de fluxo ou sua estimação tenha uma precisão tal que não comprometa o desempenho do sistema.

2.6.1 Orientação no fluxo de rotor

O controlador vetorial direto com orientação no fluxo de rotor, para alimentação em corrente, tem a estrutura indicada na figura 2.14.

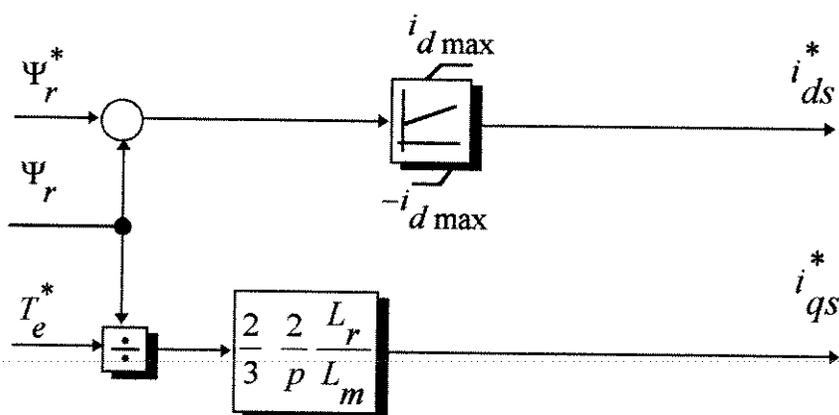


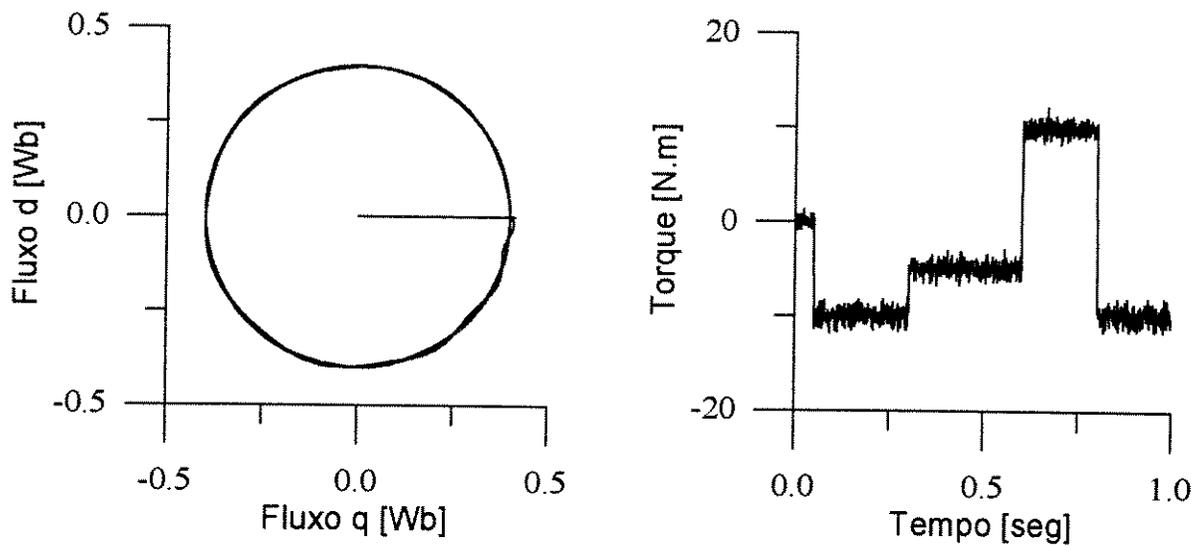
Figura 2.14 Controlador vetorial direto para orientação no fluxo de rotor.

Uma malha fechada de fluxo faz a regulação direta do vetor fluxo controlado através da componente de eixo direto da corrente de estator. O controle de torque é feito em malha aberta através da componente de eixo em quadratura da corrente de estator. Deve ser observado que a característica finita da fonte de corrente real limita a rapidez da resposta de torque, fazendo com que um compromisso entre os valores admissíveis de corrente de eixo direto e em quadratura deva ser imposto ao controle através de limitadores de resposta nos controladores PI de fluxo e velocidade.

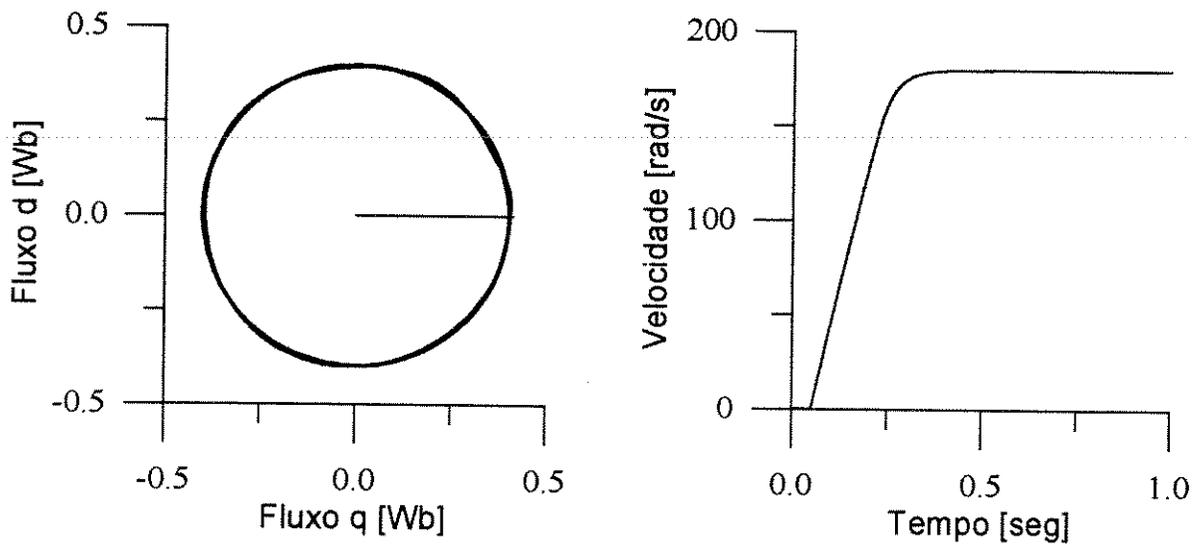
Nesta estrutura é importante notar a não dependência da resistência de enrolamento de rotor que é o parâmetro que mais influencia o desempenho do controlador indireto com orientação no fluxo de rotor. Entretanto, os estimadores ou observadores usados no processo de aquisição de fluxo podem ser dependentes das indutâncias próprias e de dispersão e das resistências dos circuitos de rotor e de estator, tornando o desempenho do sistema novamente dependente do correto ajuste entre parâmetros usados no controle e os parâmetros da máquina. Este fato é significativamente grave na orientação de campo segundo o fluxo de rotor, que apesar de não requerer circuitos desacopladores, que são necessários para orientação segundo fluxo de estator e mútuo, é extremamente sensível à variação das indutâncias de dispersão. Isto constitui uma das grandes desvantagens do controle vetorial direto com orientação segundo fluxo de rotor em relação ao controle segundo o fluxo de estator e mútuo (Profumo, 1991, Yamamura, 1992).

Esquemas que adotam como solução a medição direta do fluxo também se tornam dependentes dos parâmetros da máquina, pois somente o fluxo mútuo pode ser medido através de sensores, e por sua vez transformado nas componentes de rotor (Caminhas, 1989).

A figura 2.15 mostra a resposta do controlador da figura 2.14 usado na estrutura da figura 2.13, quando sujeito a transitórios de torque com reversão de velocidade, mostra também a resposta da malha de velocidade com suas respectivas respostas de fluxo.



(a) Resposta de Torque



(b) Resposta de velocidade

Figura 2.15 Resposta de torque e velocidade para o controlador direto com orientação no fluxo do rotor

A figura 2.15a mostra o desempenho do controle de torque, sem a malha de velocidade, para variações em degrau do valor de referência, onde o valor limite foi o torque nominal da máquina. A figura 2.15b mostra o resultado ao degrau de velocidade. O bom desempenho do método pode ser comprovado através dos resultados apresentados. Outras simulações que incluíram distúrbios de carga, mostraram que a resposta do controle é extremamente rápida sendo muito superior as técnicas escalares de controle.

Nos sistemas físicos reais os efeitos de discretização dos sinais, do atraso das chaves do inversor e da natureza não senoidal da forma de onda de alimentação podem prejudicar o desempenho de sistema. Na figura 2.15a, alguns desses efeitos podem ser notados através das

oscilações de torque. A discretização acarreta a queda do valor médio do torque acelerante ou frenante, e pode ser compensado por técnicas que considerem o atraso do cálculo do ângulo do vetor fluxo.

2.6.2 Orientação no fluxo de estator

O projeto do controlador direto com orientação no fluxo de estator aparentemente pode ser feito da mesma forma que o desenvolvido para o rotor. Porém, é possível verificarmos a ocorrência de um acoplamento entre as componentes dq de corrente de estator como indicado pela equação 2.67. Assim, qualquer variação na corrente de eixo em quadratura, ou seja, mudança de torque, poderá causar um transitório no fluxo de estator causando excessivas oscilações de fluxo e prejudicando o desempenho dinâmico do controlador. A fim de contornar este problema um circuito desacoplador pode ser projetado para compensar esse efeito.

$$\left(1 + \tau_r p\right) \Psi_{ds} = \left(1 + \alpha \tau_r p\right) L_s i_{ds} - \omega_{sl} \alpha \tau_r L_s i_{qs} \quad (2.67)$$

A estrutura mostrada na figura 2.16 representa o controlador vetorial direto com orientação no fluxo de estator. O bloco “D” é chamado de circuito desacoplador, e tem a função de adicionar uma componente de corrente ao valor de referência de corrente de eixo direto capaz de diminuir ou anular o efeito de acoplamento.

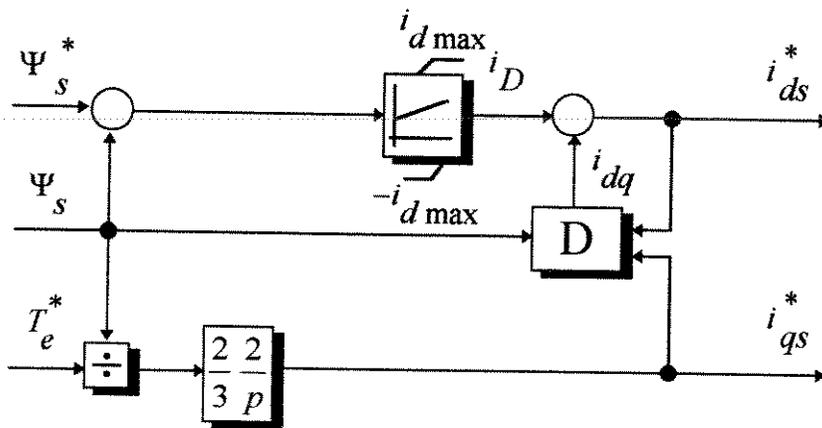


Figura 2.16 Controlador vetorial direto com circuito desacoplador.

A obtenção da equação do circuito desacoplador usado neste esquema de controle pode ser feita a partir da observação da figura 2.16. A corrente de eixo direto, considerando a inclusão do desacoplador, pode ser escrita como na equação abaixo:

$$i_{ds}^* = G(p) \left(\Psi_s^* - \Psi_s \right) + i_{dq} \quad (2.68)$$

onde $G(p)$ é a função de transferência para o regulador de fluxo.

O primeiro termo do lado direito da equação 2.68 representa a resposta de corrente do regulador de fluxo, enquanto que o segundo termo é a corrente fornecida pelo circuito desacoplador, também chamada de corrente de desacoplamento ou corrente de compensação.

Substituindo 2.68 em 2.67, podemos notar que a condição dada pela equação 2.69 deve ser satisfeita para que o desacoplamento entre as componentes de corrente ocorra.

$$(1 + \alpha \tau_r p) L_s i_{dq} - \omega_{sl} \alpha \tau_r L_s i_{qs} = 0 \quad (2.69)$$

Dessa forma, a corrente de desacoplamento será:

$$i_{dq} = \frac{\omega_{sl} \alpha \tau_r i_{qs}}{(1 + \alpha \tau_r p)} \quad (2.70)$$

onde pode ser mostrado que:

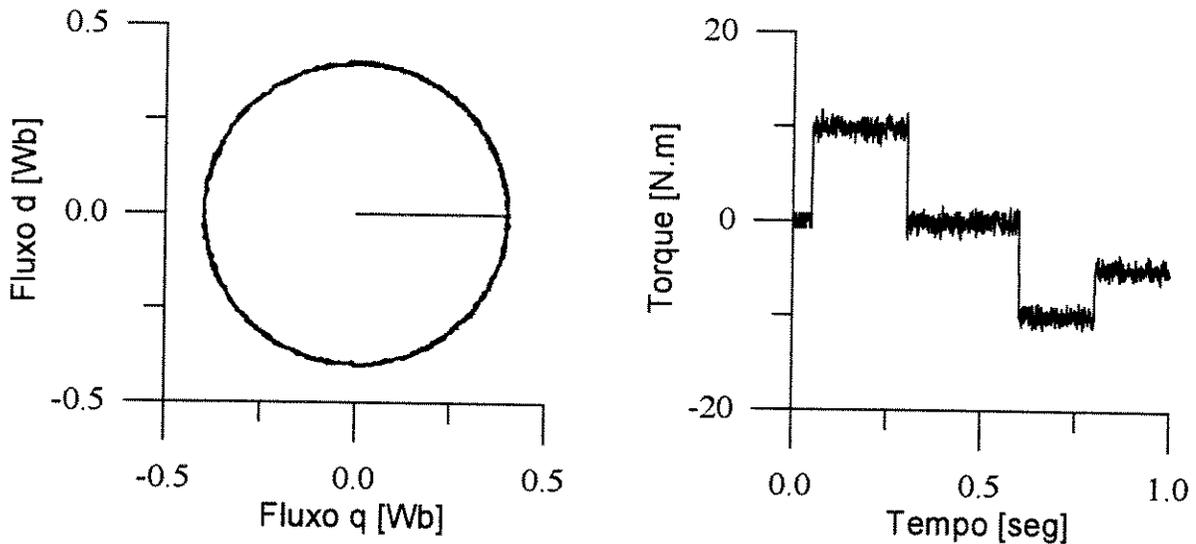
$$\omega_{sl} = \frac{L_s}{\tau_r} \frac{(1 + \alpha \tau_r p)}{(\Psi_s - \alpha L_s i_{ds})} i_{qs} \quad (2.71)$$

As equações 2.69 e 2.70 representam o circuito desacoplador para corrente de forma completa mostrado na figura 2.16. Porém, a fim de evitar o cálculo das derivadas que são muito sensíveis ao ruído e que aparecem na obtenção da corrente de compensação do circuito, é possível efetuar uma simplificação das equações tomando os valores de regime do escorregamento e da corrente de compensação. Essa simplificação afeta muito pouco o desempenho geral do sistema. A equação abaixo indica a simplificação efetuada e usada nas simulações para o controle segundo fluxo de estator.

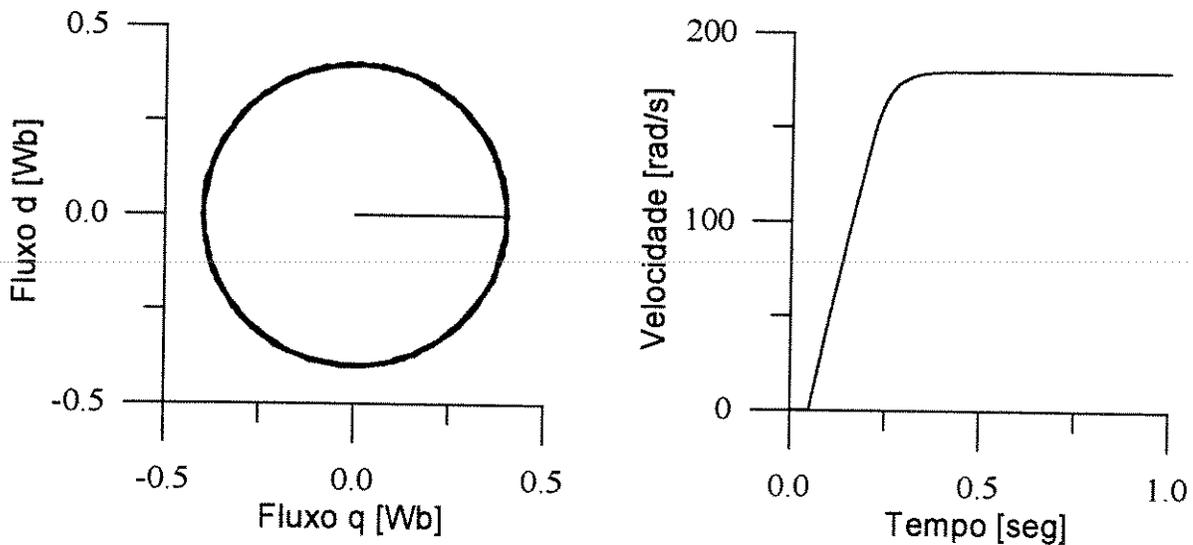
$$i_{dq} = \frac{\alpha L_s i_{qs}^{*2}}{(\Psi_s - \alpha L_s i_{ds}^*)} \quad (2.72)$$

O desempenho do controlador da figura 2.16, associado ao controle de fluxo de estator, está mostrado na figura 2.17, onde as respostas de torque e velocidade e as respectivas respostas de fluxo são apresentadas. A rapidez e precisão do acionamento é comparável ao controle segundo fluxo de rotor, apesar de somente este apresentar resposta instantânea de torque. Isso ocorre porque a eficiência dos controladores de corrente elimina o atraso de primeira ordem existente na resposta de torque para controle segundo fluxo de estator.

Foram efetuadas simulações sem o uso do bloco “D” que mostraram que sua inclusão no diagrama de controle melhora efetivamente a rapidez da resposta de torque e reduz as oscilações de fluxo, que em parte também estão associadas às harmônicas da fonte de alimentação. Em aplicações onde a rapidez e precisão de resposta não são de importância fundamental, o bloco desacoplador pode ser eliminado diminuindo a complexidade do algoritmo de controle.



(a) Resposta de torque



(b) Resposta de velocidade

Figura 2.17 Resposta de torque e velocidade para o controlador direto com orientação no fluxo do estator

2.6.3 Orientação no fluxo mútuo

O controlador vetorial direto com orientação no fluxo mútuo é obtido de maneira totalmente análoga ao controlador com orientação no fluxo de estator. O mesmo problema de acoplamento entre as equações também ocorre neste tipo de orientação, e há necessidade de um circuito desacoplador. Através de um procedimento semelhante ao feito para o controle segundo o fluxo de estator podemos obter as equações 2.73 e 2.74, que representam o circuito desacoplador para o controlador direto com orientação segundo fluxo mútuo.

$$i_{dq} = \frac{\tau_{rl} \omega_{sl} i_{qs}}{(1 + \tau_{rl} p)} \quad (2.73)$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{\tau_r} \frac{(1 + \tau_{rl} p)}{\left(\Psi_m - \frac{L_m}{\tau_r} \tau_{rl} i_{ds} \right)} i_{qs} \quad (2.74)$$

Efetuada a mesma simplificação já mostrada no caso da orientação segundo fluxo de estator, temos :

$$i_{dq} = \frac{\frac{L_{lr}}{L_r} L_m i_{qs}^{*2}}{\Psi_m - \frac{L_{lr}}{L_r} L_m i_{ds}^*} \quad (2.75)$$

A partir da equação 2.75 podemos construir o diagrama em blocos do controlador vetorial direto com orientação no fluxo mútuo como mostrado na figura 2.18. Note a semelhança entre esta estrutura e a adotada para o controle segundo fluxo de estator, estando a diferença basicamente na implementação do circuito desacoplador.

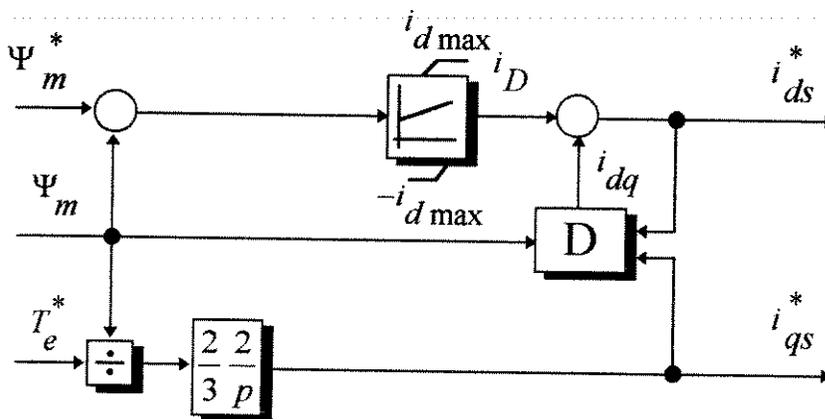
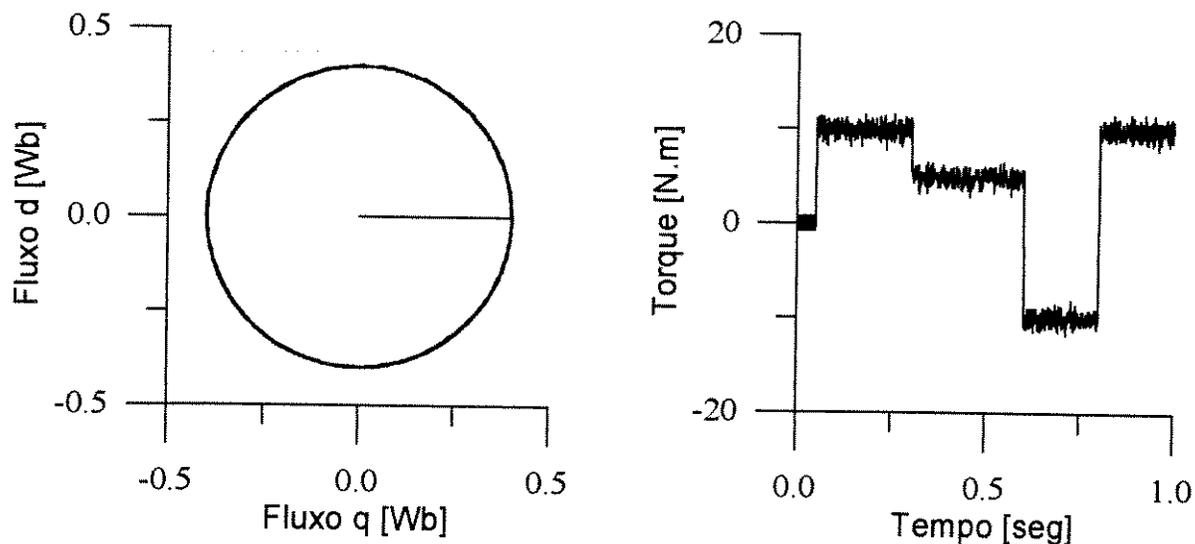


Figura 2.18 Controlador vetorial direto com orientação segundo fluxo mútuo.

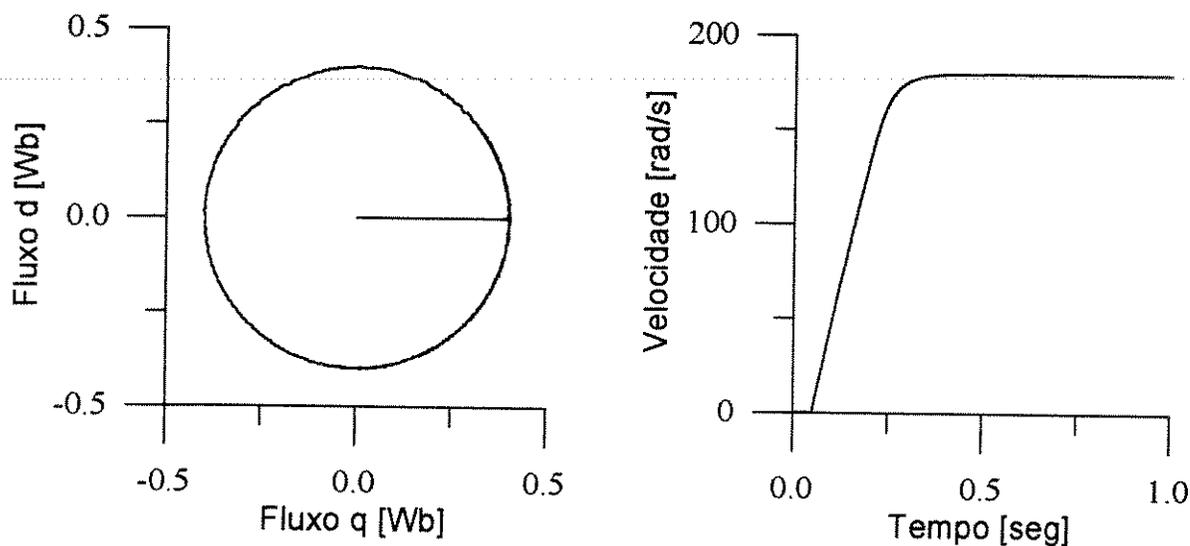
O desempenho do controlador da figura 2.18 é mostrado na figura 2.19. A figura 2.19a apresenta a resposta para o controle de torque, enquanto que a figura 2.19b a resposta de velocidade. A regulação de fluxo é mostrada para as duas situações de controle.

Simulações sem o uso do circuito desacoplador mostram que ligeiras oscilações de fluxo podem ocorrer durante os transitórios de torque, porém mais associadas às harmônicas de corrente que ao acoplamento entre os canais de fluxo e de torque. As simulações sem o bloco desacoplador também mostraram um resultado bem próximo ao controle segundo fluxo de rotor, indicando que a orientação no fluxo mútuo apresenta robustez e precisão de resposta mesmo sem a utilização dos circuitos desacopladores. Testes indicam que um ajuste ótimo dos ganhos da malha de fluxo eliminam a necessidade dos circuitos desacopladores para essa situação.

Esses resultados, e outros encontrados na literatura, mostram que os métodos de controle segundo fluxo de estator e mútuo são mais robustos a variações dos parâmetros do motor e dispensam métodos elaborados para aquisição do vetor fluxo controlado. Isto têm motivado a implementação destes métodos vetoriais, principalmente quando os vetores de fluxo controlado podem ser medidos diretamente (Profumo, 1991, Xu, 1988).



(a) Resposta de torque



(b) Resposta de velocidade

Figura 2.19 Resposta de torque e velocidade para o controlador direto com orientação no fluxo mútuo.

Os resultados de simulação apresentados neste capítulo, para os métodos diretos e indiretos de controle vetorial, buscaram na medida do possível reproduzir as condições reais de implementação, de forma a mostrar o bom desempenho destas técnicas de acionamento para alimentação em corrente.

A comparação entre as estratégias de controle, a partir dos critérios anteriores, ainda deve considerar vários outros aspectos de implementação que possam influenciar o desempenho do controlador, como o tipo de alimentação usada, o tipo de inversor, a quantização e discretização

dos sinais de controle, a precisão e robustez dos sensores utilizados. Portanto a comparação direta das técnicas pode não ser válida se não levada em conta diversos fatores como os discutidos anteriormente. Dessa forma esse trabalho está mais caracterizado por apresentação formal do controle vetorial orientado pelo campo do que uma comparação direta entre as técnicas apresentadas, pois isto, não está ao alcance de ser analisado a partir dos resultados mostrados.

2.7 Controlador vetorial universal direto

A generalização das estruturas de controle vetorial direto em um único controlador, de forma semelhante ao realizado para o controle vetorial indireto, é possível. A observação cuidadosa das estruturas de controle apresentadas nos mostra que a diferença fundamental entre elas é o circuito desacoplador. Dessa forma a generalização das equações do circuito desacoplador é o primeiro passo para obtenção de uma estrutura geral de controle.

O acoplamento entre as componentes de corrente no modelo em fluxo arbitrário da máquina de indução ocorre da forma mostrada na equação abaixo:

$$\left(\frac{1}{\tau_r} + p \right) \Psi_{da} = K(1 + Lp) i_{ds} - K L \omega_{sl} i_{qs} \quad (2.76)$$

A fim de eliminar a influência da componente de eixo em quadratura na regulação de fluxo arbitrário um circuito desacoplador pode ser projetado. Para isso uma corrente de compensação deve ser adicionada à resposta de corrente do regulador de fluxo de forma a compensar a parcela de acoplamento. A equação abaixo ilustra como isso pode ser feito:

$$i_{ds} = G(p) \left(\Psi_a^* - \Psi_a \right) + i_{dq} \quad (2.77)$$

Substituindo 2.77 em 2.76 notamos que para o acoplamento deixar de ocorrer a seguinte situação deve ser satisfeita:

$$K(1 + Lp) i_{dq} - K L i_{qs} = 0 \quad (2.78)$$

Dessa forma, a corrente desacoplamento será:

$$i_{dq} = \frac{\omega_{sl} L i_{qs}^*}{(1 + Lp)} \quad (2.79)$$

onde pode ser mostrado que o escorregamento pode ser obtido pela seguinte equação:

$$\omega_{sl} = \frac{K(1 + Lp)}{\left(\Psi_a^* - K L i_{ds}^* \right)} i_{qs}^* \quad (2.80)$$

As equações 2.79 e 2.80 representam o circuito desacoplador para orientação segundo o vetor fluxo arbitrário. Eliminando as derivadas a fim de evitar ruídos e facilitar a implementação computacional, podemos obter uma equação simplificada para o desacoplador como mostrado a seguir:

$$i_{dq} = \frac{K L i_{qs}^{* 2}}{\left(\Psi_a + K L i_{ds}^*\right)} \quad (2.81)$$

Devemos observar que os valores das constantes K e L são os mesmos vistos anteriormente na dedução do controlador universal indireto. O valor adequado da relação de espiras para obtenção de cada controlador são os mesmos da tabela I. Note que para o caso do controle segundo fluxo de rotor a corrente de compensação tem valor nulo, ou seja, o desacoplador não é necessário.

A partir dos resultados anteriores podemos construir uma estrutura de acionamento para controle vetorial direto com orientação segundo fluxo arbitrário e alimentação em corrente de acordo com o mostrado na figura 2.20.

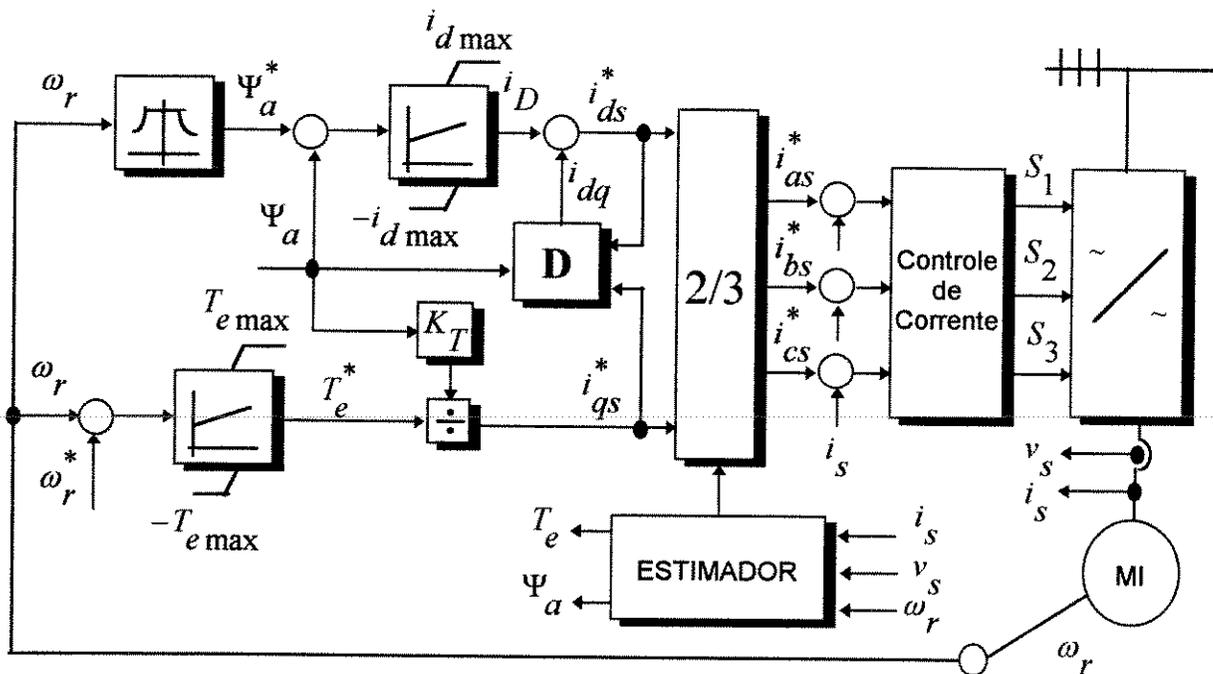


Figura 2.20 Controle universal direto com alimentação em corrente.

A implementação digital do controlador universal ainda permite a integração simultânea dos métodos diretos e indiretos para diferentes vetores fluxos controlados, e em larga faixa de operação. A capacidade de mudar, dinamicamente, durante a operação do acionamento, o sistema de referência do controle orientado pelo campo sem qualquer mudança do algoritmo de controle, abre novas perspectivas para o acionamento de motores de indução (De Donker, 1991).

Acionamentos que devem operar em uma grande faixa de velocidade podem combinar com o uso do controlador universal diferentes estratégias de controle. Por exemplo, a baixas velocidades o controlador universal é ajustado para operar como controlador indireto com orientação no fluxo de rotor, em altas velocidades o controlador direto com orientação no fluxo de estator é preferido. Dessa forma o melhor controlador é escolhido para cada situação de controle.

Controle vetorial com orientação pelo campo e alimentação em tensão

3.1 Introdução

A implementação das estruturas de controle vetorial naturalmente sugerem a alimentação em corrente da máquina de indução, isto simplifica os esquemas e os algoritmos de controle tornando-os mais atrativos. Esta técnica foi extensivamente discutida no capítulo anterior e seu desempenho mostrado em várias simulações digitais.

Apesar da simplicidade da alimentação em corrente a alimentação em tensão também é possível, porém uma estrutura adicional é requerida para gerar as tensões de referência dos canais de eixo direto e de quadratura a partir das correntes de referência de eixo direto e de quadratura.

O primeiro passo na obtenção das estruturas de controle com alimentação em tensão, é a obtenção das equações que relacionem as correntes com as tensões de referência. Para isso, tomemos as equações 3.1 e 3.2 que representam a dinâmica do estator de uma máquina de indução (Apêndice A).

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \omega_e \Psi_{ds} + p \Psi_{qs} \quad (3.1)$$

$$v_{ds} = r_s i_{ds} - \omega_e \Psi_{qs} + p \Psi_{ds} \quad (3.2)$$

A partir das equações A.14 e A.15 (Apêndice A) podemos obter as equações 3.3 e 3.4, que devem ser substituídas nas equações 3.1 e 3.2. Obedecendo as condições de desacoplamento para o fluxo de rotor, podemos escrever as equações 3.5 e 3.6, que fornecem as tensões de referência para controle segundo fluxo de rotor.

$$\Psi_{qs} = \frac{L_m}{L_r} \Psi_{qr} + \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{qs} \quad (3.3)$$

$$\Psi_{ds} = \frac{L_m}{L_r} \Psi_{dr} + \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{ds} \quad (3.4)$$

$$v_{qs}^* = (r_s + \sigma L_s p) i_{qs}^* + \omega_e \sigma L_s i_{ds}^* + \omega_e \frac{L_m}{L_r} \Psi_r^* \quad (3.5)$$

$$v_{ds}^* = (r_s + \sigma L_s p) i_{ds}^* - \omega_e \sigma L_s i_{qs}^* + \omega_e p \Psi_r^* \quad (3.6)$$

Lembrando que:

$$\Psi_r^* = \Psi_{dr}^* = L_m i_{ds}^* \quad p \Psi_r^* = 0 \quad (3.7)$$

podemos simplificar as equações 3.5 e 3.6 da seguinte maneira:

$$v_{qs}^* = (r_s + \sigma L_s p) i_{qs}^* + \omega_e L_s i_{ds}^* \quad (3.8)$$

$$v_{ds}^* = (r_s + L_s p) i_{ds}^* - \omega_e \sigma L_s i_{qs}^* \quad (3.9)$$

Observa-se nas equações 3.8 e 3.9 o acoplamento que existe entre os eixos diretos e de quadratura no processo de geração dos sinais de referência. Estes acoplamentos dificultam o projeto dos reguladores da malha de controle. Esse problema pode ser contornado pelo cálculo direto das tensões de referência desprezando-se os termos transitórios, como feito nas equações abaixo, ou introduzindo circuitos desacopladores em tensão como veremos mais adiante.

$$v_{qs}^* = r_s i_{qs}^* + \omega_e L_s i_{ds}^* \quad (3.10)$$

$$v_{ds}^* = r_s i_{ds}^* - \omega_e \sigma L_s i_{qs}^* \quad (3.11)$$

A partir das equações 3.10 e 3.11 uma estrutura indireta de controle com orientação no fluxo de rotor pode ser construída como mostrado na figura 3.1.

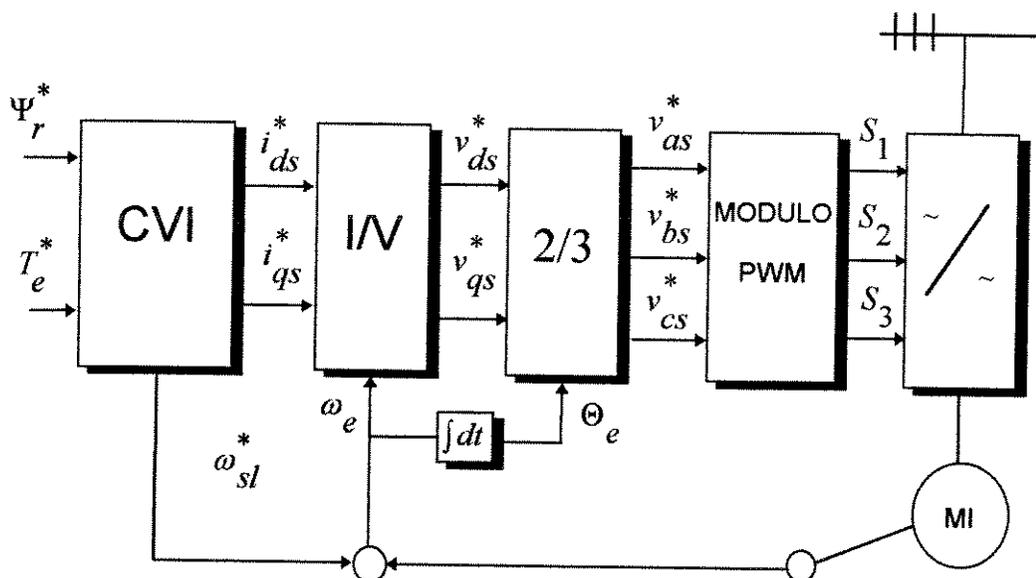


Figura 3.1 Controle vetorial com orientação no rotor sem reguladores de corrente.

Uma vantagem clara dessa metodologia é a não necessidade de sensores de corrente (Santos, 1990). Simulações realizadas com estrutura de controle mostrada na figura 3.1, onde o bloco I/V usa as equações 3.10 e 3.11, mostraram que em regime transitório as correntes de eixo direto e de quadratura da máquina assumem valores bastante diferentes das correntes de referência. Isto resulta em elevadas correntes de enrolamento de estator que são inadmissíveis na

prática. Além disso, foram observadas ondulações de torque e baixa precisão da resposta. Esse comportamento compromete bastante a estrutura de controle, não podendo ser classificada como uma técnica de alto desempenho.

A fim de contornar esse problema, utilizamos reguladores de corrente com compensação das tensões induzidas para diminuir o efeito de acoplamento. Assim, baseando-nos nas equações 3.8 e 3.9 podemos inferir a estrutura de controle mostrada na figura 3.2, a qual pode ser classificada como uma técnica de alto desempenho (Koyama, 1986).

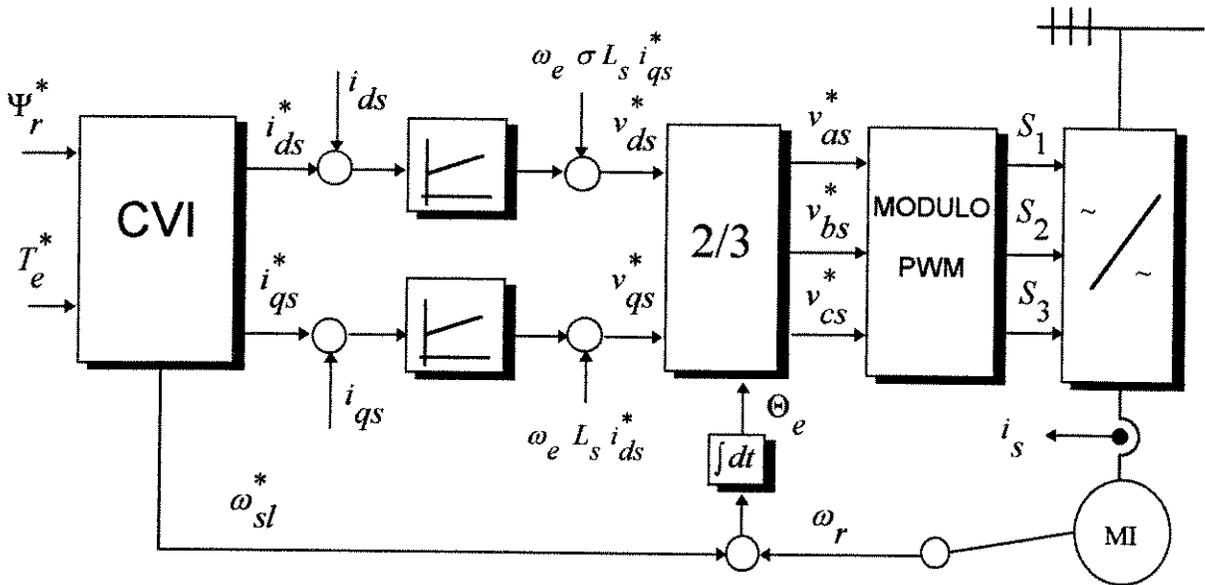


Figura 3.2 Controle vetorial com orientação no rotor com reguladores de corrente.

O desempenho das técnicas vetoriais com alimentação em tensão passa portanto a depender da eficácia dos controladores de corrente e dos circuitos adicionais que compensem os efeitos de acoplamentos entre as variáveis de controle. Estes circuitos desacopladores podem ser entendidos como uma compensação da força eletromotriz.

Para o controle segundo fluxo de estator e mútuo é necessária a obtenção de equações que relacionem correntes e tensões semelhantes às equações 3.5 e 3.6. A orientação no fluxo de estator pode ser obtida diretamente de 3.1 e 3.2, pois não existe acoplamento entre eixos direto e em quadratura. Assim, considerando as condições de desacoplamento para o fluxo de estator as equações 3.12 e 3.13 podem ser prontamente escritas.

$$v_{qs}^* = r_s i_{qs}^* + \omega_e \Psi_s^* \tag{3.12}$$

$$v_{ds}^* = r_s i_{ds}^* + p \Psi_s^* \tag{3.13}$$

Para o controle segundo o fluxo mútuo, as equações 3.14 e 3.15 (Apêndice A), devem ser substituídas em 3.1 e 3.2. Respeitando as condições de desacoplamento para o fluxo mútuo podemos escrever as equações 3.16 e 3.17.

$$\Psi_{qs} = L_{ls} i_{qs} + \Psi_{qm} \tag{3.14}$$

$$\Psi_{ds} = L_{ls} i_{ds} + \Psi_{dm} \tag{3.15}$$

$$v_{qs}^* = (r_s + L_{ls} p) i_{qs}^* + \omega_e \Psi_m^* + \omega_e L_{ls} i_{ds}^* \tag{3.16}$$

$$v_{ds}^* = (r_s + L_{ls} p) i_{ds}^* + p \Psi_m^* + \omega_e L_{ls} i_{qs}^* \tag{3.17}$$

Os pares de equações 3.5 e 3.6, 3.12 e 3.13, 3.16 e 3.17 fornecem as tensões de referência que tornam possível o desacoplamento entre torque e fluxo. Estas equações mostram como é a dinâmica das correntes com a aplicação das tensões, indicando também como o acoplamento entre as componentes de tensão ocorre. A partir destes pares de equações estruturas de controle vetorial adequadas à alimentação em tensão podem ser desenvolvidas.

A diferença fundamental entre as estruturas com alimentação em corrente e em tensão é a forma de obtenção dos sinais de referência usados no controle do inversor. As figuras 3.3 e 3.4 apresentam as duas principais formas de implementação destes esquemas.

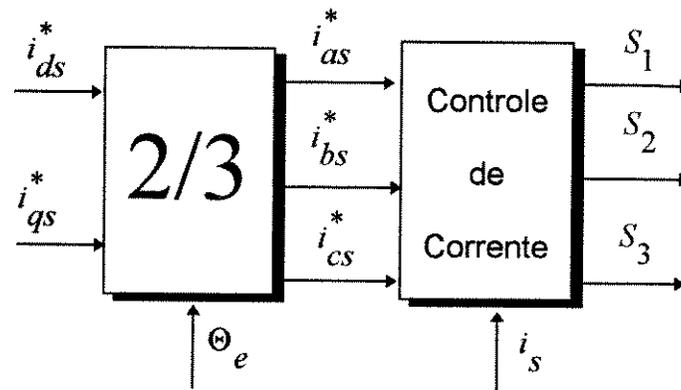


Figura 3.3 Bloco funcional para obtenção dos sinais de controle do inversor para alimentação em corrente.

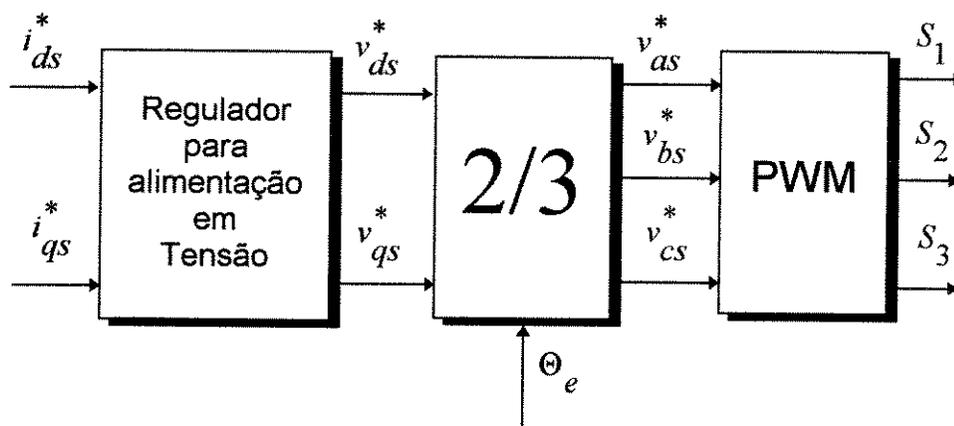


Figura 3.4 Bloco funcional para obtenção dos sinais de controle do inversor para alimentação em tensão.

Na figura 3.3 o bloco controlador de corrente comanda os disparos do inversor a partir dos erros das correntes de fase. A figura 3.4 inclui o bloco de regulação de corrente, composto por reguladores PI, que fornecem os sinais de tensão de referência para o bloco de transformação.

Apesar das estruturas indiretas de controle em tensão apresentarem resultados com bom desempenho, as estruturas diretas tem recebido maior destaque na literatura devido à sua robustez inerente e aos avanços nas técnicas de aquisição de fluxo. Duas formas de controle direto em

tensão para o motor de indução com e sem reguladores de corrente serão apresentadas neste capítulo. A primeira chamaremos de tipo I, que apresenta os tradicionais reguladores de corrente comuns no controle com alimentação em tensão, e a segunda de tipo II que introduz uma forma eficiente de se eliminar os reguladores de corrente.

Deve ser mencionado que a técnica de controle usada para disparar o inversor não deve confundir a avaliação dos métodos. O desempenho de cada estrutura de controle está ligado a diversos fatores, e não pode ser associado somente ao tipo de alimentação.

A técnica de modulação vetorial é usada em todas as simulações para controle o inversor. O apêndice B discute brevemente os conceitos envolvidos nesta estratégia de controle. Em todas as simulações a frequência de amostragem foi de 2 kHz.

3.2 Estrutura de controle em tensão tipo I

O diagrama de blocos da figura 3.5 mostra o esquema de controle vetorial direto com alimentação em tensão Tipo I. Os sinais de corrente de referência são obtidos de forma totalmente análoga ao discutido na seção 2.5, ou seja, através de um dos controladores diretos desenvolvidos nas seções 2.5.1, 2.5.2 e 2.5.3.

O bloco desacoplador D é inserido, para controle segundo fluxo de estator e mútuo, a fim de melhorar o desempenho dinâmico do sistema que apresenta um acoplamento interno entre as componentes ortogonais de correntes.

A principal característica desta estrutura é a presença do bloco PI responsável pela regulação de corrente. Sua inclusão aumenta a complexidade do sistema dificultando o ajuste dos ganhos dos reguladores e tornando seu desempenho dependente da eficácia dos reguladores presentes na estrutura.

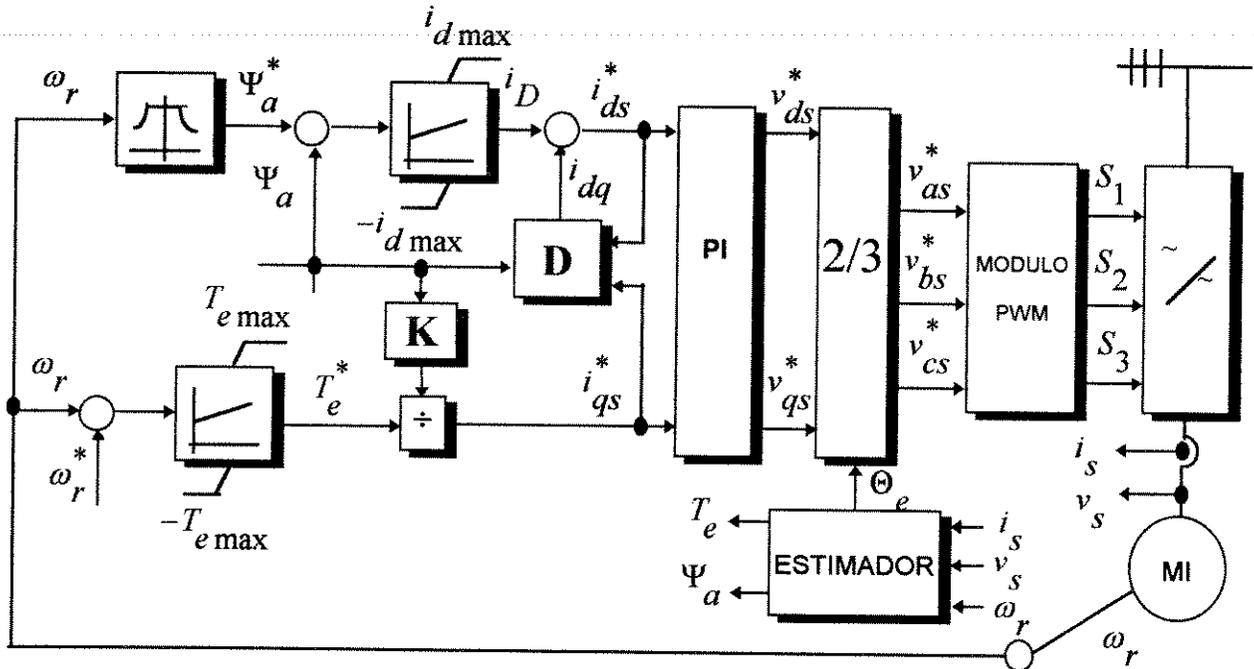


Figura 3.5 Estrutura de controle com reguladores de corrente para controle em tensão.

A desvantagem mais marcante deste método são os altos picos de corrente que sempre estão presentes durante o transitório de partida, e que na alimentação em corrente são normalmente evitados pelo uso dos controladores de corrente. Esse problema pode ser evitado limitando os valores de tensão que são aplicados durante o período de partida, pois esses picos não voltam a aparecer durante a operação.

Apesar de altos ganhos na malha de fluxo garantirem rápida resposta e robustez ao acionamento para alimentação tanto em tensão quanto em corrente, com alimentação em tensão o ajuste dos reguladores e seus limitadores devem ser feitos com mais cautela a fim de evitar problemas de picos proibitivos de corrente durante transitórios de torque, que em uma situação real poderia danificar o sistema de potência do acionamento (Santos, 1990).

Devemos lembrar que para a orientação no fluxo de rotor não existe acoplamento entre as componentes de corrente e portanto não é necessário o uso de um circuito desacoplador. A figura 3.6 mostra o diagrama de blocos para o controle segundo fluxo de rotor para alimentação em tensão.

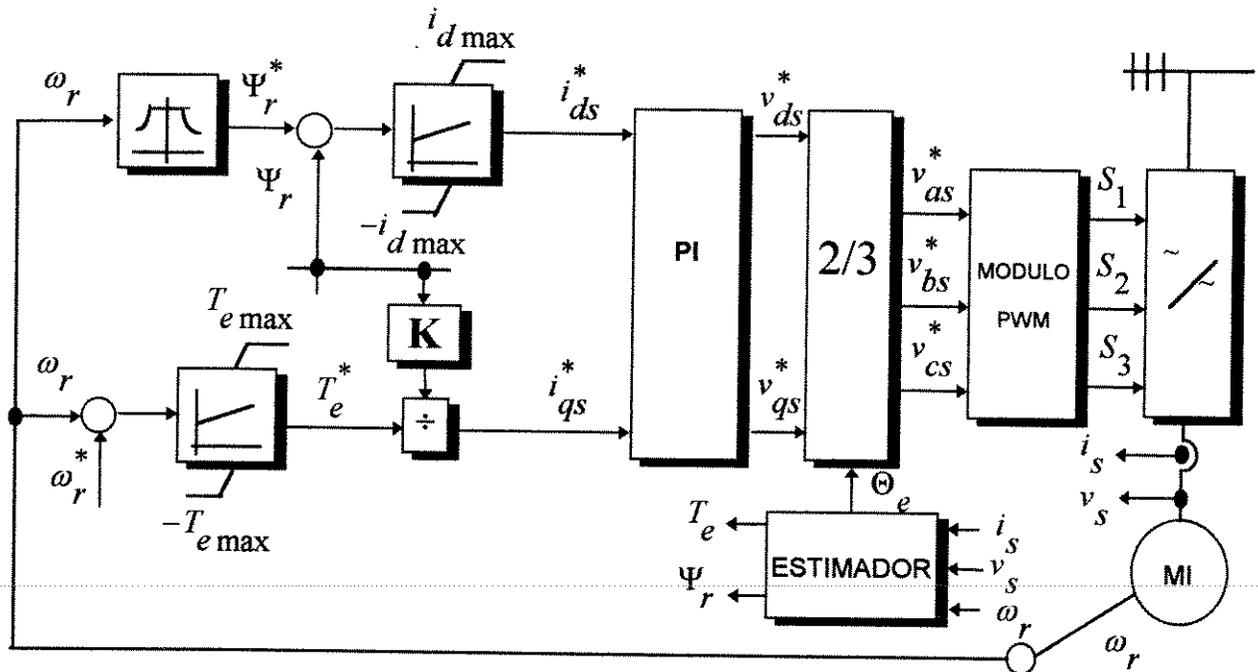


Figura 3.6 Estrutura de controle para alimentação em tensão com orientação no fluxo de rotor.

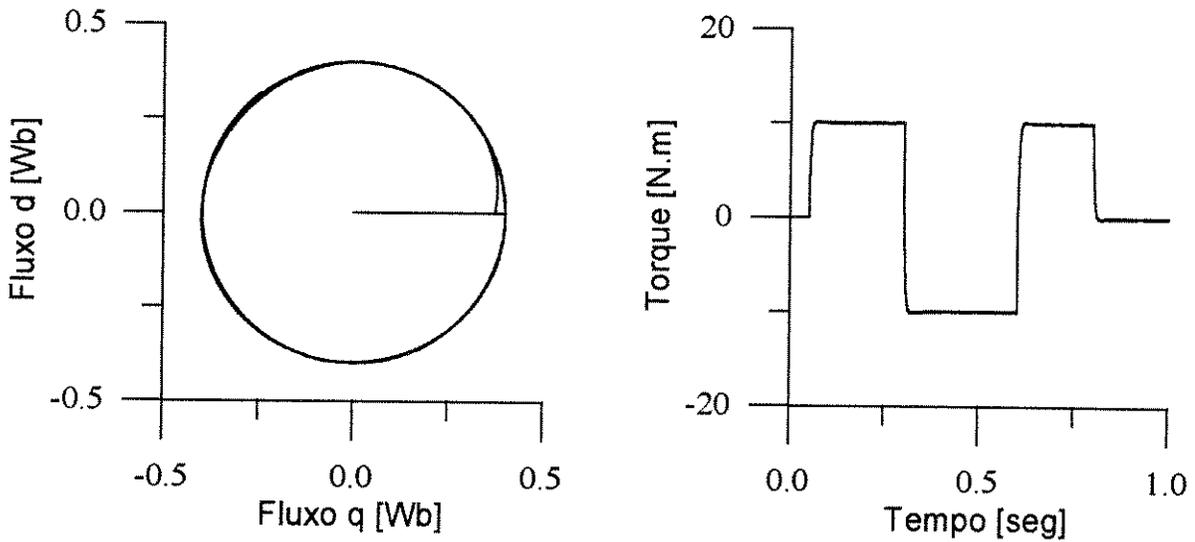
As simulações apresentadas nas próximas seções apresentam as respostas de torque e velocidade e a respectiva regulação de fluxo para a estrutura da figura 3.5 e 3.6. Para o controle de torque a malha de velocidade é substituída por uma malha fechada de torque. Isto é feito para garantir uma resposta de torque com alto grau de precisão e velocidade de resposta, a fim de que esta estrutura possa ser enquadrada em uma classificação de alto desempenho. Essa alteração é necessária neste tipo de estrutura pois o controle em tensão não apresenta os tradicionais controladores de corrente que indiretamente garantem um bom desempenho dinâmico.

A avaliação das simulações a serem apresentadas devem considerar que o ajuste dos reguladores não foi feito de forma ótima, e sim visando demonstrar o adequado desempenho dinâmico de cada estrutura de forma confiável.

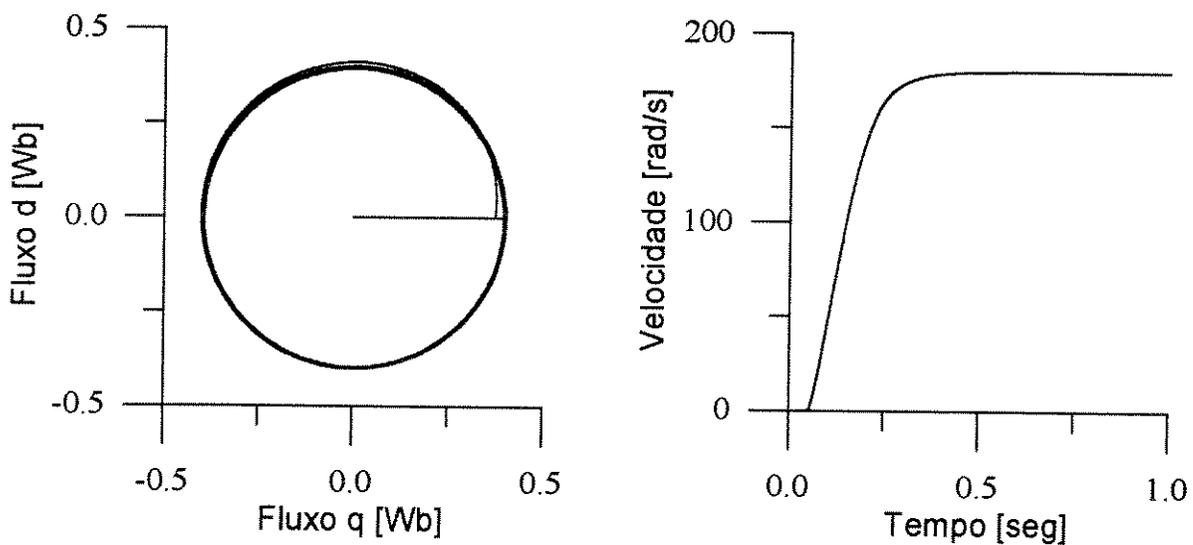
3.2.1 Orientação no fluxo rotor

Para controle segundo fluxo de rotor os resultados de simulação foram obtidos com a estrutura da figura 3.6.

A figuras 3.7 mostram as respostas de torque e velocidade do sistema. A figura 3.7a mostra a resposta de torque enquanto que a figura 3.7b apresenta a resposta de velocidade



(a) Resposta de torque



(b) Resposta de velocidade

Figura 3.7 Resposta do controlador vetorial com orientação no fluxo do rotor e alimentação em tensão tipo I

3.2.2 Orientação no fluxo de estator

A figura 3.8 mostra os resultados de simulação para controle segundo fluxo de estator para a estrutura da figura 3.5. A figura 3.8a apresenta a resposta de torque enquanto a figura 3.8b a resposta de velocidade.

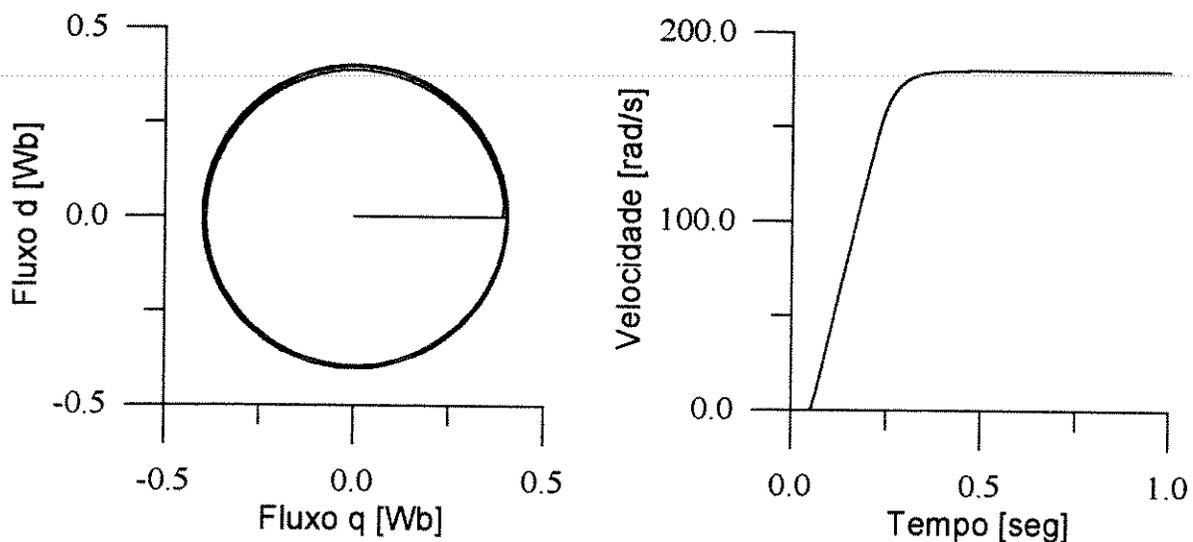
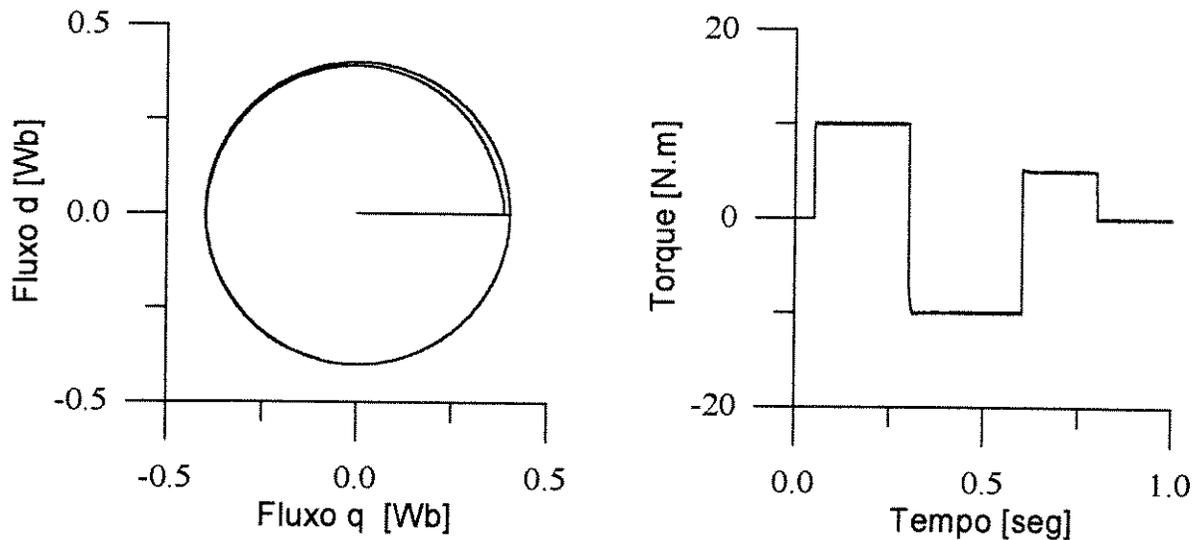
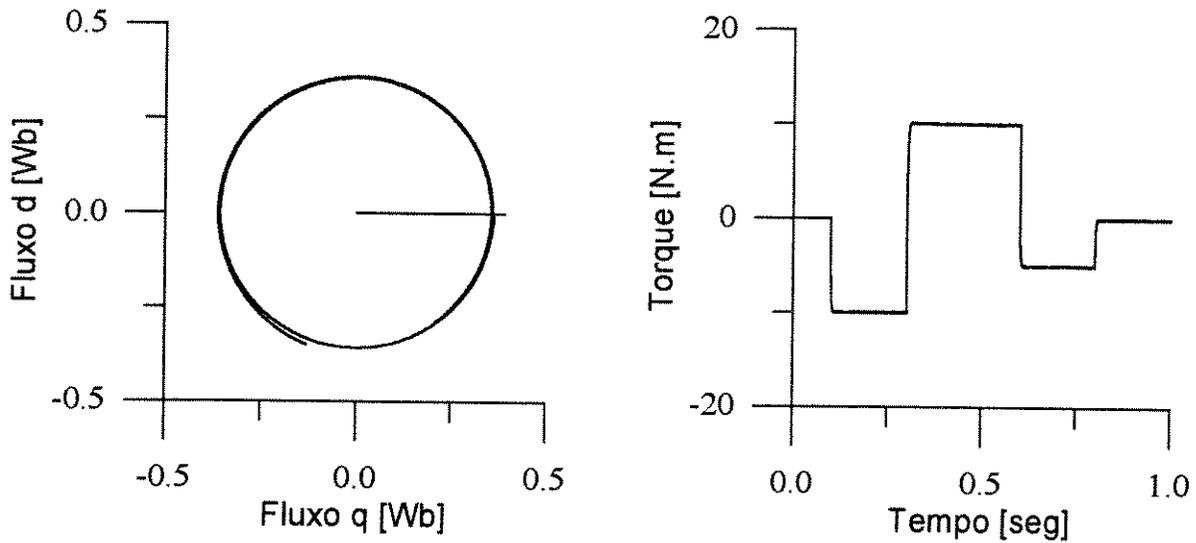


Figura 3.8 Resposta do controlador vetorial com orientação no fluxo do estator e alimentação em tensão tipo I

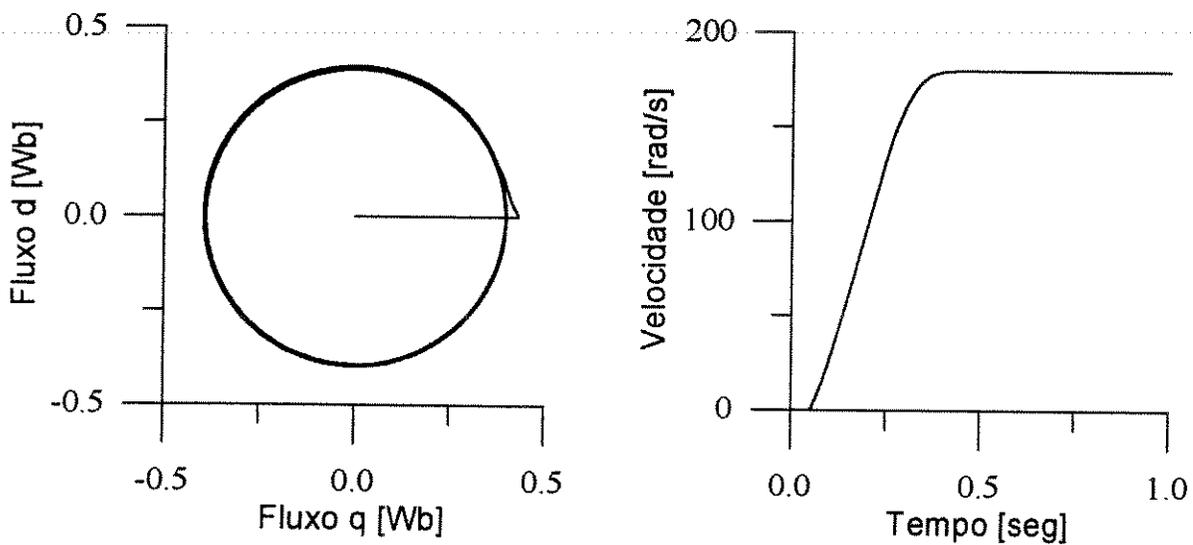
Simulações realizadas sem o uso do circuito desacoplador detectaram picos de torque e oscilações de fluxo na resposta do sistema. Apesar da alimentação em tensão apresentar uma baixa distorção harmônica, e consequentemente uma baixa oscilação de torque como pode ser observado na figura 3.8, o uso do circuito desacoplador é necessário caso uma rapidez e precisão maior de resposta forem necessários.

3.2.3 Orientação no fluxo mútuo

A figura 3.9 apresenta os resultados de simulação para controle segundo fluxo mútuo para a estrutura da figura 3.5. A figura 3.9a e 3.9b apresentam as respostas de torque e velocidade respectivamente, comprovando o bom desempenho das técnicas vetoriais de controle em tensão.



(a) Resposta de torque



(b) Resposta de velocidade

Figura 3.9 Resposta do controlador vetorial com orientação no fluxo mútuo e alimentação em tensão tipo I

Simulações foram realizadas sem o uso do circuito desacoplador e foi observado que as respostas foram próximas ao controle segundo fluxo de rotor, indicando que o desacoplador pode ser desnecessário e compensado com um ajuste fino dos ganhos dos reguladores, pois as pequenas oscilações de fluxo observadas não justificam o aumento da complexidade da malha de controle.

A generalização das estruturas tipo I para alimentação em tensão na forma de um controlador universal é idêntica ao mostrado nos controladores diretos para orientação pelo campo do capítulo 2.

O método de orientação segundo fluxo de rotor com alimentação em tensão apresenta o melhor desempenho dinâmico entre as três orientações possíveis, porém a orientação segundo fluxo de estator ou mútuo apresenta maior robustez com implementações mais simples e algoritmos de aquisição e estimação de parâmetros menos complexos. Isso faz com que a orientação segundo fluxo de rotor não seja a escolha preferida em aplicações.

As implementações fazendo uso da orientação segundo fluxo de estator são encontradas com maior frequência, pois oferecem uma estimação de fluxo mais robusta e um controle mais eficaz na região de enfraquecimento de campo sendo melhor adaptada à operação em altas velocidades (Xu, 1991).

A resposta de torque e velocidade das estruturas apresentadas mostra claramente o desempenho superior da técnica PWM com modulação vetorial usada no controle do inversor. Isso pode ser observado pelo baixo nível de oscilação de torque e fluxo, o que nos leva a concluir que existe um baixo nível de distorção harmônica de corrente. Isso apresenta como consequência uma rápida resposta de torque e fluxo com excelente precisão e rapidez, fazendo com que estas estruturas apresentem todas as características de um acionamento de alto desempenho dinâmico. Por operar com baixas frequências de chaveamento a técnica de modulação vetorial vem sendo muito utilizada em acionamentos de grande potência (Zhang, 1995).

3.3 Estrutura de controle em tensão tipo II

Os esquemas de controle por orientação pelo campo adequados à alimentação em tensão, normalmente apresentam em sua configuração reguladores de corrente e circuitos desacopladores. O objetivo da inclusão desses circuitos adicionais de controle é fazer com esses métodos apresentem alto desempenho dinâmico, comparável as técnicas similares com alimentação em corrente.

Os métodos de orientação que apresentam estas características se mostram muito sensíveis à eficiência dos reguladores de corrente e ao correto ajuste dos desacopladores. Dessa forma, estruturas que eliminem essas desvantagens são desejáveis.

Fazendo uso das idéias de controle segundo fluxo de estator para alimentação em tensão de Takahashi e Noguchi (1986), que foram aprimoradas por Habetler e Divan (1989) e Xue (1991), e que são reflexos dos trabalhos publicados por Yamamura no início da década de 80, novas estruturas de orientação de campo adequadas à alimentação em tensão e sem a presença dos reguladores de corrente surgiram rapidamente. A estrutura da figura 3.10 representa uma dessas configurações, os sinais de tensão de referência de eixo direto e em quadratura são gerados a partir dos erros de fluxo e de torque respectivamente.

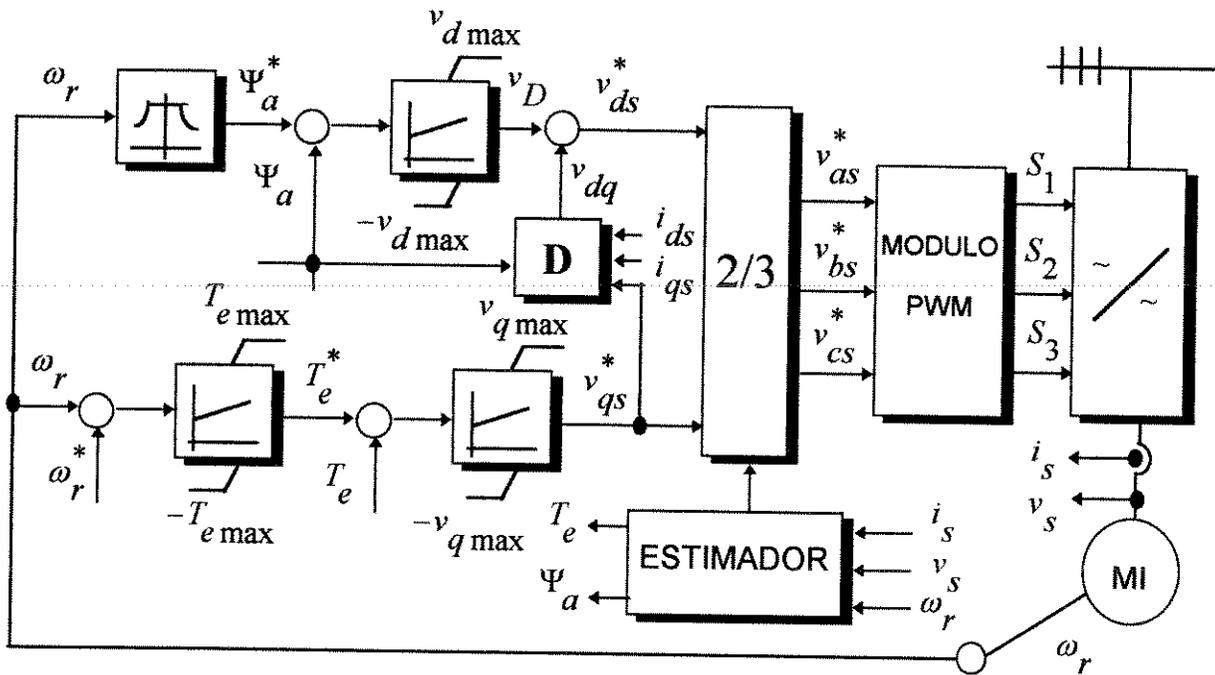


Figura 3.10 Estrutura de controle sem reguladores de corrente para controle em tensão tipo II.

O bloco D presente na figura acima é o desacoplador para as componentes de tensão. Sua inclusão no esquema é necessária para a orientação segundo fluxo de rotor e mútuo, que apresentam o efeito de acoplamento entre as componentes de tensão que deve ser amenizado a fim de melhorar o desempenho do sistema. Note que o controle é desenvolvido para a regulação de velocidade, apresentando também o bloco de enfraquecimento de campo. A malha interna de torque presente na figura é necessária a fim de que o desempenho do controlador possa ser classificado como de alto desempenho. A malha de torque também contribui para diminuir os altos picos de corrente verificados durante os transitórios.

As simulações da estrutura de controle tipo II, em todas as formas de orientação, indicou que picos iniciais de corrente de partida estão sempre presentes. Esse fato também foi verificado nas estruturas com alimentação em tensão tipo I. Isso pode ser resolvido com um ajuste dos valores de tensão inicialmente aplicados a máquina. Um ajuste cuidadoso dos ganhos dos

reguladores também é necessário afim que esses picos não estejam presentes em transitórios de torque durante operação (Silva, 1994).

O bloco estimador faz a aquisição de fluxo, tornando a estrutura em consideração um esquema direto de controle vetorial. Note que o sensor de velocidade está presente, porém uma tendência recente na área de acionamentos é desenvolver esquemas de estimação de velocidade afim de eliminar esse sensor. Isso pode ser feito diretamente dos valores de tensão e de corrente adquiridos nos terminais da máquina. A estimação em baixas velocidades tem encontrado problemas, pois a grande componente resistiva da tensão de estator e a dificuldade de integração dos sinais medidos às vezes impede que estruturas sem sensores sejam usadas (Peng, 1994; Kim, 1994; Kubota, 1994).

3.3.1 Orientação no fluxo de rotor

A orientação segundo fluxo de rotor com alimentação em tensão tipo II apresenta a necessidade do bloco desacoplador D. A figura 3.10 é adequada a essa situação, e um projeto adequado do desacoplador para as componentes de tensão é necessário.

A presença do desacoplador para essa situação é justificado pelas equações 3.5 e 3.6 que mostram de que forma o acoplamento ocorre. A equação do desacoplador para tensão é obtida de forma análoga à do desacoplador em corrente, ou seja, eliminando-se a dependência da componente de tensão de eixo direto com a tensão de eixo em quadratura. Para isso devemos calcular uma componente de tensão de eixo direto que compense o efeito de acoplamento, assim:

$$v_{ds}^* = v_D + v_{dq} \quad (3.22)$$

onde o primeiro termo do lado direito da equação 3.22 é a saída da malha de fluxo e o segundo a componente de desacoplamento da tensão de referência de eixo direto.

Substituindo a equação 3.22 em 3.6 e fazendo um procedimento semelhante ao controle em corrente podemos encontrar a parcela de desacoplamento dada pela equação 3.23 e que deve ser somada à parcela de tensão referente à saída do regulador de fluxo.

$$v_{dq} = -w_e \sigma L_s i_{qs} \quad (3.23)$$

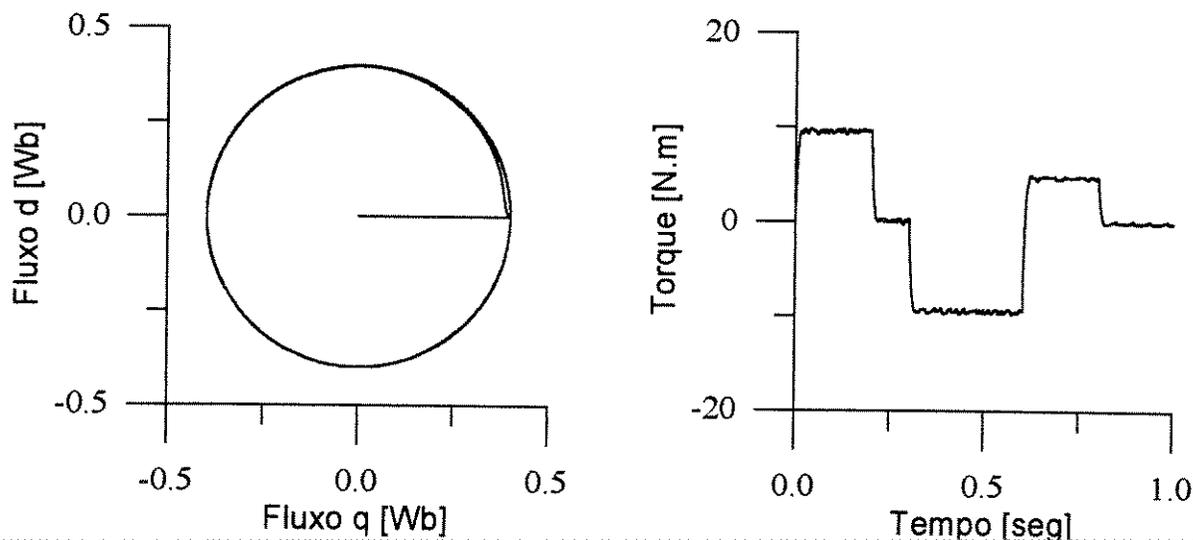
Para eliminar a frequência elétrica da equação 3.2 podemos substituí-la em 3.5, obtendo o resultado final para o projeto do desacoplador, como mostrado por 3.24.

$$v_{dq} = -\frac{v_{qs}^* - (r_s - \sigma L_s p) i_{qs}}{\frac{L_m}{L_r} \Psi_r + \sigma L_s i_{ds}} \sigma L_s i_{qs} \quad (3.24)$$

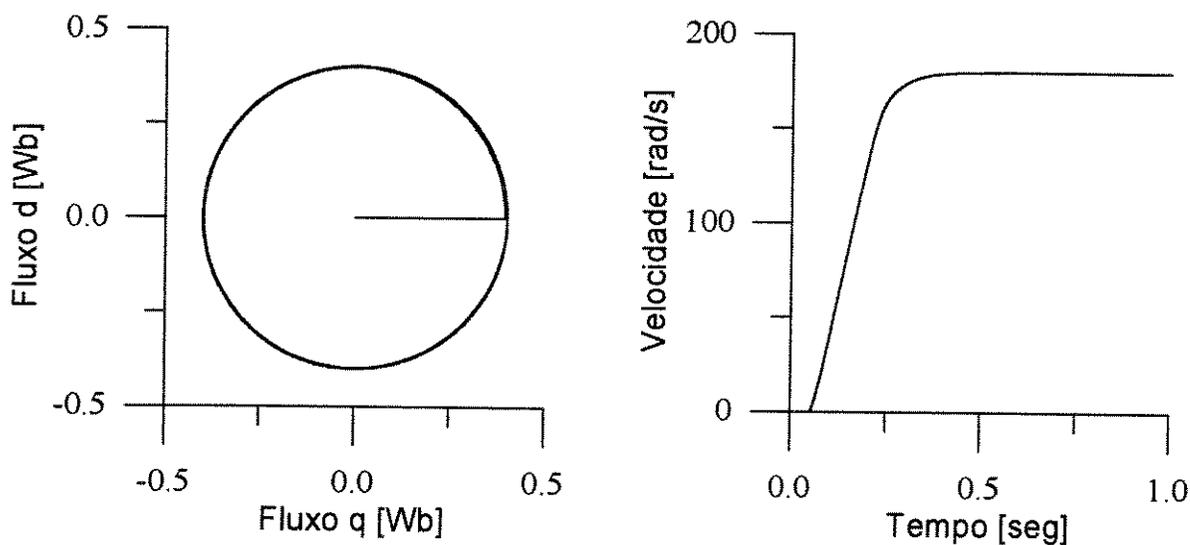
A fim de reduzir o esforço computacional e a geração de ruídos devido à diferenciação da corrente de eixo em quadratura, uma simplificação da equação 3.24 pode ser efetuada. A equação resultante que foi efetivamente usada nas simulações é mostrada na sequência:

$$v_{dq} = -\frac{v_{qs}^* - r_s i_{qs}}{\frac{L_m}{L_r} \Psi_r + \sigma L_s i_{ds}} \sigma L_s i_{qs} \tag{3.25}$$

As figuras 3.11a e 3.11b mostram os resultados da resposta de torque e velocidade respectivamente. Os excelentes resultados mostram o bom desempenho dinâmico exibido pela estrutura.



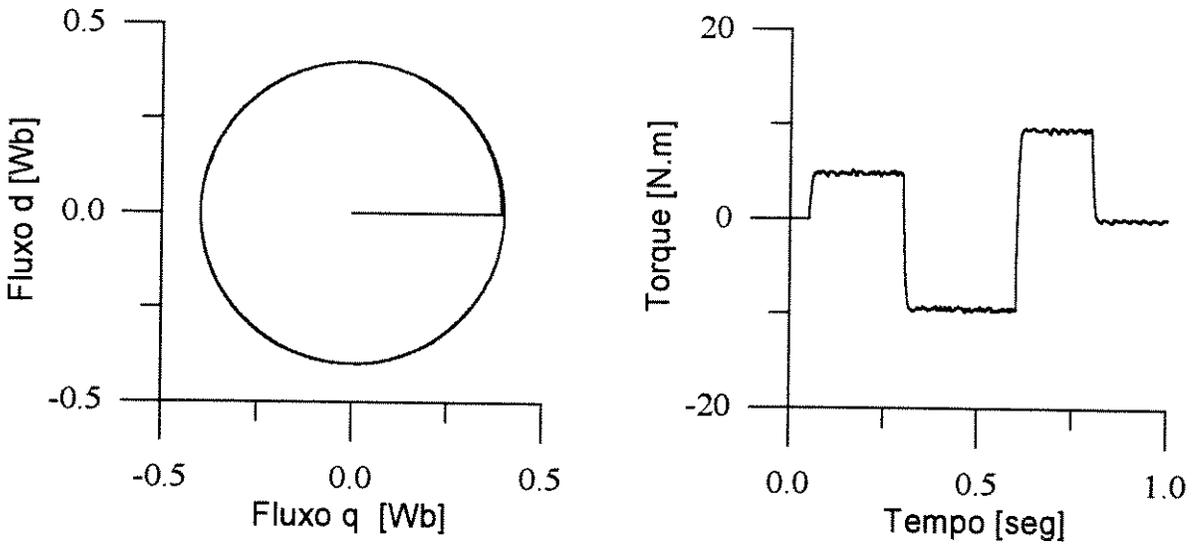
(a) Resposta de torque



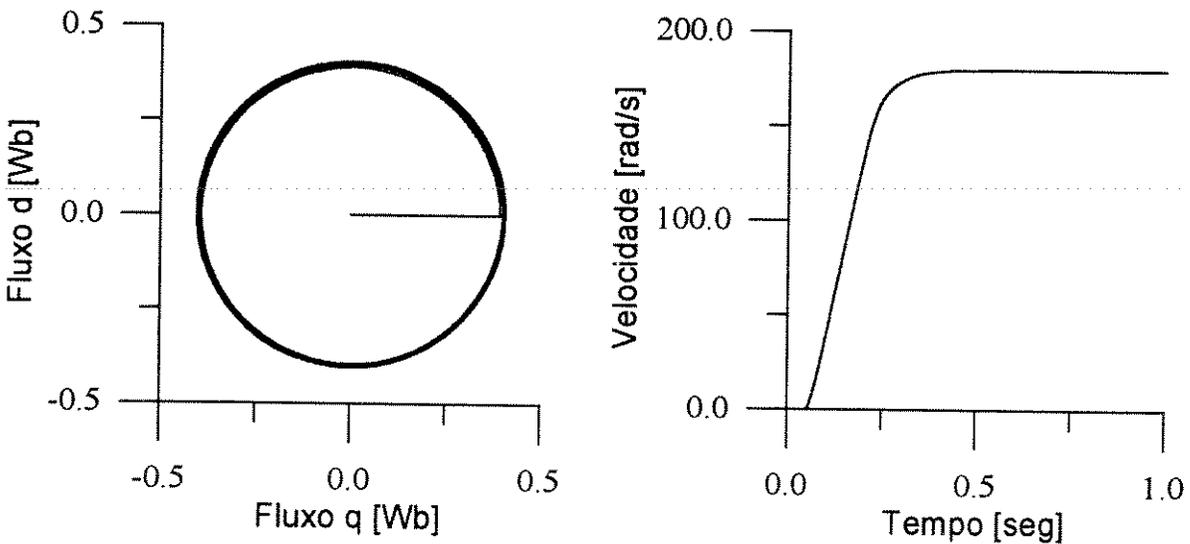
(b) Resposta de velocidade

Figura 3.11 Resposta do controlador vetorial com orientação no fluxo do rotor e alimentação em tensão tipo II

orientação fazem com que ela seja a mais encontrada em implementações, principalmente quando é necessário a operação na região de enfraquecimento de campo.



(a) Resposta de torque



(b) Resposta de velocidade

Figura 3.13 Resposta do controlador vetorial com orientação no fluxo do estator e alimentação em tensão tipo II

Para esta classe de esquemas de controle vetorial, a orientação no estator representa a solução ideal, pois não apresenta acoplamento entre os canais de eixo direto e em quadratura. Porém isso não significa torque com resposta instantânea, pois as correntes de estator apresentam uma dinâmica de primeira ordem, dependente da constante de tempo de estator, em relação à aplicação das tensões de estator. O controlador em corrente dificulta a constatação deste fato, que é uma característica desse tipo de operação, sendo a rapidez de resposta de torque dependente da eficiência dos reguladores utilizados no sistema.

3.3.3 Orientação no fluxo mútuo

A figura 3.10 é adequada ao controle segundo fluxo mútuo. O bloco desacoplador é necessário para essa opção de controle como pode ser constatado por verificação das equações 3.16 e 3.17. O projeto do circuito desacoplador é realizado de forma totalmente idêntica ao discutido para a orientação no rotor. Os resultado final é mostrado pela equação 3.26.

$$v_{dq} = -\frac{v_{qs}^* - (r_s - L_{ls} p) i_{qs}}{\Psi_m + L_{ls} i_{ds}} L_{ls} i_{qs} \quad (3.26)$$

Para evitar a diferenciação da corrente de eixo direto, e diminuir o esforço computacional, uma simplificação para o desacoplador para orientação no fluxo mútuo pode ser efetuada, resultando na equação 3.27. Novamente o termo transitório foi desconsiderado da equação. Essa simplificação não altera o funcionamento do desacoplador e seu desempenho justifica, nas duas situações, a modificação.

$$v_{dq} = -\frac{v_{qs}^* - r_s i_{qs}}{\Psi_m + L_{ls} i_{ds}} L_{ls} i_{qs} \quad (3.27)$$

Simulações, sem o uso do bloco desacoplador, mostraram que o acoplamento neste caso ocorre de forma fraca não comprometendo o desempenho da estrutura, portanto seu uso pode ser descartado. Neste caso, um cuidado maior deve ser tomado no ajuste dos ganhos dos reguladores para que inconvenientes picos de corrente e torque não prejudiquem o controle. No acionamento em corrente, para essa opção de orientação, também foi verificado que o uso dos desacopladores pode ser evitado. Isso levanta a possibilidade da orientação segundo fluxo mútuo apresentar uma maior robustez em relação às outras alternativas.

A generalização da estrutura tipo II segue a mesma idéia do apresentado para o tipo I, ou seja, devemos generalizar a equação do desacoplador de forma a ser compatível com as três possíveis orientações com uma simples escolha de um parâmetro. De forma semelhante aos casos anteriores podemos fazer uso das equações de fluxo e desacoplamento arbitrário para obtermos a seguinte equação generalizada:

$$v_{dq} = -\frac{v_{qs}^* - [r_s + K_s p] i_{qs}}{\Psi_{da}^* + K_s i_{ds}} K_s i_{qs}^* \quad (3.28)$$

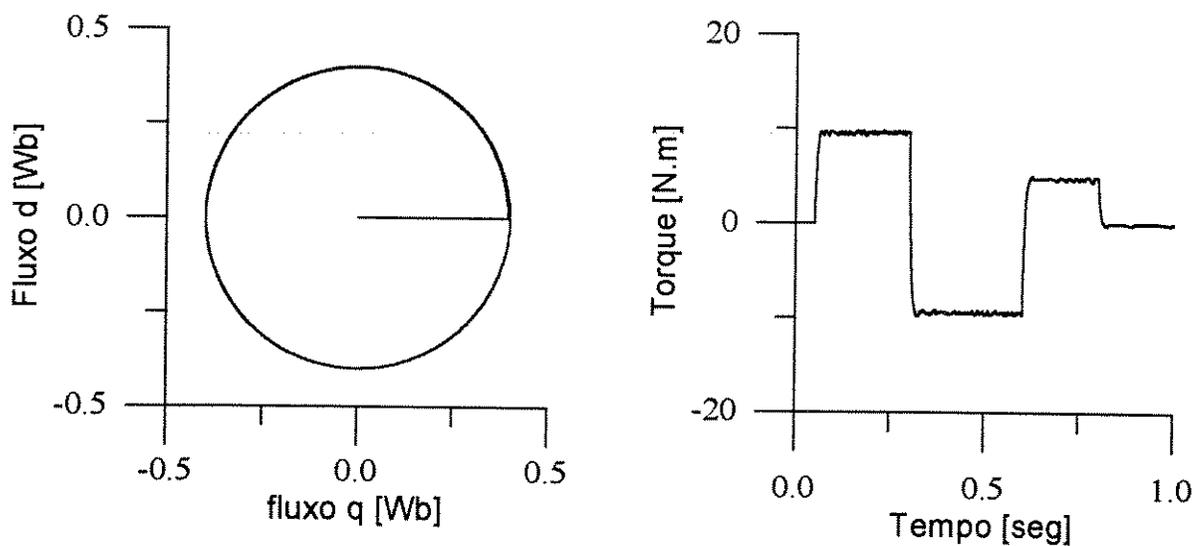
onde temos que:

$$K_s = a \sigma_s L_s \quad \sigma_s = \frac{L_s - a L_m}{a L_s} \quad (3.29)$$

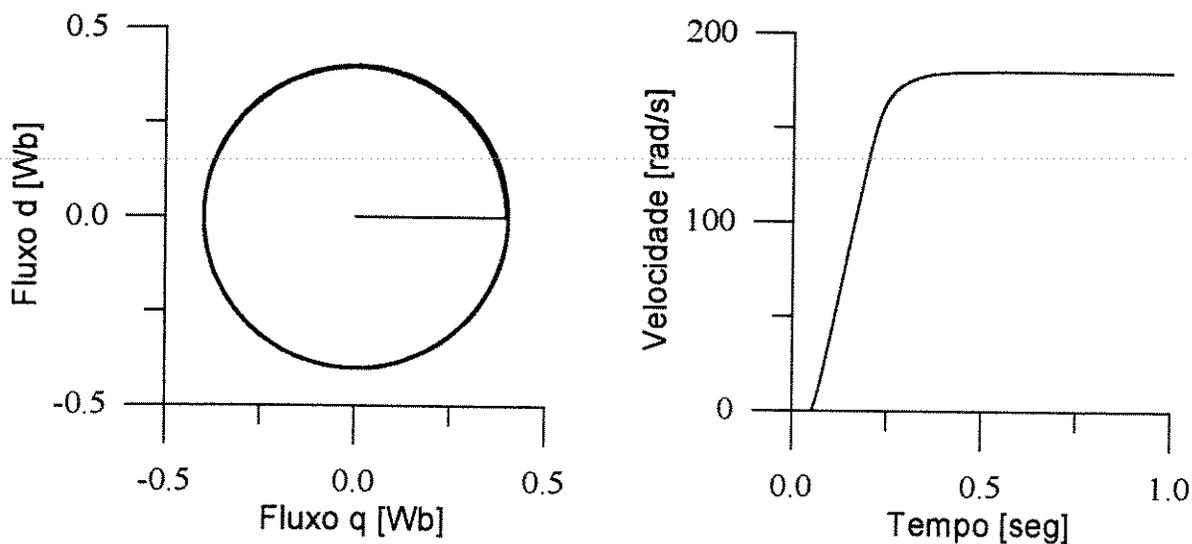
Os valores da relação de espiras são os mesmos listados na tabela I do capítulo 2, assim a estrutura da figura 3.10 é adequada a todos os tipos de orientação.

A figura 3.14 ilustra o desempenho para a orientação no fluxo mútuo com o uso de circuitos desacopladores. Novamente podemos notar o bom desempenho do método vetorial

usado e da técnica de modulação vetorial utilizada no controle do inversor (Handley, Boys, 1988).



(a) Resposta de torque



(b) Resposta de velocidade

Figura 3.14 Resposta do controlador vetorial com orientação no fluxo mútuo e alimentação em tensão tipo II

Controle vetorial por aceleração de campo

4.1 Introdução

O conceito de aceleração de campo como método de controle de máquinas elétricas foi introduzido na literatura por Yamamura (Yamamura, 1981). Embora, esse conceito tenha sido inicialmente usado para definir sua filosofia de controle, outros métodos de acionamentos desenvolvidos nos últimos anos podem ser analisados a partir desse conceito. Esse fato indica que uma sutil similaridade entre os diferentes métodos de análise dinâmica da máquina de indução pode ser levantada.

As estruturas de controle propostas por Yamamura, onde o conceito de aceleração de campo é usado, partem de uma nova forma de análise do motor de indução, baseada no conceito de vetores espirais e no método de segregação de fases aplicados ao regime transitório da máquina de indução. A partir dessas novas ferramentas matemáticas, pode ser desenvolvido um modelo monofásico para a máquina de indução diferente dos modelos vetoriais bifásicos tradicionalmente usados na análise dinâmica e controle.

A partir do surgimento desse novo modelo monofásico, rapidamente novas estruturas de controle são elaboradas. Imediatamente seu autor passa a defender a superioridade de suas idéias e a criticar todos os métodos tradicionais de controle orientado pelo campo. A justificativa era que os esquemas de campo orientado não eram capazes de explorar completamente o potencial da máquina de indução, pois tentam aproximar seu comportamento ao de uma máquina de corrente contínua. Além disso, os métodos de campo orientado fazem uso de um modelo inadequado em sua análise dinâmica, pois de acordo com Yamamura, os modelos vetoriais para máquina de corrente alternada não permitiam soluções analíticas para o regime transitório, prejudicando assim conclusões importantes sobre a dinâmica do sistema.

A similaridade entre o modelo obtido com ajuda dos vetores espirais e a segregação de fase e o modelo vetorial obtido através de transformações de coordenadas é evidente, chegando em alguns pontos a serem confundidos. Isso ocorre porque os vetores espirais possuem uma natureza espacial implícita que os aproxima dos vetores espaciais usados nos modelos vetoriais. Esse fato levanta dúvidas a respeito da superioridade das técnicas baseadas nesses novos conceitos. Vários trabalhos analisam esses fatos, apontando erros e discutindo falhas nas idéias originais de Yamamura (Stephan, 1991; Tsuji, 1993).

Resumindo, os métodos de aceleração de campo como propostos por Yamamura apresentam dois novos aspectos que os diferenciam dos métodos de orientação de campo. Primeiro, sua dedução parte de um novo modelo dinâmico para a máquina de indução baseado nos vetores espirais e na técnica de segregação de fase, e segundo o surgimento de novas estruturas adequadas a alimentação em tensão.

Nas estruturas de controle por aceleração de campo, a idéia fundamental consiste em considerar a frequência instantânea do vetor fluxo controlado como variável de atuação sobre a máquina de indução, de forma análoga ao controle escalar, porém incorporando ao controle uma dinâmica de torque.

O objetivo deste capítulo é discutir o conceito de aceleração de campo e como o escorregamento pode ser considerado uma variável de controle em estruturas vetoriais de acionamento. Uma discussão sobre vetores espirais e o conceito de segregação de fase como

técnica de análise de circuitos e máquinas elétricas é incluída. A obtenção das estruturas básicas de controle por aceleração de campo a partir da análise dos novos modelos dinâmicos é discutida. Simulações mostram o funcionamento de algumas dessas estruturas comprovando seu alto desempenho dinâmico.

Outro objetivo deste capítulo é apresentar outras duas estruturas de controle que podem ser analisadas usando o conceito de aceleração de campo, o IFAM e o DSC. Essas estruturas são esquemas diretos de controle de fluxo usadas como alternativa aos métodos indiretos de Yamamura, que em sua forma original apresentam falhas. Vários trabalhos técnicos apresentam soluções a essas falhas, não previstas por Yamamura, e que podem comprometer o desempenho do sistema (Rossi, 1993).

4.2 Conceito de aceleração de campo

O conceito de aceleração de campo, como técnica de controle de máquinas de corrente alternada, pode ser explicado com uma análise do comportamento dinâmico da resposta de torque eletromagnético da máquina de indução quando sujeita a um degrau na frequência de escorregamento. Takahashi e Noguchi (Takahashi, 1986) fazendo uso de uma análise baseada no modelo vetorial do motor de indução e Depenbrock (Depenbrock, 1988) utilizando o diagrama de Heyland chegaram às mesmas conclusões a respeito de tal comportamento. A figura 4.1 mostra os resultados obtidos por Takahashi e Noghuchi. Os obtidos por Depenbrock são semelhantes.

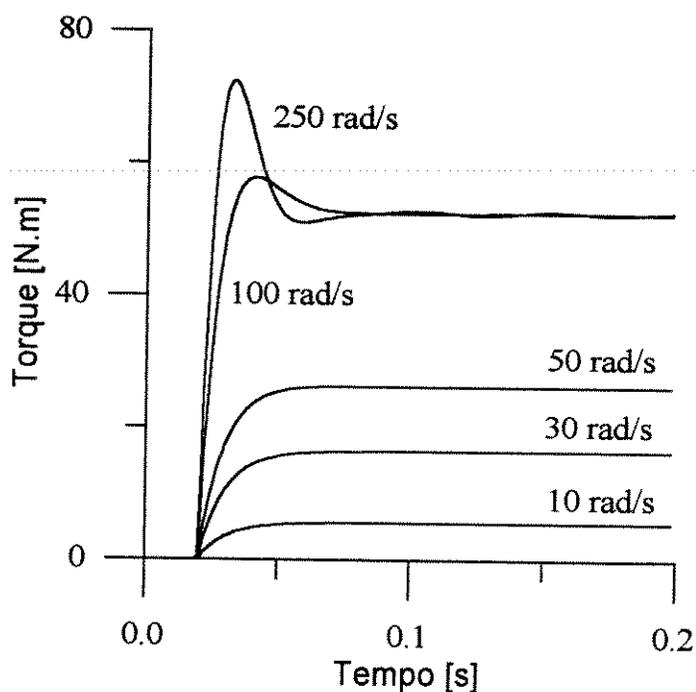


Figura 4.1 Característica dinâmica do torque eletromagnético.

A figura 4.1 mostra o comportamento do torque para o controle segundo fluxo de estator e diferentes degraus de referência de escorregamento, em uma estrutura direta de controle vetorial. Notamos claramente que o controle de torque através do controle adequado de escorregamento é possível. Podemos mostrar também que quanto mais rápida a taxa de variação do escorregamento, ou seja, a taxa de aceleração de campo, mais eficiente a resposta de torque. É justamente nestes dois fatos que se baseiam todas as estruturas com controle por escorregamento também chamados métodos de aceleração de campo.

Para baixos valores de escorregamento, a relação entre torque e frequência de escorregamento é linear, enquanto para altos valores de escorregamento essa relação deixa de ser linear, o torque cai em amplitude e aumenta sua taxa de variação, onde a resposta ideal se daria com um escorregamento infinito.

A forma de produção da variação do escorregamento é quem determina os diferentes métodos de controle. Basicamente, existem duas soluções distintas: com malha de escorregamento controlado onde se encaixam os métodos originais propostos por Yamamura, e com aceleração de fluxo através da escolha do vetor tensão que apresenta maior componente em quadratura com o fluxo controlado, onde podemos citar o IFAM e o DSC. Essas duas formas serão discutidas neste capítulo.

O atraso na resposta de torque ao degrau de escorregamento existente na figura 4.1 pode ser explicado com auxílio das equações do controlador vetorial universal indireto com orientação pelo campo deduzidas no capítulo 2 e reescritas abaixo:

$$\omega_{sl}^* = \frac{K(1+Lp)i_{qs}^*}{\Psi_a^* - KLi_{ds}^*} \quad (4.1)$$

$$i_{ds}^* = \frac{\frac{\Psi_a^*}{N} + L\omega_{sl}^*i_{qs}^*}{(1+Lp)} \quad (4.2)$$

A equação 4.1 mostra que existe um atraso de primeira ordem entre o escorregamento e a corrente de eixo em quadratura. No caso do controle segundo fluxo de estator com alimentação em corrente esse atraso é da ordem da constante de tempo de enrolamento de rotor, isso significa que perante uma mudança do sinal de escorregamento essa componente da corrente apresentará uma dinâmica de primeira ordem impondo um atraso à resposta de torque. Devemos notar que esse fato somente ocorre para controle segundo fluxo de estator e mútuo, não existindo para o controle segundo fluxo de rotor, pois a constante L tem valor nulo.

4.3 Introdução à teoria de vetores espirais

O vetor espiral é definido como uma função exponencial do tempo onde o expoente é um número complexo como mostrado abaixo:

$$i = A e^{\delta t}, \quad \text{onde } \delta = -\lambda + j\omega \quad (4.3)$$

A figura 4.2 mostra a forma espiral típica apresentada pela equação 4.3 no plano complexo. Essa figura intuitivamente mostra porque o vetor espiral é uma ferramenta mais completa que o tradicional fasor, podendo em somente um elemento representar as características de regime transitório e permanente do sistema.

A constatação disso pode ser feito através de uma simples análise da equação 4.3. Observemos que três situações diferentes podem ser identificadas nesta equação. A primeira, quando temos $\lambda = 0$, fazendo com que a equação 4.3 possa ser escrita como abaixo:

$$i = A e^{j\omega t} \quad (4.4)$$

A equação 4.4 tem a forma de um círculo no plano complexo, o que corresponde aos tradicionais fasores usados na análise de regime permanente de circuitos de corrente alternada.

A situação seguinte corresponde a $\omega = 0$, dessa forma a equação 4.3 é reescrita como abaixo:

$$i = A e^{-\lambda t} \quad (4.5)$$

A equação 4.5 é função uma exponencial decrescente no tempo, que representa o amortecimento em circuitos de corrente contínua.

A terceira e última situação é quando fazemos $\delta = 0$ e a equação 4.3 passa a ter a forma da equação 4.6, que pode ser interpretado como uma solução para o estado permanente em corrente contínua.

$$i = A \quad (4.6)$$

A análise acima nos leva a concluir que os vetores espirais podem representar, de uma só vez, todas as grandezas elétricas usadas na análise de circuitos (Yamamura, 1990).

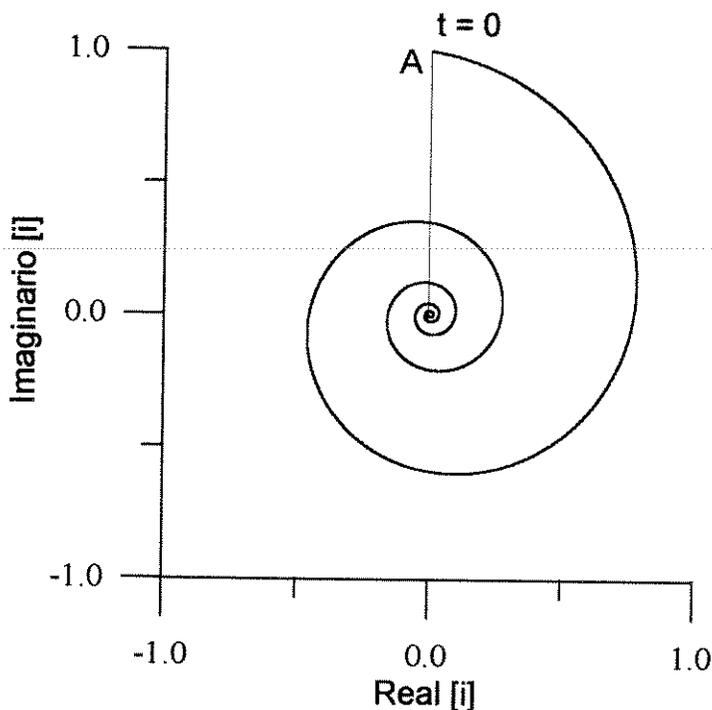


Figura 4.2 Vetor espiral

A fim de mostrar isso de uma maneira mais formal tomemos a equação 4.7, que pode representar o comportamento completo de um circuito elétrico genérico.

$$i = \frac{B(p)}{A(p)} v \quad (4.7)$$

onde $A(p)$ e $B(p)$ são polinômios, p é o operador diferencial, e v é a tensão de excitação do circuito para a qual supõe-se possuir a forma senoidal dada pela equação 4.8.

$$v = \sqrt{2} |V| e^{j(\omega t + \varphi)} \quad (4.8)$$

onde $|V|$ é o valor eficaz da tensão aplicada.

A solução geral da equação 4.7 é apresentada na equação 4.9. O primeiro termo do lado direito representa a solução para o estado de regime permanente e o outros termos seguintes são a solução para regime transitório, onde δ_1 , δ_2 , δ_n são as raízes da equação característica $A(p) = 0$.

A conclusão importante neste ponto é perceber que todos os termos da solução geral da equação 4.7 podem ser expressos em termos de vetores espirais. Portanto, o uso dos vetores espirais na análise de circuitos elétricos faz com que o regime permanente e o transitório possam ser tratados simultaneamente. Os vetores espirais permitem um tratamento vetorial para os circuitos de corrente alternada em regime transitório.

$$i = \frac{A(j\omega)}{B(j\omega)} \sqrt{2} |V| e^{j(\omega t + \varphi)} + A_1 e^{\delta_1 t} + A_2 e^{\delta_2 t} + \dots + A_n e^{\delta_n t} \quad (4.9)$$

Para os métodos fasoriais a amplitude dos fasores é igual ao valor eficaz da variável de fase, na teoria de vetores espirais isso é feito da mesma forma. Assim podemos por exemplo definir os vetores espirais das correntes de um sistema trifásico equilibrado e simétrico como abaixo:

$$i_a = \sqrt{2} I e^{\delta t}, \quad i_b = \sqrt{2} I e^{\left(\delta t - j \frac{2\pi}{3}\right)}, \quad i_c = \sqrt{2} I e^{\left(\delta t + j \frac{2\pi}{3}\right)} \quad (4.10)$$

Agora podemos notar a natureza espacial implícita nos vetores espirais, análoga aos fasores elétricos de um sistema trifásico. A informação contida nos vetores espirais das fases b e c não é necessária, pois eles são iguais ao vetor da fase a, a não ser pelo deslocamento angular simétrico de 120 graus. Esse fato será muito útil na análise da máquina de indução trifásica equilibrada.

4.4 Método de segregação de fases na análise da máquina de indução

A distribuição espacial das espiras de estator e de rotor de uma máquina de indução trifásica é mostrada na figura 4.3. Com auxílio desta representação geométrica todos os enlaces de fluxo e o modelo matemático final em coordenadas ortogonais, que representa a dinâmica completa de uma máquina de indução trifásica equilibrada pode ser deduzido (Krause, 1986).

O modelo monofásico da máquina de indução trifásica pode ser obtido a partir da mesma figura. Para deduzir as equações deste modelo, somente as fases "a" do estator e "a" do rotor, que são identificadas pelos índices s e r respectivamente, serão utilizadas e cujas as dinâmicas podem ser expressas respectivamente pelas seguintes equações:

$$v_{as} = r_s i_{as} + L_{ls} p i_{as} + p \Psi_{ga} \quad (4.11)$$

$$v_{ar} = r_r i_{ar} + L_{lr} p i_{ar} + p \Psi_{gr} \quad (4.12)$$

onde Ψ_{ga} e Ψ_{gr} são os enlaces de fluxo mútuo entre as fases “a” de estator e de rotor e as demais fases de estator e de rotor respectivamente e L_{ls} e L_{lr} são as indutâncias de dispersão dos enrolamentos de estator e rotor respectivamente.

As equações 4.11 e 4.12 são válidas para variáveis de fase reais e podem ser usadas com os correspondentes vetores espirais das correntes de fase mostrados em 4.10.

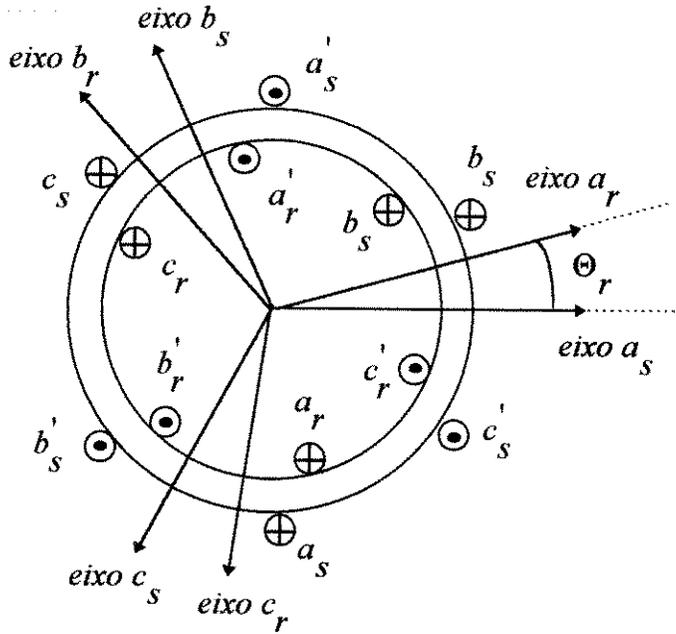


Figura 4.3 Modelo para a máquina de indução

Os enlaces de fluxo mútuo podem ser obtidos com auxílio da figura 4.3 e são mostrados nas equações 4.13 e 4.14.

$$\Psi_{ga} = L_m i_{as} + L_m i_{bs} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + L_m i_{cs} \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) + L_m i_{ar} \cos(\Theta_r) + L_m i_{br} \cos\left(\Theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) + L_m i_{cr} \cos\left(\Theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.13)$$

$$\Psi_{gr} = L_m i_{ar} + L_m i_{br} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + L_m i_{cr} \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) + L_m i_{as} \cos(-\Theta_r) + L_m i_{bs} \cos\left(-\Theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) + L_m i_{cs} \cos\left(-\Theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.14)$$

O método de segregação de fases pode ser aplicado nas equações 4.13 e 4.14. Este consiste em eliminar as correntes que não sejam nem da fase “a” de estator nem da fase “a” de rotor. Isto é feito utilizando-se as equações 4.15 a 4.17 e o fato que em um sistema trifásico equilibrado, supondo que os enrolamentos sejam trifásicos simétricos, a soma das correntes nas três fases é nula.

$$i_{bs} = i_{as} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \quad i_{cs} = i_{as} e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (4.15)$$

$$i_{br} = i_{ar} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \quad i_{cr} = i_{ar} e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (4.16)$$

$$\cos \alpha = \frac{e^{j\alpha} + e^{-j\alpha}}{2} \quad (4.17)$$

Substituindo as equações acima em 4.13 e 4.14 é possível depois de manipulações eliminar as correntes das fases “b” e “c” de estator e rotor respectivamente. O resultado final representa os enlaces de fluxo mútuo da fase “a” de estator e de rotor respectivamente. Note que as correntes que não pertencem a essas fases não aparecem nas equações finais mostradas abaixo.

$$\Psi_{ga} = \frac{3}{2} L_m \left(i_{as} + i_{ar} e^{j\Theta_r} \right) \quad (4.18)$$

$$\Psi_{gr} = \frac{3}{2} L_m \left(i_{ar} + i_{as} e^{-j\Theta_r} \right) \quad (4.19)$$

A fim de obter o modelo monofásico final da máquina de indução de rotor em gaiola devemos substituir as equações 4.18 e 4.19 nas equações 4.11 e 4.12 respectivamente. Através de uma manipulação algébrica é possível escrever a equação de tensão para a máquina de indução na forma matricial como mostrado na equação abaixo:

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + \left(L_{ls} + \frac{3}{2} L_m \right) p & \frac{3}{2} L_m p \\ \frac{3}{2} L_m (p - j\omega_r) & r_r + \left(L_{lr} + \frac{3}{2} L_m \right) (p - j\omega_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i'_{ar} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

onde a corrente de fase do rotor com índice “linha” é escrita abaixo:

$$i'_{ar} = i_{ar} e^{j\Theta_r} \quad (4.21)$$

Devemos notar que as variáveis de fase são expressas em vetores espirais, de forma que o regime permanente e transitório sejam representados em um mesmo modelo sem necessidades de transformações.

A equação 4.20 pode ser colocada na forma de um circuito equivalente, figura 4.4, o qual é normalmente chamado de circuito equivalente tipo T para estado transitório (Yamamura, 1988). A fonte de tensão de rotação que aparece no circuito é dada pela seguinte equação:

$$e_s = -j\omega_r \left[\frac{3}{2} L_m i_{as} + \left(L_{lr} + \frac{3}{2} L_m \right) i'_{ar} \right] \quad (4.22)$$

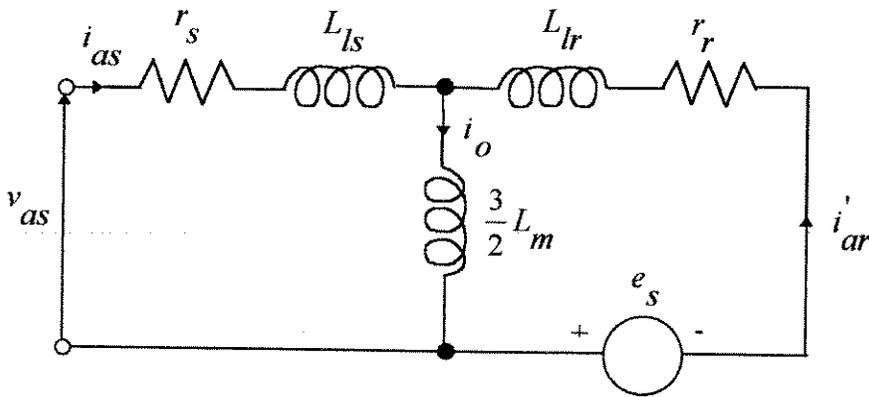


Figura 4.4 Circuito equivalente tipo T

Deve ser observado que o circuito equivalente desenvolvido é válido tanto para o estado de regime permanente como transitório. Para operação em estado permanente as variáveis de fase se tornam fasores onde p é igual $j\omega_e$. Portanto a equação 4.20 pode ser escrita como segue:

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + j(x_{ls} + x_m) & jx_m \\ jx_m & \frac{r_r}{s} + j(x_{lr} + x_m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I'_{ar} \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

onde temos que:

$$x_{ls} = \omega_e L_{ls} \qquad x_{lr} = \omega_e L_{lr} \qquad x_m = \frac{3}{2} \omega_e L_m \quad (4.24)$$

O escorregamento “s” que aparece na equação 4.23 é definido como:

$$s = \frac{\omega_e - \omega_r}{\omega_e} \quad (4.25)$$

O circuito equivalente correspondente a equação 4.23 é mostrado na figura 4.5. Este é o bem conhecido circuito equivalente tipo T para regime permanente extensivamente discutido na literatura técnica.

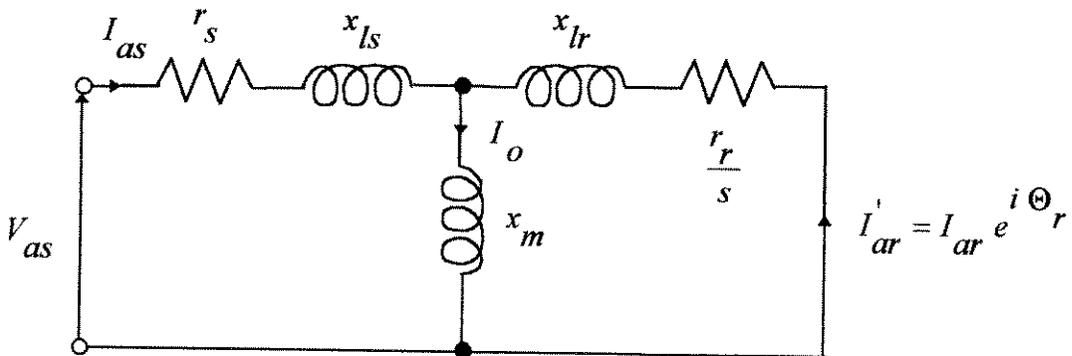


Figura 4.5 Circuito equivalente tipo T para regime permanente.

Deve ser lembrado que a equação 4.23 e seu correspondente circuito equivalente são válidos somente para variáveis expressas em vetores circulares ou fasores.

4.5 Controle FAM TI

A obtenção do controlador FAM TI, figura 1.4, é feita a partir de uma análise das equações do modelo dinâmico do motor de indução em vetores espirais dado pela equação 4.20. A fim de facilitar a análise, uma adequada transformação deve ser aplicada às equações dinâmicas da máquina de forma que algumas características de controle tornem-se mais evidentes (Yamamura, 1990).

A equação de transformação é indicada em 4.26, onde diferentes valores da constante α indicam diferentes relações de espiras entre os enrolamentos de estator e rotor.

$$\begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{ar} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as}^\alpha \\ i_{ar}^\alpha \end{bmatrix} = C [I^\alpha] \quad (4.26)$$

A equação matricial 4.20 pode ser expressa em forma compacta por 4.27, onde as matrizes são identificadas por comparação com a equação 4.20.

$$[V] = [Z][I] \quad (4.27)$$

Para obtermos uma transformação invariante em potência, a equação 4.27 pode ser transformada com auxílio da equação 4.26, da seguinte forma:

$$C^T [V] = C^T [Z] C [I^\alpha] \quad (4.28)$$

Efetuada as multiplicações matriciais indicadas na equação 4.28 o seguinte modelo dinâmico da máquina de indução pode ser obtido:

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + \left(L_{ls} + \frac{3}{2} L_m\right) p & \frac{3}{2} L_m \alpha p \\ \left(\frac{3}{2} L_m \alpha\right) (p - j\omega_r) & r_r \alpha^2 + \alpha^2 \left(L_{lr} + \frac{3}{2} L_m\right) (p - j\omega_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as}^\alpha \\ i_{ar}^\alpha \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

O circuito elétrico equivalente correspondente a equação 4.29 é mostrado na figura 4.6, onde a fonte de tensão de rotação e_s^α que aparece no circuito equivalente é dada pela equação abaixo:

$$e_s^\alpha = -j\omega_r \left[\frac{3}{2} L_m \alpha i_{as}^\alpha + \left(L_{lr} + \frac{3}{2} L_m\right) \alpha^2 i_{ar}^\alpha \right] \quad (4.30)$$

O circuito da figura 4.6 contém uma constante arbitrária α , sendo todos os parâmetros elétricos do motor, exceto a resistência de enrolamento estator, dependentes do valor desta constante. Isto significa que um número infinito de circuitos equivalentes transitórios para o motor de indução podem ser escritos. Isto faz com que este circuito seja chamado de circuito equivalente generalizado para o motor de indução. É possível mostrarmos que a impedância

primária de entrada e o torque eletromagnético deste modelo independem do valor de α (Yamamura, 1986).

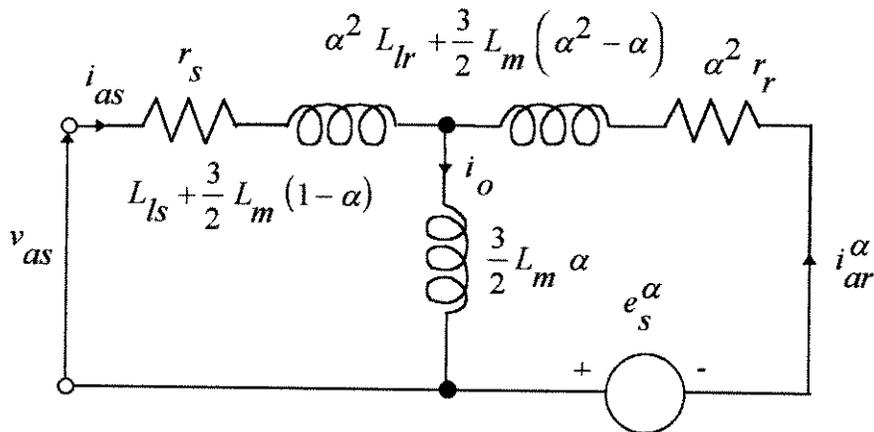


Figura 4.6 Circuito equivalente transformado tipo T para regime transitório.

A escolha de diferentes valores da constante α produz modelos especiais da máquina de indução, um dos casos mais interessantes ocorre para o seguinte valor:

$$\alpha = \frac{\frac{3}{2}L_m}{\left(L_{lr} + \frac{3}{2}L_m\right)} \tag{4.31}$$

A substituição deste valor no circuito da figura 4.6 provoca uma interessante mudança no modelo da máquina, como indicado abaixo:

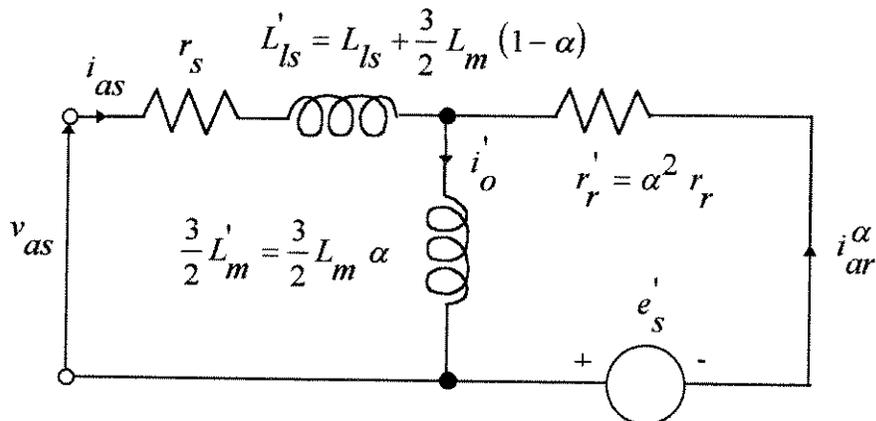


Figura 4.7 Circuito equivalente tipo TI.

No circuito equivalente da figura 4.7 a fonte de tensão de rotação é dada pela seguinte equação:

$$e'_s = -j\omega_r \left(\frac{3}{2}L'_m\right) (i_{as} + i_{ar}^\alpha) = -j\omega_r \left(\frac{3}{2}L'_m\right) i'_{o} \tag{4.32}$$

O circuito da figura 4.7 é chamado de circuito equivalente para estado transitório do tipo TI. Devemos notar que este circuito não contém a indutância secundária, isto devido as transformações utilizadas na sua dedução. Na verdade, a escolha adequada do valor α usado na matriz de transformação nada mais faz do que destacar a corrente de magnetização para um dos fluxos de estator, rotor ou de mútuo. No caso do controle FAM TI a corrente de magnetização de fluxo de rotor está em destaque no modelo como podemos perceber com uma análise das equações anteriores.

Para regime permanente as variáveis tornam-se vetores circulares, onde o operador diferencial p torna-se $j\omega_e$. Dessa forma, o circuito equivalente da figura 4.7 passa a ter a seguinte forma:

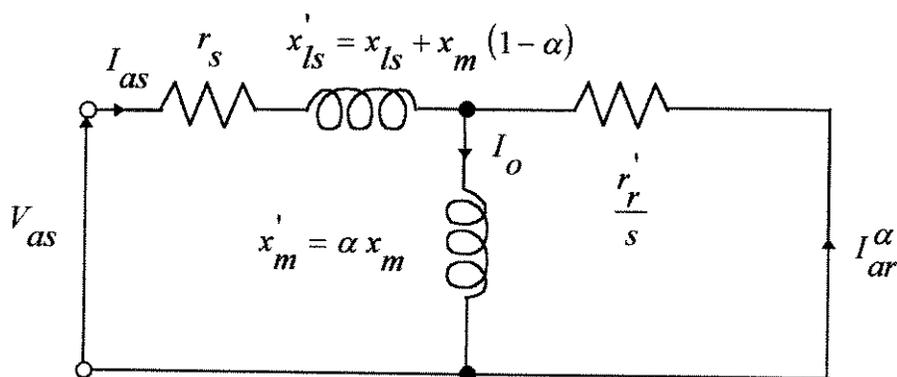


Figura 4.8 Circuito equivalente tipo TI para regime permanente.

Para o circuito equivalente da figura 4.8 expressão de torque pode ser escrita como na equação abaixo (Yamamura, 1986):

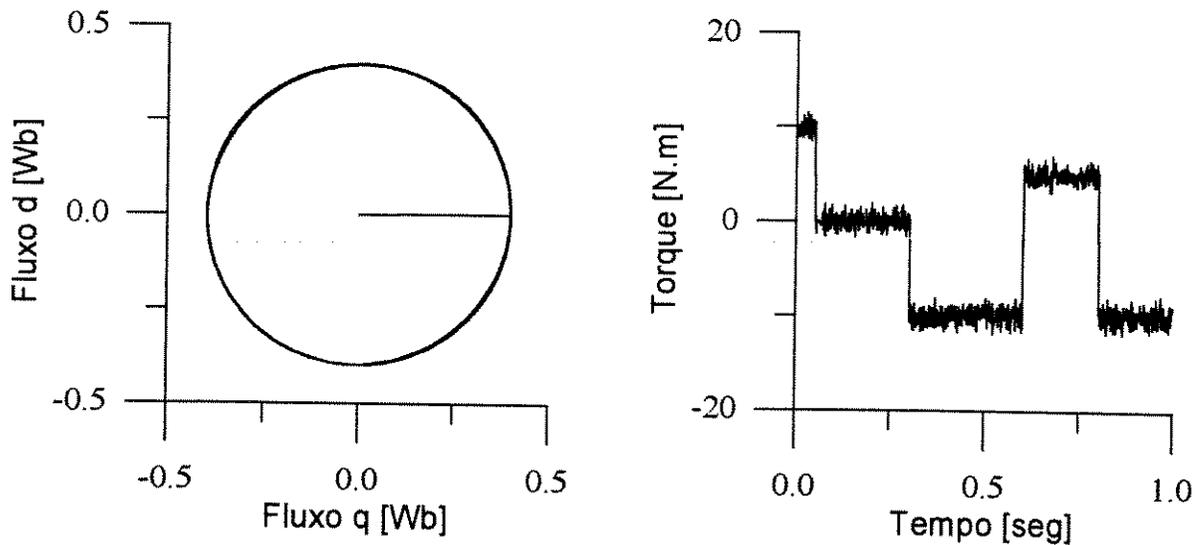
$$T_e = \frac{p}{2} \frac{1}{r'_r} \left(\frac{3}{2} L'_m \right)^2 s |I_o|^2 = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \frac{L'_m}{L'_m} |I_o| |I_{ar}^\alpha| = \frac{3}{2} \frac{p}{2} L'_m |I_o| |I_2| \quad (4.33)$$

A equação 4.33 mostra que para o circuito equivalente tipo TI o torque é proporcional a frequência de escorregamento e a corrente secundária I_2 , quando a corrente de magnetização I_o for mantida constante. Estas relações lineares tornam o circuito equivalente tipo TI especialmente adequado ao controle de torque, com alimentação em corrente, do motor de indução.

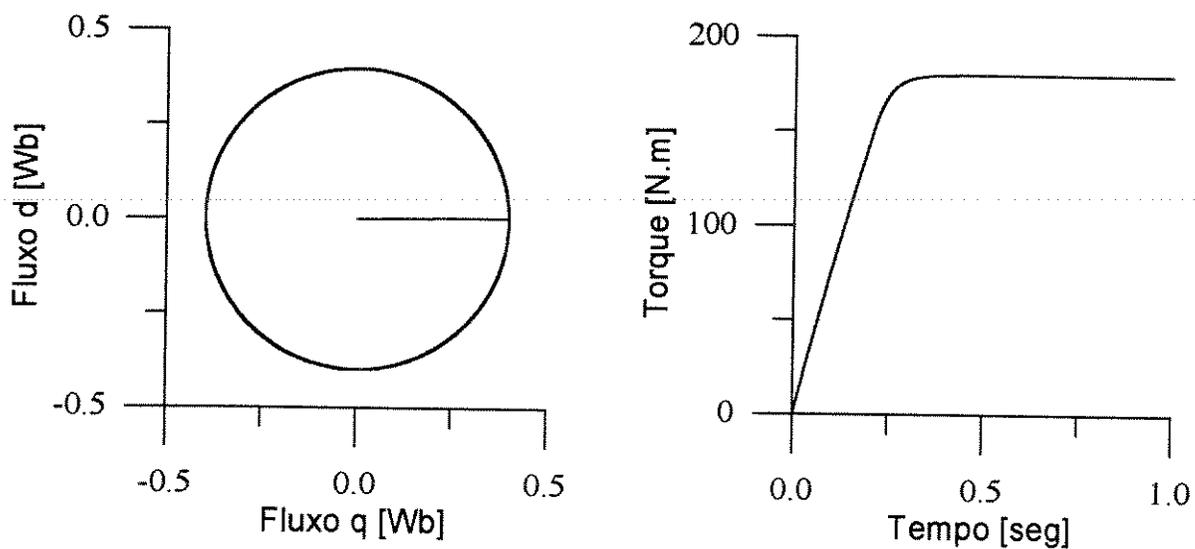
O diagrama de blocos do controlador FAM TI, mostrado na figura 1.4, pode então ser construído a partir de uma inspeção nos circuitos equivalentes tipo TI para regime permanente e transitório, e da equação de torque 4.33.

Apesar da convincente e elaborada dedução do método FAM TI, trabalhos existentes na literatura técnica mostram que esta estrutura é totalmente análoga ao controlador vetorial com orientação no fluxo de rotor (Stephan, 1991). Isso não diminui a contribuição do seu autor para a área de acionamentos elétricos, pois suas idéias ajudaram a desenvolver novas estruturas de controle para acionamentos de corrente alternada bem como a entender melhor a dinâmica da máquina de indução.

A figura 4.9 mostra os resultados de simulação para o controlador FAM TI. As respostas de torque e velocidade são apresentadas nas figuras 4.9a e 4.9b respectivamente, comprovando o bom desempenho do controlador apresentado.



(a) Resposta de torque



(b) Resposta de velocidade.

Figura 4.9 Resposta do controlador FAM TI para degrau de torque e velocidade.

4.6 Controle FAM TII

A estrutura de controle FAM TII, figura 1.5, foi desenvolvida nos trabalhos originais de Yamamura. A obtenção desta estrutura é feita de forma semelhante ao controle FAM TI, porém uma constante de transformação α diferente é adotada. Os circuitos equivalentes obtidos dessa forma serão adequados a análise do controle por aceleração de campo segundo fluxo de estator e alimentação em tensão. Assim, a matriz de transformação deve ser escolhida de forma que a corrente de magnetização de estator seja colocada em destaque nas equações, para isso temos que:

$$\alpha = \frac{\left(L_{ls} + \frac{3}{2} L_m \right)}{\frac{3}{2} L_m} \tag{4.34}$$

O desenvolvimento deste controlador nos trabalhos originais de Yamamura apresenta um mecanismo incompleto de geração do vetor fluxo. Essa falha introduz erros no algoritmo de controle caso a máquina não esteja inicialmente magnetizada (Rossi, 1993).

Como alternativa ao esquema indireto de controle segundo fluxo de estator de Yamamura, Maly e Kwan (Maly, 1994) desenvolveram uma estrutura semelhante para controle direto de fluxo. A regulação de fluxo é feita através da componente de eixo direto de tensão e o controle de torque através do escorregamento controlado por intermédio da componente de eixo em quadratura da tensão. Apesar do controle ser feito segundo fluxo de estator, o controle segundo fluxo de rotor e mútuo também é possível, entretanto não apresentando as mesmas características.

A figura 4.10 apresenta o esquema de controle discutido acima para controle de velocidade.

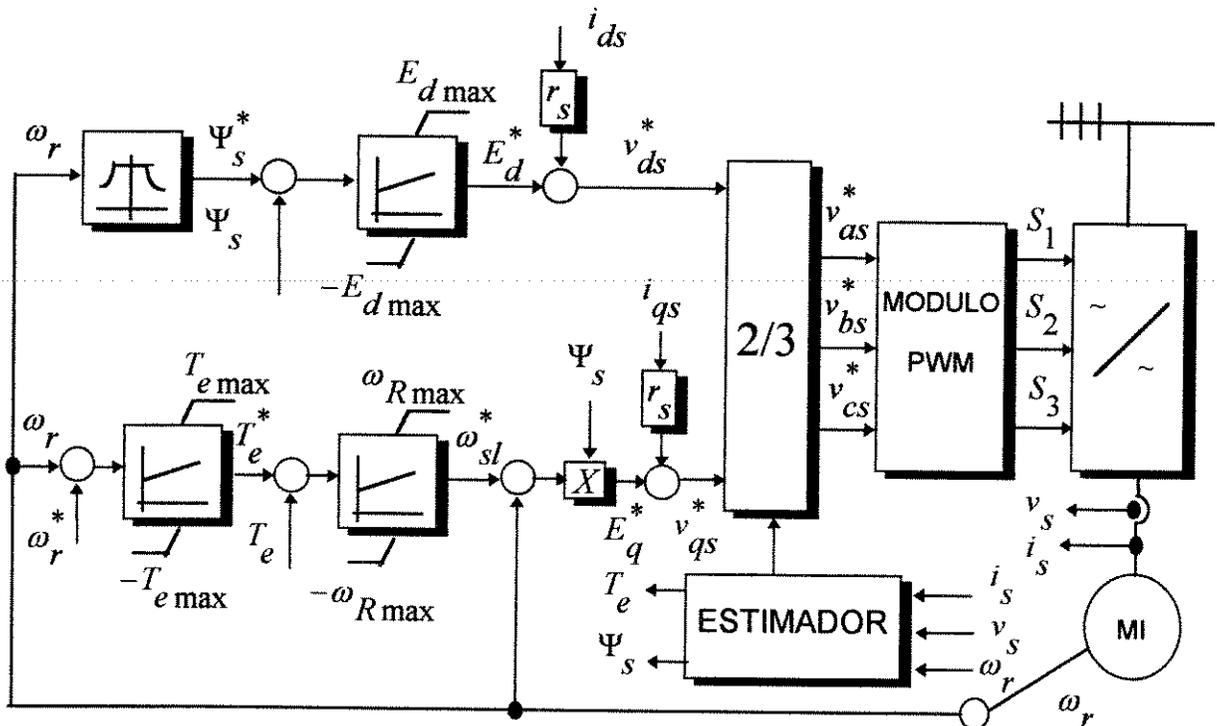


Figura 4.10 Controlador FAM TII direto.

As componentes v_{qs} e v_{ds} do vetor tensão de referência são compostas de três parcelas: A saída da malha de fluxo que fornece a componente de eixo d, o produto entre o módulo e a velocidade do vetor fluxo de estator que fornece a componente de eixo q, sendo que a velocidade é obtida na saída da malha de escorregamento controlado. A terceira parcela são as quedas resistivas que devem ser somadas as componentes de tensão. A estrutura do controlador pode portanto ser descrita pelas seguintes equações:

$$v_{ds}^* = r_s i_{ds} + G(p) \left[\Psi_s^* - \Psi_s \right] \tag{4.35}$$

$$v_{qs}^* = r_s i_{qs} + (\omega_r + \omega_{sl}^*) \Psi_s \quad (4.36)$$

$$\omega_R = G(p) \left[T_e^* - T_e \right] \quad (4.37)$$

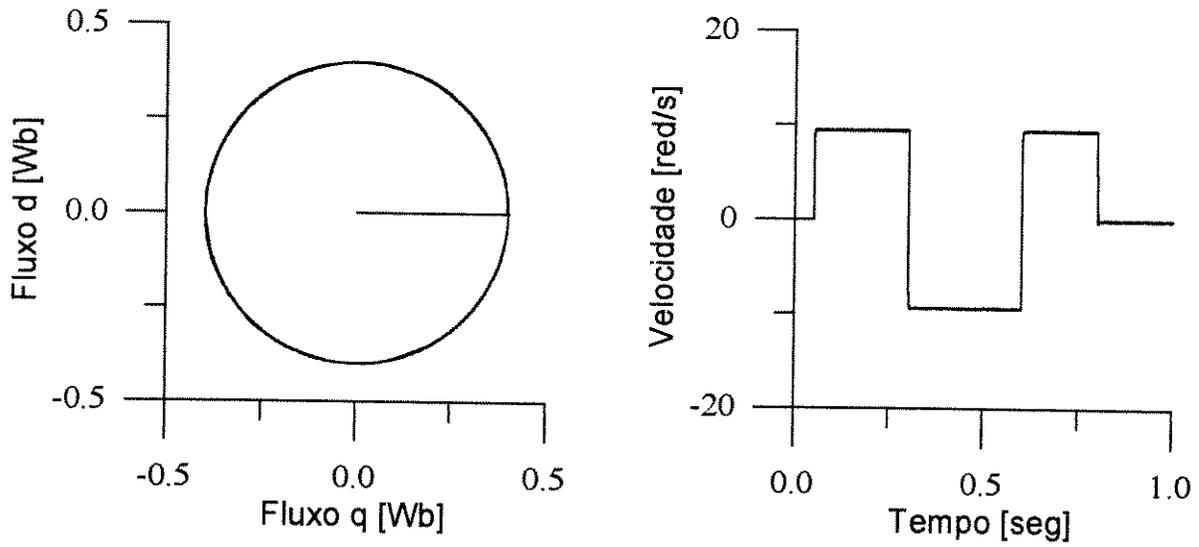
A compensação da queda resistiva para obtenção das componentes de tensão pode, em algumas situações, ser evitada diminuindo a complexidade do algoritmo de controle e evitando uma transformação de coordenadas necessária para obtenção das componentes de corrente. Isso é possível para acionamentos que não operem em baixas velocidades, caso contrário a inclusão das quedas resistivas torna a estrutura mais robusta que os outros métodos em tensão para controle de fluxo de estator.

As mesmas características do controlador FAM TII proposto por Yamamura estão presentes nesta estrutura, como o bloco de escorregamento controlado e a compensação das quedas resistivas, sendo a produção de torque também baseada na aceleração do vetor fluxo controlado. Esta estrutura ainda apresenta a vantagem de não conter as falhas da estrutura de Yamamura, pois se trata de um controle direto do vetor fluxo.

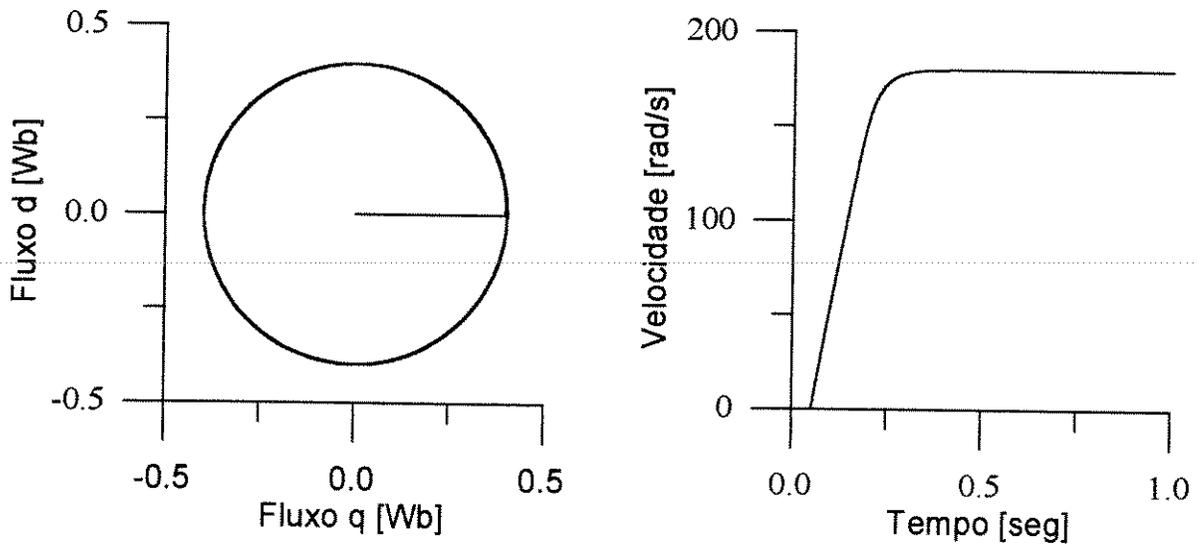
Os ajustes dos reguladores foram feitos de forma a demonstrar as características do controlador. O ajuste ótimo que elimine ainda mais as oscilações de fluxo deve prever um compromisso entre rapidez de resposta e o amortecimento, fato que torna a solução ótima, no caso de reguladores em cascata, difícil de ser obtida.

O controle de disparo do inversor foi baseado na técnica de modulação vetorial (Apêndice B). O baixo nível de oscilação de torque e conseqüentemente de corrente, comprova o excelente desempenho da técnica (Broeck, 1988).

Os resultados de simulação para controle de torque e velocidade do método FAM TII direto são mostrados na figura 4.11. A resposta de torque mostrada em 4.11a foi obtida sem a malha de velocidade. A resposta de velocidade e a correspondente regulação de fluxo são mostradas em 4.11b. Os resultados exibem o alto desempenho dinâmico apresentado pelo método mostrando a grande rapidez e precisão da resposta de torque e fluxo. Esta estrutura não apresenta os inconvenientes picos iniciais de corrente que o controle por orientação de campo mostrou ter como característica inerente.



(a) Resposta de torque



(b) Resposta de velocidade.

Figura 4.11 Resposta do controlador FAM TII direto para degrau de torque e velocidade.

4.7 Controle IFAM

O método IFAM - Improved Field Acceleration Method, foi desenvolvido e implementado por Takahashi e Noguchi em 1986 (Takahashi, 1986) e representou a primeira estrutura direta de aceleração de campo. O diagrama de blocos do método IFAM é mostrado na figura 4.12 para o controle de velocidade de um motor de indução.

O princípio básico de tal estrutura é o controle do fluxo de estator e do torque eletromagnético em malha fechada através de dois controladores por histerese. Com o valor da posição do vetor fluxo controlado θ_s , escolhemos em uma tabela de chaveamento qual vetor tensão deve ser aplicado a cada instante para o adequado controle de torque e regulação de fluxo. Os detalhes da construção da tabela de chaveamento e sua correta utilização durante o processo serão analisados a seguir. Também será discutida uma deficiência na estrutura original do controlador como proposto no trabalho de Takahashi e Noguchi.

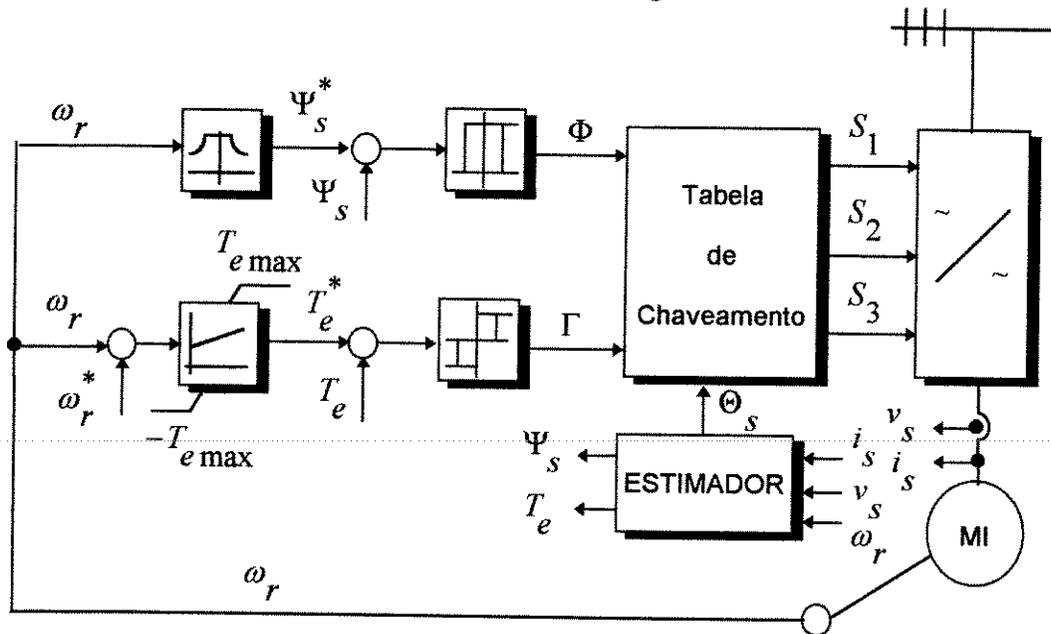


Figura 4.12 Diagrama de blocos do método IFAM.

O fluxo controlado e o torque eletromagnético usados como variáveis nos controladores por histerese são estimados através das equações 4.38 à 4.41. O ângulo θ_s usado como entrada para a tabela de chaveamento é obtido de 4.42.

$$\Psi_{qs}^s = \int (V_{qs}^s - r_s i_{qs}^s) dt \tag{4.38}$$

$$\Psi_{ds}^s = \int (V_{ds}^s - r_s i_{ds}^s) dt \tag{4.39}$$

$$|\Psi_s| = \sqrt{\Psi_{qs}^s{}^2 + \Psi_{ds}^s{}^2} \tag{4.40}$$

$$T_e = \frac{2}{3} \frac{p}{2} (\Psi_{qs}^s i_{ds}^s - \Psi_{ds}^s i_{qs}^s) \tag{4.41}$$

$$\Theta_s = \tan^{-1} \frac{\Psi_{qs}^s}{\Psi_{ds}^s} \quad (4.42)$$

A estimação das componentes de fluxo controlado, de acordo com as equações 4.38 e 4.39, depende do conhecimento da resistência de enrolamento de estator, que para operação com baixas frequências de alimentação, tem uma importância decisiva. Para que o controle opere de forma eficiente, em uma ampla faixa de operação, mecanismos de estimação devem ser incorporados.

O vetor de tensão no estator V_s composto por $V_{ds} + j V_{qs}$, é determinado pela tensão de entrada do inversor V_{dc} e pelo estado de chaveamento k do inversor (Habetler, 1991). A figura 4.13 mostra os vetores de tensão que podem ser obtidos por um inversor que apresenta oito estados de chaveamento distintos, sendo que seis são vetores ativos e dois são vetores nulos. Os vetores ativos são discretos e estão separados por intervalos de $\pi/3$ rad.. Os detalhes sobre o funcionamento do inversor são encontrados no apêndice B.

Os vetores de tensão da figura 4.13 podem ser escritos como na equação 4.43, em função do estado k de chaveamento, deixando claro o caráter discreto da onda de tensão fornecida pelo inversor.

$$V(k) = \begin{cases} \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(k-1) \frac{\pi}{3}} & \text{se } k = 1, 2, \dots, 6. \\ 0 & \text{se } k = 0, 7. \end{cases} \quad (4.43)$$

O controle de fluxo deverá definir qual vetor de tensão deve ser aplicado a fim de eliminar o erro no módulo e garantir a aceleração do vetor fluxo controlado nos dois sentidos de giro. O controle de torque será responsável pela escolha entre os vetores ativos que deverão acelerar o fluxo, e os vetores nulos que fazem o papel contrário, ou seja, desaceleram o vetor fluxo para que dessa forma o torque permaneça dentro dos limites de histerese desejados (Teixeira, Vuono, 1995).

A posição do vetor fluxo é a primeira informação necessária como entrada para a tabela de chaveamento, e juntamente com a informação dos controladores de histerese, informa quais dos oito possíveis estados de chaveamento podem ser aplicados, a fim de garantir a aceleração nos dois sentidos de giro e a correta regulação do fluxo controlado. Normalmente, o vetor fluxo é localizado dentro de seis possíveis regiões do plano dq, como mostrado na figura 4.14.

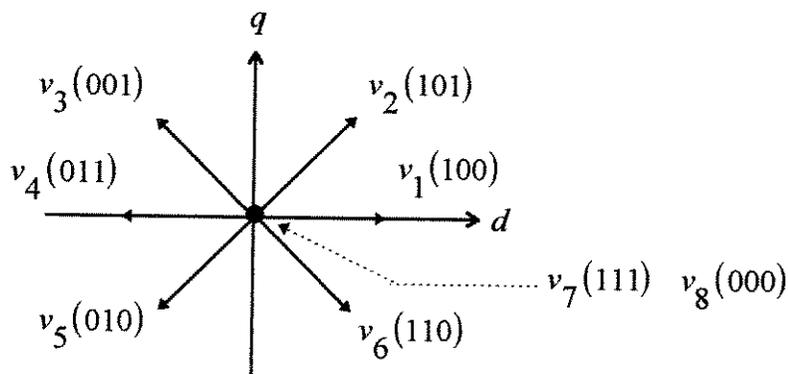


Figura 4.13 Vetores de tensão disponíveis do inversor.

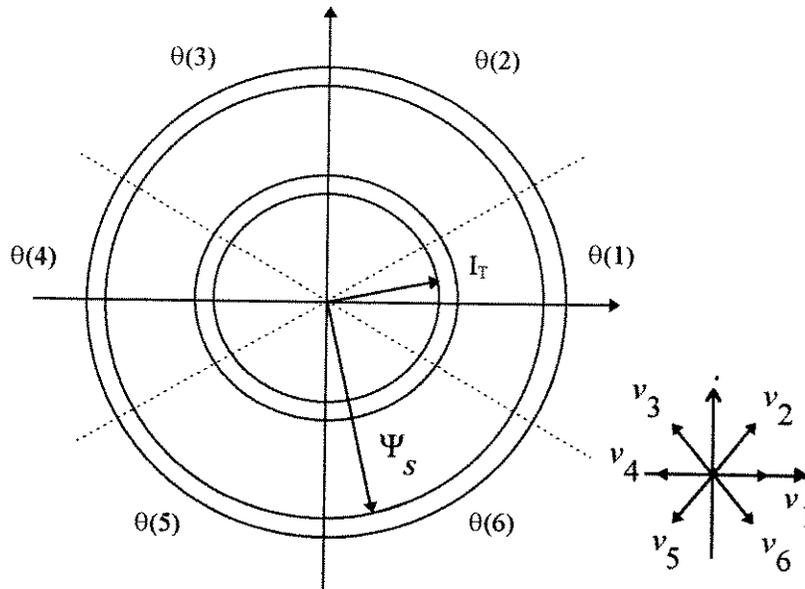


Figura 4.14 Regiões para localização do vetor fluxo controlado.

Essas regiões são simétricas e podem ser definidas com o auxílio da equação 4.44, onde n é número que especifica a região em que o vetor fluxo está em determinado instante.

$$(2n - 3) \frac{\pi}{6} < \Theta_s(n) < (2n - 1) \frac{\pi}{6} \quad n = 1, 2, \dots, 6. \quad (4.44)$$

As variações de torque e fluxo entre dois estados de chaveamento com um intervalo de tempo T_s são dados pelas equações 4.45 e 4.46 e nos mostram que os vetores $\Delta\Psi_s$ e ΔI_T têm a mesma orientação dos vetores de tensão, então podemos raciocinar diretamente com os vetores de tensão, ao invés dos vetores de incremento de fluxo e corrente (Divan, 1991).

$$\Delta\Psi_s = \int_{t_1}^{t_2} (V_s - r_s I_s) dt \approx V_s T_s \quad (4.45)$$

$$\Delta T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} (\Psi_s \Delta I_T) = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \left(\Psi_s \frac{V_s - E}{L_s} T_s \right) \quad (4.46)$$

Com esse resultado e a partir dos erros de fluxo e torque podemos especificar para cada região de localização do vetor fluxo, qual o vetor mais adequado de tensão a ser usado. Por exemplo, para a situação da figura 4.14, que mostra o vetor fluxo na região $\theta(6)$, supondo-se sentido de giro anti-horário e magnitude do vetor abaixo (acima) do limite inferior (superior) de histerese, então o vetor de tensão ativo V_1 ou V_6 (V_2 ou V_3) pode aumentar (diminuir) o módulo do vetor fluxo controlado levando-o de volta aos seus limites.

Na figura 4.14 ainda devemos analisar o comportamento do torque, que em resumo depende da componente de torque da corrente de estator I_T . Se o torque diminuir atingindo o limite inferior da banda de histerese, é necessário então que um vetor de tensão ativo seja selecionado para aumentar a magnitude da componente de torque I_T da corrente de estator. Para a situação da figura 4.14, em que I_T está na região $\theta(1)$, a escolha deve ser feita entre os vetores V_1 , V_2 e V_3 . Porém se o torque estiver acima do limite superior de histerese, então o vetor V_0 ou V_7

deve ser selecionado, isso é feito para que o vetor fluxo desacelere, fazendo o torque retornar para dentro de seus limites.

Durante o processo de escolha do vetor tensão adequado, somente um vetor deve ser selecionado, isso é feito cruzando os resultados da histerese de torque e fluxo. Dos parágrafos anteriores podemos concluir que existem três situações distintas durante o processo de decisão. A figura 4.15 ilustra esses casos onde para a situação da figura 4.15a o único vetor que simultaneamente corrige torque e fluxo é V_1 . As figuras 4.15b e 4.15c mostram a seleção do melhor vetor de tensão para as outras combinações de erro de magnitude de torque e fluxo, quando o vetor fluxo controlado estiver na região $\theta(6)$. Devemos lembrar que essa análise foi feita para o sentido anti-horário de rotação do vetor fluxo, e deve ser repetida para o sentido horário.

A obtenção da tabela de chaveamento proposta por Takahashi e Noguchi, e feita repetindo o procedimento anterior para as outras possíveis posições do vetor fluxo controlado. O resultado é mostrado na tabela I, que tem uma apresentação um pouco diferente do encontrado no trabalho original porém é mais eficiente para simulação digital.

$(2n-3)\frac{\pi}{6} < \Theta_s(n) < (2n-1)\frac{\pi}{6} \quad n=1, 2, \dots, 6.$		
Φ	Γ	K
-1	1	n+1
	0	0
	-1	n-1
1	1	n+2
	0	0
	-1	n-2

Γ	Estado de chaveamento (k)
1	$k = \begin{cases} K & \text{se } K \leq 6 \\ K - 6 & \text{se } K > 6 \end{cases}$
-1	$k = \begin{cases} K & \text{se } K > 0 \\ K + 6 & \text{se } K \leq 0 \end{cases}$
0	$k = K$

Tabela I. Seleção dos estados de chaveamento.

As variáveis Φ e Γ carregam informação sobre a ação de controle obtida dos controladores histerese, e a variável auxiliar K determina o estado final de chaveamento k . Os valores de Φ e Γ , de acordo com o trabalho de Takahashi e Noguchi são determinados da forma mostrada nas equações 4.47, 4.48 e 4.49.

$$\Phi = \begin{cases} -1 & \text{se } \Psi_s < \Psi_s^* - \Delta \Psi_s \\ 1 & \text{se } \Psi_s > \Psi_s^* + \Delta \Psi_s \end{cases} \quad (4.47)$$

Para o sentido anti-horário de rotação ($T_e^* > 0$).

$$\Gamma = \begin{cases} 1 & \text{se } T_e < T_e^* - \Delta T_e \\ 0 & \text{se } T_e > T_e^* + \Delta T_e \end{cases} \quad (4.48)$$

Para o sentido horário de rotação ($T_e^* < 0$).

$$\Gamma = \begin{cases} -1 & \text{se } T_e > T_e^* + \Delta T_e \\ 0 & \text{se } T_e < T_e^* - \Delta T_e \end{cases} \quad (4.49)$$

A tabela I é usada, por exemplo, para a situação da figura 4.15a da seguinte maneira: Para Θ_s ($n = 6$) temos que:

$$\Psi_s < \Psi_s^* - \Delta \Psi_s \text{ então } \Phi = -1, \quad T_e < T_e^* - \Delta T_e \text{ então } \Gamma = 1$$

isso implica na seguinte situação:

$$K = n + 1 = 6 + 1 = 7, \quad K > 6 \text{ assim } k = K - 6 = 7 - 6 = 1 = V_1$$

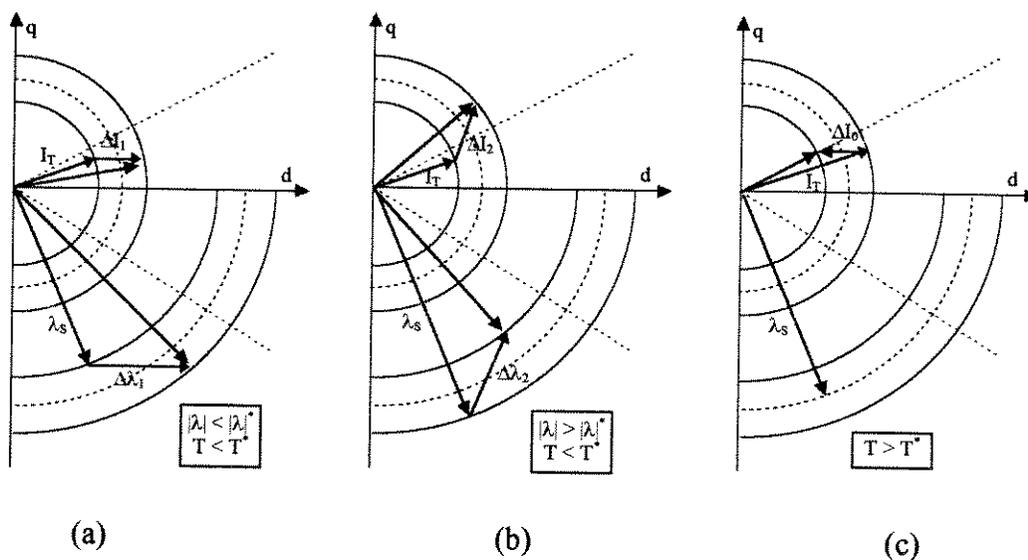
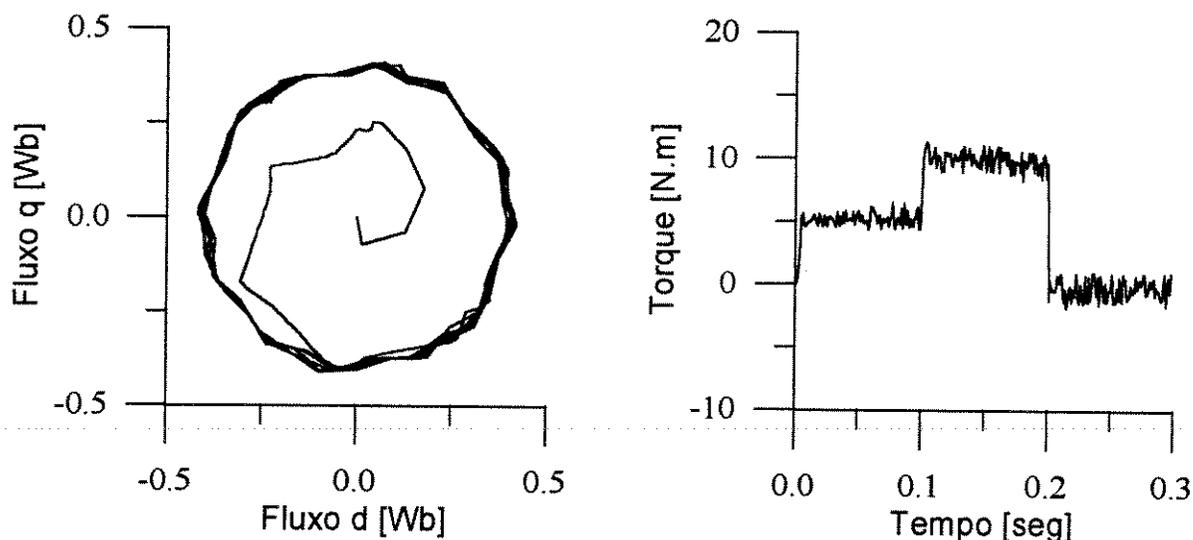


Figura 4.15 Seleção do vetor tensão em diferentes condições dentro da região $\theta(6)$ e sentido anti-horário de rotação.

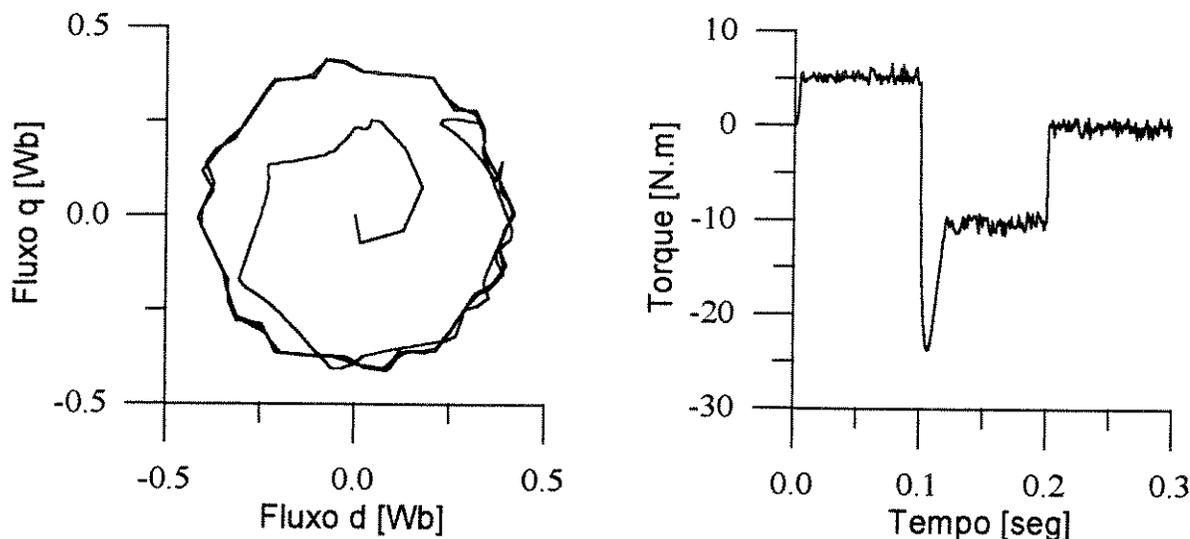
Os resultados de simulação usando-se a tabela I na seleção dos vetores de tensão são mostrados nas figuras 3.16a e 3.16b. A malha de regulação de velocidade não foi usada para facilitar o entendimento dos resultados. A figura 3.16a mostra o comportamento da resposta de torque e fluxo para um transitório de torque, porém sem reversão de velocidade, ou seja, reversão do sentido de giro do fluxo controlado, como pode ser notado na figura. O excelente desempenho do controlador pode ser observado nesta situação.

A figura 316.b mostra os resultados de simulação semelhantes aos da anterior, porém a máquina é levada a uma reversão de velocidade, como pode ser notado pela resposta de fluxo. Esse fato fez com que o controlador perdesse o ótimo desempenho durante alguns instantes. Isto ocorre porque enquanto a velocidade da máquina não inverte o sentido, não devemos aplicar o vetor de tensão nulo. Neste período a aplicação do vetor nulo não reduz o erro de torque, pois a força eletromotriz ainda não trocou de sinal (Silva, 1994).

Uma forma de solucionar esse problema é durante o transitório de torque com reversão de velocidade, não aplicar vetores nulos para corrigir o torque. Isso pode ser feito introduzindo modificações na forma como que a histerese de torque é avaliada. As equações 4.50 e 4.51 mostram como isso pode ser feito, incluindo a velocidade nas tomadas de decisões da histerese de torque. Baseado nesta circunstância é necessário medir, estimar ou calcular a velocidade da máquina para determinar com precisão o estado de chaveamento sob condição transitória de torque.



(a) Resposta de torque sem reversão de velocidade



(b) Resposta de torque com reversão de velocidade

Figura 3.16 Resposta de torque e fluxo para diferentes condições transitórias

Para o sentido anti-horário de rotação ($T_e^* > 0$)

$$\Gamma = \begin{cases} 1 & \text{se } T_e < T_e^* - \Delta T_e \\ 0 & \text{se } T_e > T_e^* + \Delta T_e \text{ e } \omega_r > 0 \\ -1 & \text{se } T_e > T_e^* + \Delta T_e \text{ e } \omega_r \leq 0 \end{cases} \quad (4.50)$$

Para o sentido horário de rotação ($T_e^* < 0$)

$$\Gamma = \begin{cases} -1 & \text{se } T_e > T_e^* + \Delta T_e \\ 0 & \text{se } T_e < T_e^* - \Delta T_e \text{ e } \omega_r \leq 0 \\ 1 & \text{se } T_e < T_e^* - \Delta T_e \text{ e } \omega_r > 0 \end{cases} \quad (4.51)$$

A figura 4.17 mostra os resultados que incluem as correções necessárias na seleção dos vetores de tensão, para que os transitórios de torque não deteriore o controle. Podemos notar a influência da correção proposta, pois durante o intervalo de reversão de velocidade existe um aumento no número de chaveamentos do inversor, e o desaparecimento da falha na resposta de torque.

A figura 4.18 mostra o desempenho do controlador com a malha de regulação de velocidade mostrada na figura 4.12, onde podemos notar o excelente desempenho do método mesmo para condições extremas de funcionamento.

Devemos observar que o método IFAM é dependente da frequência de amostragem, exigindo que ela esteja próxima à frequência de chaveamento, caso contrário o controle pode não ser possível. Várias técnicas de redução da frequência de chaveamento são propostas na literatura técnica, e são de grande importância em implementações desse controlador (Rossi, 1993).

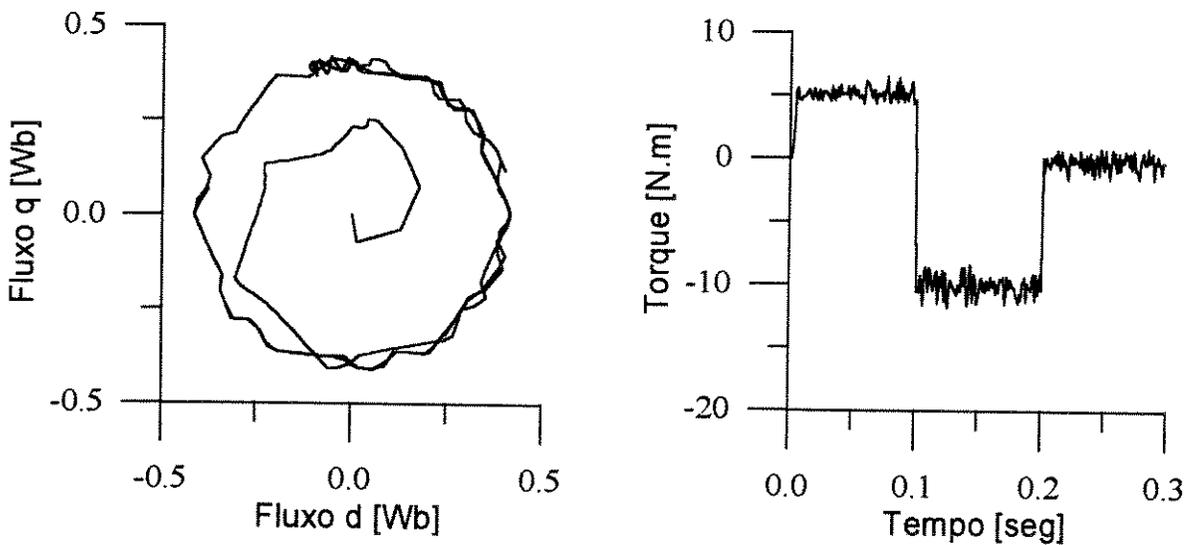


Figura 4.17 Resposta de torque e fluxo com correção na seleção dos vetores de tensão.

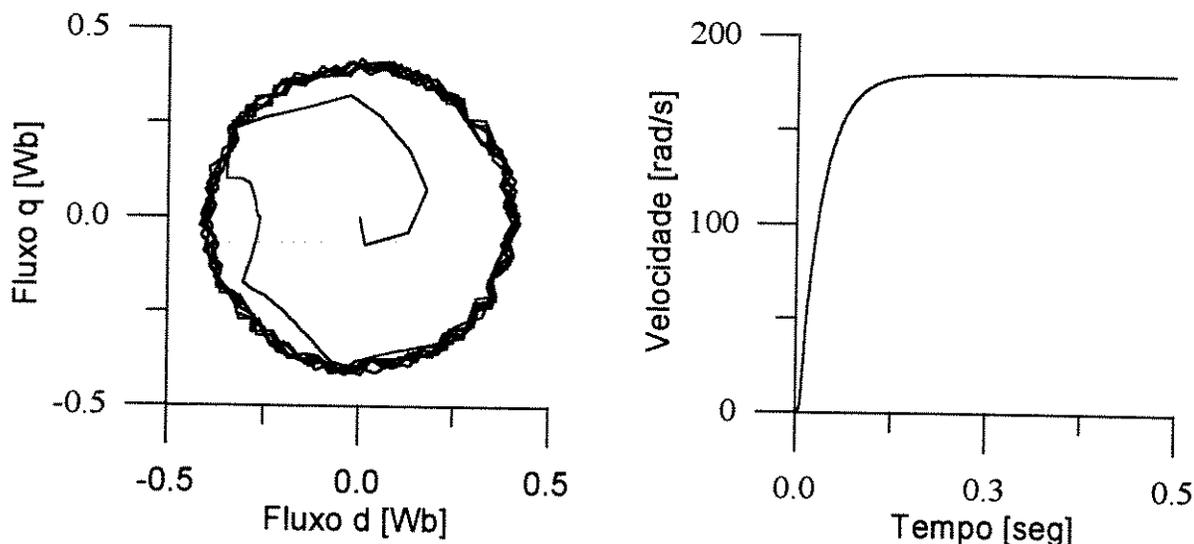


Figura 4.18 Resposta de velocidade e fluxo com correção na seleção dos vetores de tensão.

4.8 Controle DSC

O método de controle direto de torque DSC - Direct Self Control, foi introduzido por Depenbrock em 1988 (Depenbrock, 1988). O objetivo desta estrutura de controle é fornecer um método de acionamento em corrente alternada que com um simples processamento de sinais permite um bom desempenho dinâmico. Sua filosofia de controle é idêntica ao controle IFAM, porém sua maior aplicação está em máquinas de alta potência, para operação em baixa frequência.

A figura 4.19 apresenta a estrutura do controlador DSC em forma de diagrama de blocos. A similaridade com o controlador IFAM é clara, onde podemos observar os blocos de controle de histerese das malhas de torque e fluxo. O bloco estimador faz a aquisição de fluxo de forma análoga ao controle IFAM, porém os fluxos de fase são obtidos por uma transformação de coordenadas do sistema dq fixo no estator para o sistema trifásico (Apêndice B).

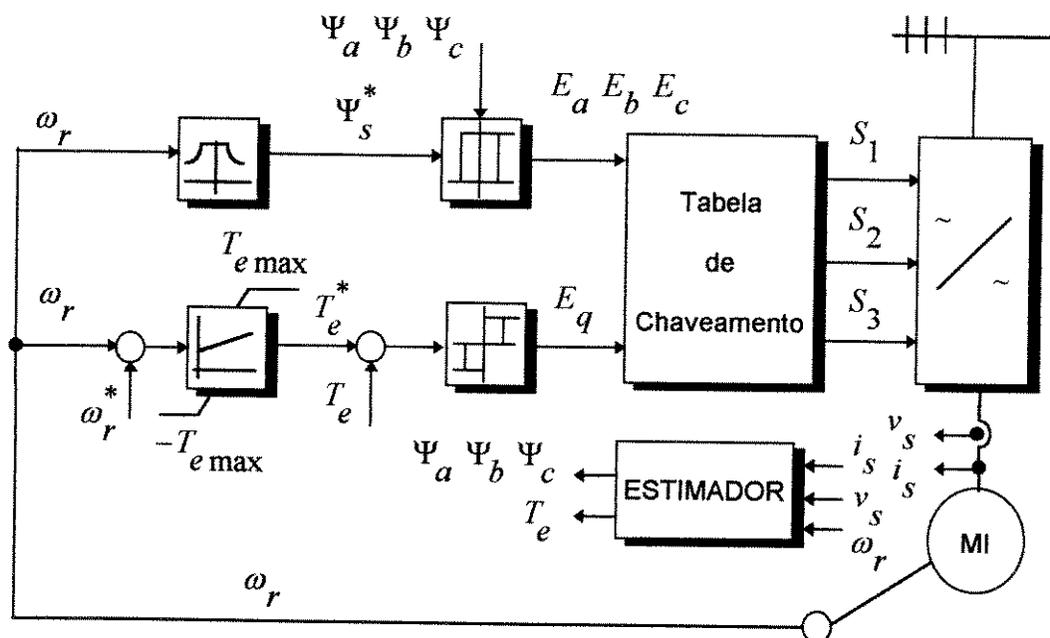


Figura 4.19 Diagrama em blocos do controlador DSC.

No controlador DSC, o módulo do vetor fluxo controlado não é mantido constante como no controlador IFAM, e sim levado a traçar um hexágono ao longo do plano dq. A regulação de fluxo e o controle de torque são feitos através da aplicação sistemática de vetores ativos e nulos de forma totalmente semelhante ao que ocorre no controlador IFAM.

O controle de fluxo não é feito através de uma banda de histerese real, sendo o valor de pico do fluxo controlado em cada fase limitado ao seu valor de referência. O controle deve selecionar um vetor tensão diferente a cada 60° de giro do vetor fluxo. A figura 4.20 ilustra como isso deve ser feito para os dois sentidos de giro do vetor fluxo. Lembremos que os vetores de tensão indicados na figura são os mesmos da figura 4.13.

A partir da figura 4.20 também é possível verificar a forma com que os vetores de tensão são selecionados para que o fluxo tenha a desejada forma hexagonal. O chaveamento ocorre quando a componente ortogonal ao vetor fluxo de cada fase atinge seu valor de pico de referência. Os fluxos de linha são utilizados nos controladores de histerese para garantir a geração das componentes ortogonais de fluxo de cada fase, a fim de definir qual vetor tensão deve ser aplicado em cada instante.

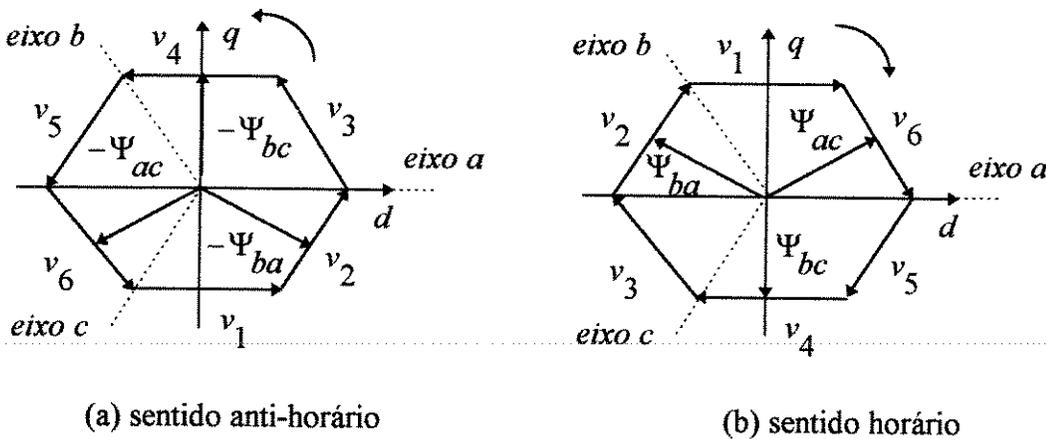


Figura 4.20 Seleção dos vetores de tensão ativos no método DSC em função do sentido de giro do fluxo controlado

A figura 4.21 apresenta a tabela completa para o controle nos dois sentidos de giro da máquina, e mostra os detalhes da histerese dos fluxos de fase e torque que servem como entradas da tabela, a fim de definir em cada instante qual vetor tensão deve ser aplicado.

As regras de seleção apresentadas neste trabalho são mais elaboradas do que as contidas no trabalho original de Depenbrock, permitindo a reversão de velocidade.

Devemos observar que esta estrutura apresenta o número mínimo de chaveamentos para controle de fluxo, seis por período de revolução. Uma trajetória mais próxima da circular exigiria um número maior. Alguns chaveamentos adicionais também são necessários para o controle de torque, pois a frequência angular média do vetor fluxo deve ser reduzida intercalando-se vetores nulos entre os vetores ativos quando a histerese de torque é ultrapassada.

A figura 4.22 mostra o desempenho do controlador DSC com a malha de regulação de velocidade, utilizando a tabela da figura 4.21 para selecionar os vetores de tensão que devem ser aplicados a cada instante. O desempenho do método apesar de toda sua simplicidade pode ser claramente comparado com os métodos apresentados anteriormente, comprovando sua utilidade em acionamentos de baixo custo para sistemas de grande potência.

A figura 4.23 apresenta os resultados de simulação para o controlador DSC sem a malha de velocidade. O vetor fluxo traça uma trajetória hexagonal como definido pelas leis de chaveamento. O deslocamento do hexágono da sua posição ideal é devido ao efeito da discretização do controle. O desempenho do controlador, que apesar de apresentar a maior

distorção harmônica de todos os métodos apresentados, pode ser considerado de nível satisfatório.

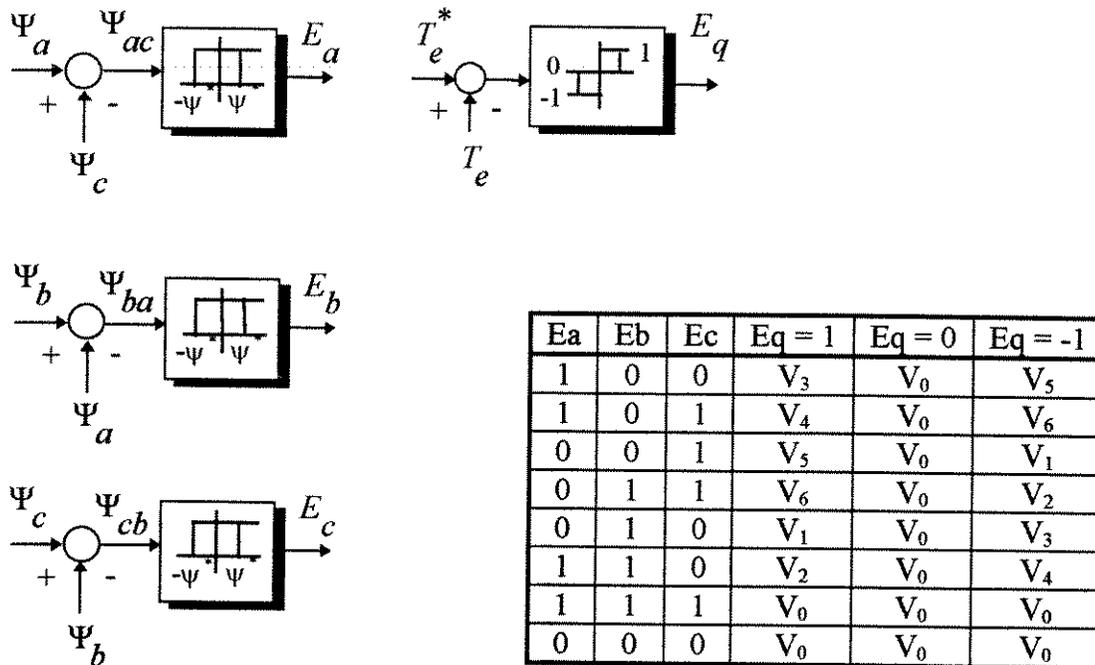


Figura 4.21 Controladores de histerese para fluxo e torque do método DSC.

O controlador DSC é idealizado para operação em baixas frequências, entretanto durante as simulações foi adotado a mesma frequência de chaveamento do método IFAM, a fim de tornar a comparação entre os dois métodos mais próxima sem comprometer o bom desempenho do controlador.

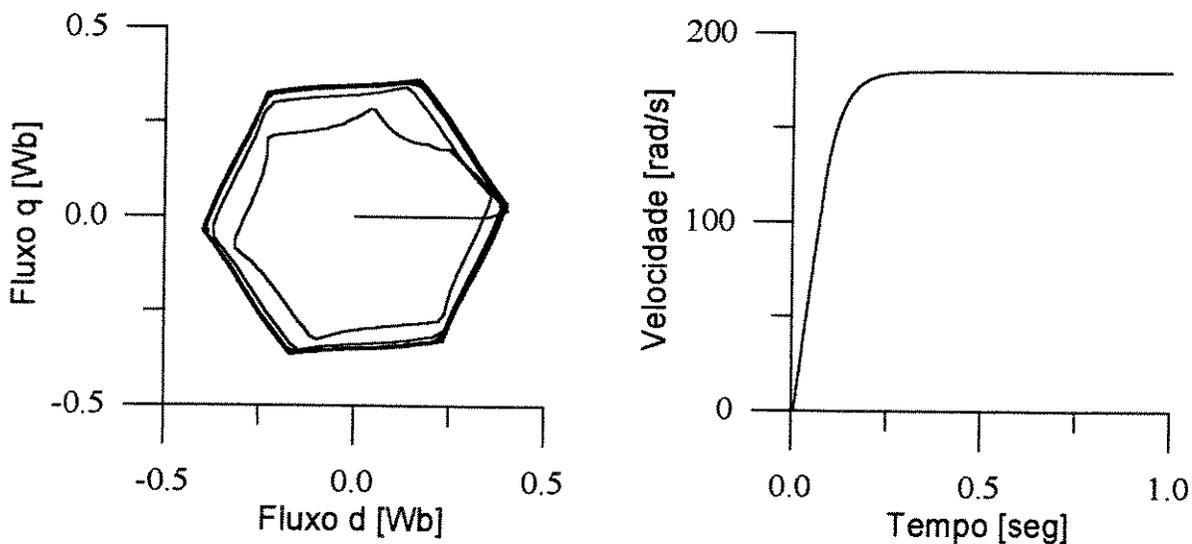
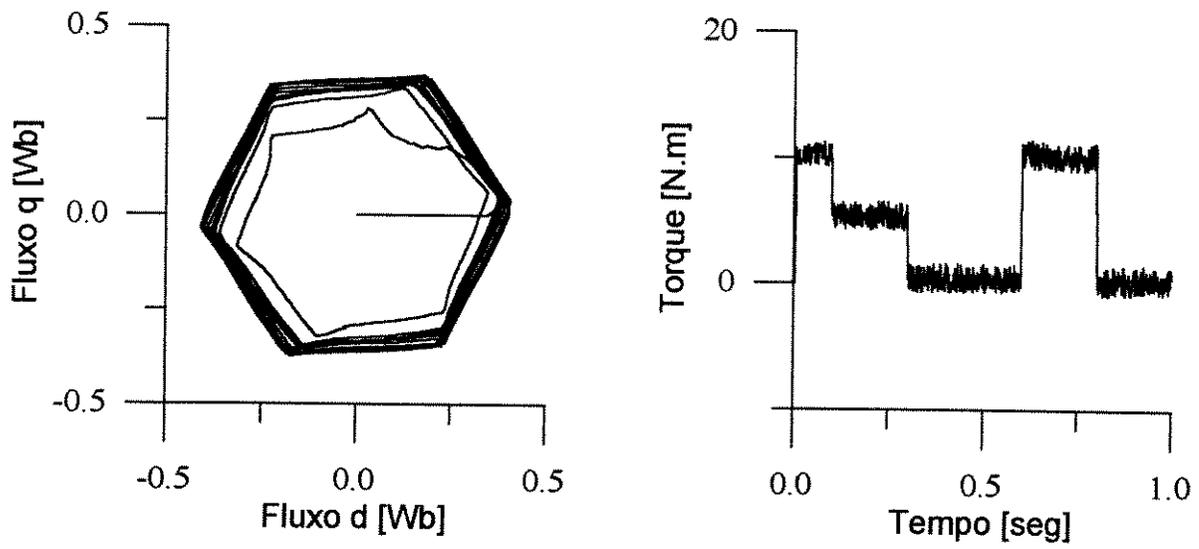
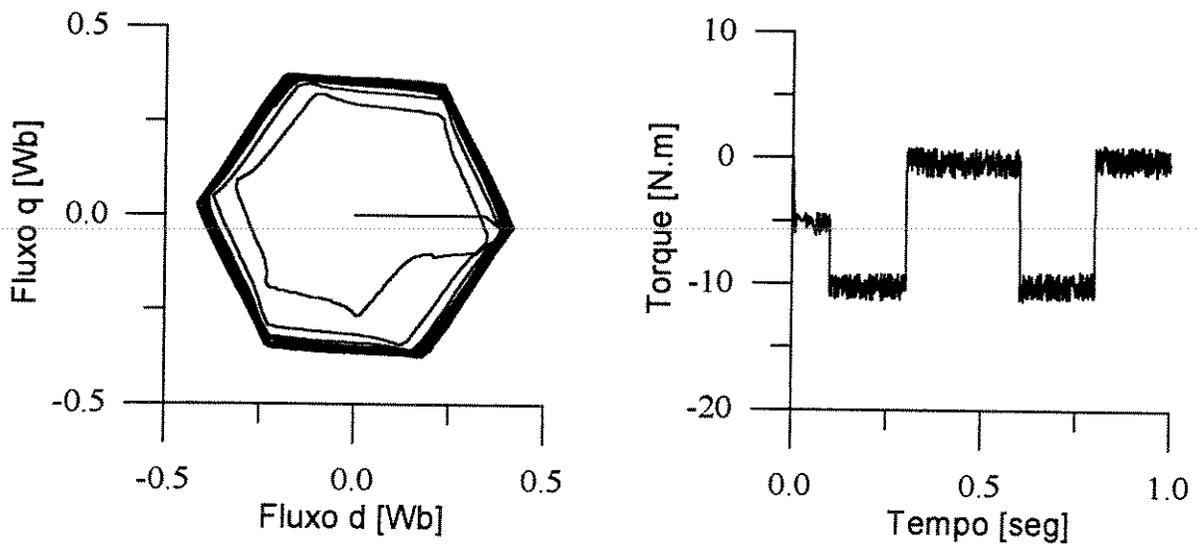


Figura 4.22 Resposta de velocidade do controlador DSC.



(a) Sentido anti-horário.



(b) Sentido horário.

Figura 4.23 Controlador DSC funcionando nos dois sentidos de rotação.

Lógica nebulosa em acionamentos elétricos

5.1 Introdução

As estruturas de controle vetorial podem ser consideradas como consolidadas no cenário industrial moderno, estando sempre presentes onde acionamentos de alto desempenho são necessários. Em particular os esquemas indiretos com orientação no fluxo de rotor têm encontrado grande aceitação por sua simplicidade de implementação. Entretanto, o perfeito funcionamento deste tipo de controle depende fortemente do correto ajuste entre os parâmetros elétricos da máquina, que podem variar ao longo do tempo, e os parâmetros usados no projeto do controlador (Chan, 1990).

Vários trabalhos mostram que a variação da resistência de enrolamento de rotor é o principal problema no desempenho deste método, sendo seu valor fortemente afetado pelas variações da temperatura e da frequência. Em geral, a temperatura do enrolamento de rotor da máquina de indução pode atingir valores até 130^o graus acima da temperatura ambiente, o que pode corresponder a uma variação da resistência de enrolamento de rotor de até 50% acima de seu valor nominal. Esse fato resulta em vários efeitos prejudiciais ao acionamento, o mais importante é a destruição da condição de desacoplamento entre torque e fluxo (Caminhas, 1989).

Tem sido dada muita atenção à identificação do valor instantâneo da resistência de enrolamento de rotor enquanto o motor está em operação. Várias linhas de pesquisa têm sido seguidas. Alguns métodos desenvolvem funções que de alguma forma estão relacionadas com a variação da resistência de enrolamento de rotor e dessa maneira conseguem prever mudanças no seu valor de referência e fazer as devidas correções (Garces, 1980; Koyama, 1986). Outro método injeta uma corrente de sequência negativa, e mede a respectiva tensão de sequência negativa para, com essa informação, corrigir a resistência de enrolamento de rotor (Matsuo e Lipo, 1985). Métodos de controle adaptativo são também muito usados como o MRAS (Ohnishi, 1986), filtros de Kalman (Salvatore, 1993) e observadores em malha fechada (Nielson, 1988; Bellini, 1988; Atkinson, 1991). Recentemente técnicas de controle nebuloso e redes neuronais artificiais tem sido muito aplicadas ao problema (Consoli, 1994; Mir, 1994; Li, 1988).

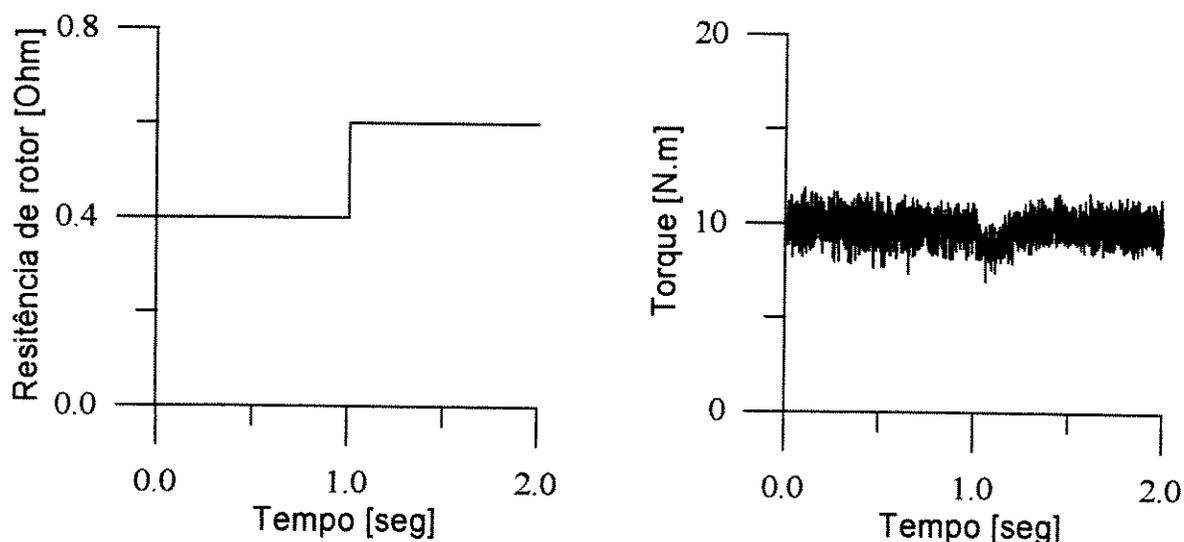
Todos os trabalhos apresentados acima apresentam resultados satisfatórios cada um com suas vantagens e desvantagens, apresentando muitas vezes algoritmos de adaptação lentos e precisos, e outros rápidos e sem precisão. Os resultados encontrados ainda não são definitivos, fazendo com que o tema seja extensivamente estudado até os dias de hoje.

A variação da resistência de enrolamento de estator em estruturas de controle segundo fluxo de estator, também têm sido estudada e estratégias semelhantes de adaptação são usadas. Sua influência no desempenho do sistema é da mesma ordem que nos controladores segundo fluxo de rotor.

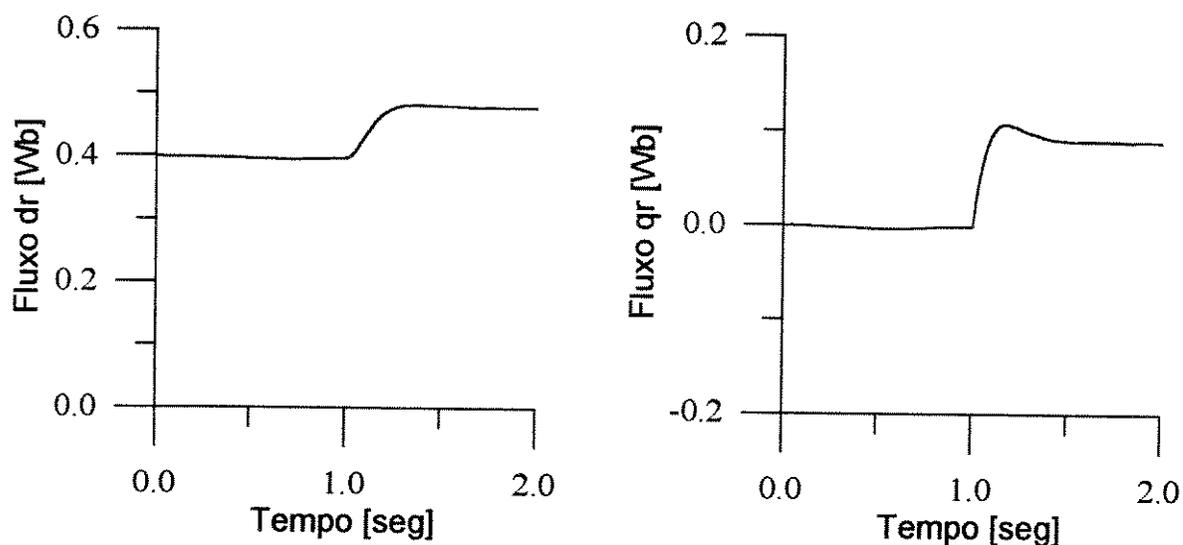
A figura 5.1 ilustra o fenômeno de variação de resistência de enrolamento de rotor para o controle indireto com orientação segundo fluxo de rotor e alimentação em corrente. O comportamento dinâmico do sistema quando sujeito a uma variação em degrau de resistência de enrolamento de rotor é mostrado.

A figura 5.1a mostra a forma com que a variação da resistência foi imposta ao controle e o respectivo comportamento do torque. Notemos que houve uma variação na resposta de torque. A figura 5.1b ilustra o que ocorre com as componentes de fluxo de rotor em referencial síncrono.

Podemos notar que antes do degrau de resistência o comportamento está dentro do esperado, ou seja, o campo está orientado, com a componente de eixo direto constante no valor nominal de fluxo enquanto a componente de eixo quadratura apresenta valor nulo. Após o início da variação da resistência notamos que essa situação é perdida, isto é, a orientação de campo foi perdida e a condição de desacoplamento entre torque e fluxo foi danificada. Isto ocorreu porque o ângulo de orientação foi estimado com erro, pois o escorregamento foi calculado com um valor não real da resistência de enrolamento de rotor. A finalidade dos métodos de adaptação paramétrica, para este tipo de orientação, é detectar essas variações em tempo real e corrigir o cálculo do escorregamento para que a orientação de campo não seja perdida.



(a) Variação em degrau da resistência e resposta de torque.



(b) Componentes de fluxo de rotor.

Figura 5.1 Influência da variação da resistência de enrolamento de rotor no controle vetorial indireto.

A aquisição de fluxo e velocidade em esquemas diretos de controle através de medição das grandezas terminais da máquina ao invés do uso de sensores, é outro problema que tem despertado constante interesse nas pesquisas em acionamentos elétricos. Calculadores de fluxo

normalmente são dependentes dos parâmetros elétricos e requerem algoritmos de adaptação e os observadores em malha fechada normalmente não operam bem em baixas velocidades. Redes neuronais e lógica nebulosa tem sido usadas com excelentes resultados, e representam uma poderosa ferramenta na solução deste problema.

Este capítulo tem como objetivo mostrar a aplicabilidade de sistemas de controle baseados em lógica nebulosa em acionamentos de corrente alternada. Será discutido um procedimento para projeto de controladores nebulosos, mostrando as dificuldades de ajuste existentes durante este processo. Para ilustrar o funcionamento deste controlador estruturas vetoriais de acionamento com controladores nebulosos em malha fechada são implementadas e o resultado comparado com as respostas usando os tradicionais reguladores PI.

Outro objetivo deste capítulo é estudar o fenômeno de variação paramétrica e sua solução através de estimadores nebulosos. Para isso três estruturas são propostas e seu desempenho comprovado através de simulação.

A aquisição de fluxo neste capítulo não é mais considerada ideal, e calculadores em malha aberta são usados para estimação das componentes de fluxo controlado. A aquisição de velocidade sem sensores também é explorada em uma das estruturas de controle apresentadas.

5.2 Controladores baseados em regras nebulosas

Apesar do grande avanço tecnológico ocorrido nos últimos anos muitos dos problemas existentes na automação industrial ainda não foram solucionados. Isto é ainda mais crítico em relação a controle de processos onde, em geral, os sistemas são não lineares com retardo e a parâmetros distribuídos. Nesta área a lógica nebulosa tem encontrado grande popularidade, pois sua característica não linear e natureza adaptativa fortemente baseada em um conhecimento prévio do sistema, tornam o conhecimento exato do modelo desnecessário (Motta, 1993).

Em várias áreas do conhecimento aplicações de regras nebulosas tem feito sucesso desde controle de sistemas dinâmicos até medicina e economia. A aplicação da teoria de conjuntos nebulosos em acionamentos elétricos é relativamente recente. Nesta área, onde modelos complexos e não lineares que apresentam variação de parâmetros estão quase sempre presentes, lógica nebulosa é uma ferramenta quase que indispensável.

Os fundamentos desta teoria foram formulados por Zadeh no início da década de setenta, porém somente nos últimos anos sua aplicação em sistemas de controle têm sido estudada (Klir, 1992). A teoria dos conjuntos nebulosos tem como principal característica, diferentemente dos tradicionais conjuntos não nebulosos (crispy), apresentar um tratamento que considera a incerteza ou situações imprecisas das variáveis envolvidas no processo.

Uma variável nebulosa tem conjuntos de valores os quais são caracterizados por impressões expressas de maneira linguística como: muito pequeno, muito grande, médio, etc. Estas expressões linguísticas são representadas numericamente por subconjuntos nebulosos. Todo subconjunto nebuloso é caracterizado por uma função de pertinência a qual varia entre zero e um, tendo como finalidade dizer qual o grau de pertinência do elemento naquele subconjunto. Notemos que na teoria tradicional de conjuntos o elemento tem somente dois valores de pertinência, um se pertence ao conjunto e zero se não pertence. A fim de ilustrar essa característica dos conjuntos nebulosos observemos a figura 5.2.

Na figura 5.2a a temperatura de um sistema é tomada como uma variável nebulosa, com uma variação entre 20 e 60 graus. Este domínio é normalmente conhecido como universo de discurso da variável nebulosa, e é subdividido em três subconjuntos nebulosos (frio, médio, quente). Por exemplo, para uma temperatura de 49 graus, a variável nebulosa é parcialmente pertencente a dois subconjuntos, médio e quente, enquanto que para a mesma situação na figura 5.2b a temperatura é dita média. Essa é uma representação natural de regras de conhecimento, ou seja, diferentes impressões podem ser causadas pela mesma situação do sistema, e são a forma

mais simples de dar forma ao conhecimento, sendo os subconjuntos nebulosos nada mais são que representações matemáticas de valores linguísticos (Souza, 1994).

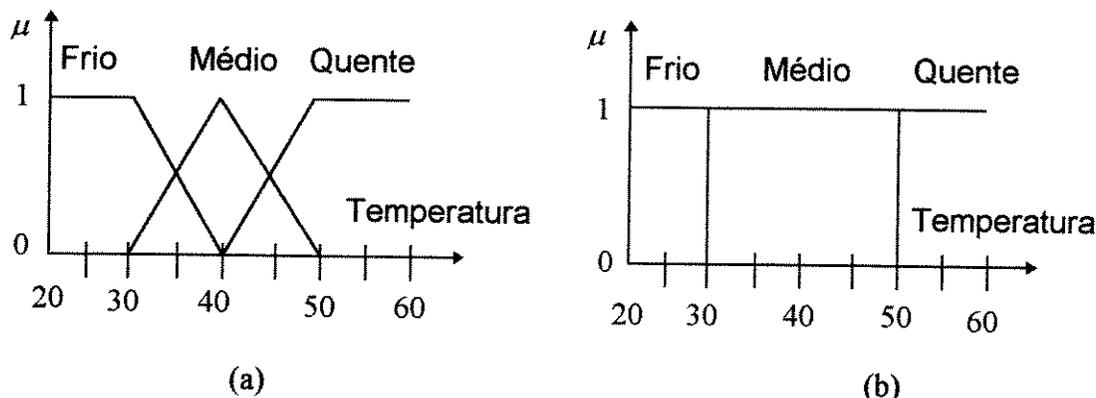


Figura 5.2 Controle de temperatura de um sistema

As operações com conjuntos da álgebra tradicional são válidas em lógica nebulosa. As mais úteis e usadas neste trabalho são mostradas abaixo (Klir, 1992).

União: Dados de dois subconjuntos nebulosos A e B, definidos em um universo de discurso X, a união ($A \cup B$) é também um subconjunto nebuloso definido em X, com função de pertinência dada pela equação abaixo:

$$\mu_{A \cup B}(x) = \text{Max} [\mu_A(x), \mu_B(x)] \tag{5.1}$$

Intersecção: A intersecção de dois subconjuntos nebulosos A e B, de um universo de discurso X, denotado por $A \cap B$, têm sua função de pertinência dada por:

$$\mu_{A \cap B}(x) = \text{Min} [\mu_A(x), \mu_B(x)] \tag{5.2}$$

Complemento: O complemento de um dado subconjunto nebuloso A, definido em um universo de discurso X, é denotado por $\neg A$, e tem a seguinte função de pertinência:

$$\mu_{\neg A} = 1 - \mu_A(x) \tag{5.3}$$

As operações citadas acima são ilustradas graficamente pela figura 5.3. Porém para a aplicação de conjuntos nebulosos em controle mais alguns conceitos como implicação nebulosa ou regra nebulosa e inferência nebulosa ou composição nebulosa são necessários.

As regras nebulosas tipicamente tem o formato SE ENTÃO como indicado abaixo:

$$\text{SE } (x \text{ é } A \text{ "e"} y \text{ é } B) \text{ ENTÃO } (z \text{ é } C)$$

onde x, y e z são variáveis nebulosas e A, B e C são subconjuntos nebulosos do universo de discurso X, Y, Z respectivamente.

Se as condições levadas ao termo SE são verdadeiras então a ação expressa pelo termo ENTÃO é tomada. No projeto de um controlador nebuloso um conjunto de regras nebulosas, que constituem a base de conhecimento devem ser construídas. Normalmente os controladores nebulosos tomam como variáveis nebulosas o erro de controle (E) e a variação do erro (CE), que são usadas para determinar mudanças no sinal de controle (DU) (Rosa, 1993). Por exemplo, para

o comando de velocidade de uma máquina de indução trifásica com um acionamento por campo orientado poderíamos construir as seguintes regras nebulosas:

Regra 1: SE E é zero “e” CE é zero ENTÃO DU é zero.

Regra 2: SE E é zero “e” CE é negativo pequeno ENTÃO DU é negativo pequeno.

Regra 3: SE E é positivo pequeno “e” CE é negativo pequeno ENTÃO DU zero.

onde E e CE são o erro e a variação do erro do sinal de velocidade, e DU é a componente de corrente de eixo em quadratura síncrono com o fluxo controlado. Devemos lembrar que essas são variáveis nebulosas, com possíveis valores dados por subconjuntos nebulosos como zero, negativo pequeno, positivo pequeno, e outros.

Um fato importante, é que, durante a utilização destas regras nebulosas, o elemento pode pertencer a mais de um subconjunto nebuloso. Esse fato é ilustrado pela figura 5.4, e significa que mais de uma regra nebulosa foi acionada para um particular conjunto de valores (E, CE).

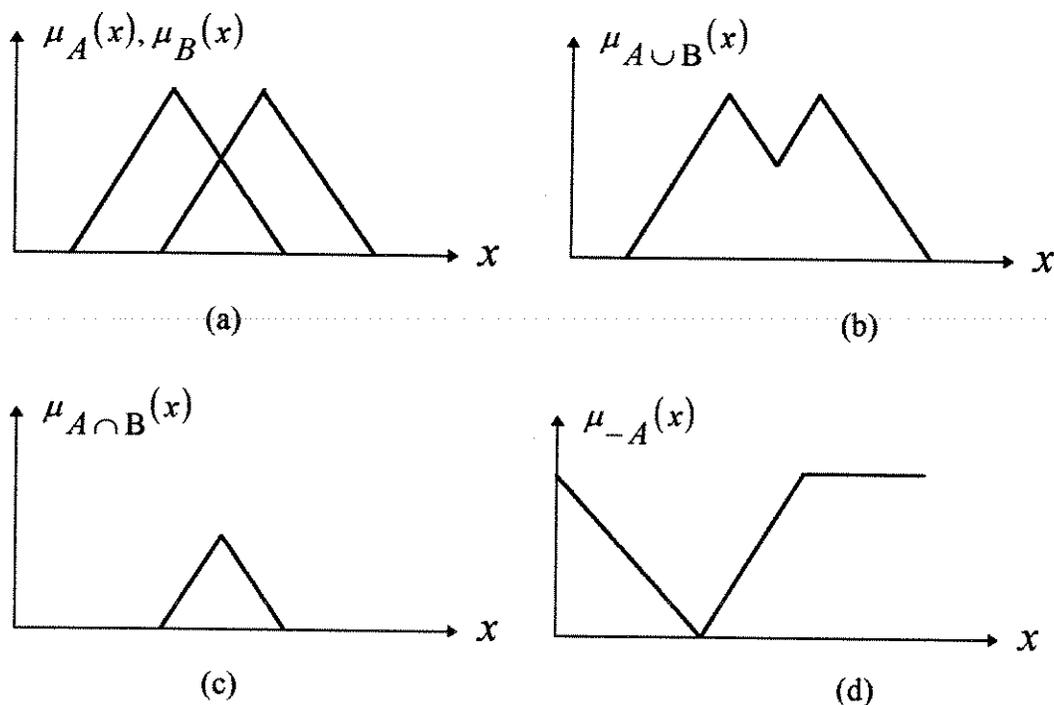


Figura 5.3 Operações básicas com conjuntos nebulosos, (a) Conjuntos A e B, definidos no universo de discurso X, (b) União, (c) Intersecção, (d) complemento.

Portanto, de alguma forma devemos combinar as saídas das regras nebulosas acionadas DU_1 e DU_2 , de maneira que uma simples ação de controle seja efetuada. Na teoria de conjuntos nebulosos esse procedimento é chamado de inferência nebulosa. Existem várias formas de se fazer isto, porém o mais comum e usado em algoritmos de controle nebulosos é a composição SUP-MIN. Matematicamente ela é expressa da seguinte forma (Tang, 1994):

$$\mu_B(u) = \text{Sup}_x \left[\text{Min} \left(\mu_A(x), \mu_R(x,u) \right) \right] \quad (5.4)$$

Apesar da aparente complexidade a aplicação da regra do SUP-MIN é simples. Observemos a figura 5.4, o procedimento é aplicado separadamente para cada par de valores de

entrada, sendo que a pertinência mínima é escolhida como resultado final da comparação. Uma vez que o SUP-MIN foi aplicado a todas as regras acionadas, a ação de controle individual é conseguida usando o operador união às saídas de cada regra. No nosso exemplo somente duas regras foram acionadas, porém mais regras poderiam ter sido acionadas sendo o procedimento para cada regra idêntico ao mostrado anteriormente.

Um vez encontrado o conjunto nebuloso de saída que representa o sinal de controle, ou ação que deve ser tomada, o chamado processo de defuzzificação deve ser efetuado. Existem vários métodos para este processo, que nada mais são do que transformar o resultado nebuloso obtido em um valor numérico a ser usado na malha de controle, ou seja, para o exemplo da máquina de indução o valor da corrente de eixo em quadratura deve ser obtido. Dois métodos de defuzzificação são normalmente usados em controle nebuloso.

O método do centróide, que corresponde a encontrar o centro de gravidade da função de pertinência da variável de saída, figura 5.4, que genericamente pode ser expresso da seguinte forma:

$$u_o = \frac{\int u \mu(u) du}{\int \mu(u) du} \quad (5.5)$$

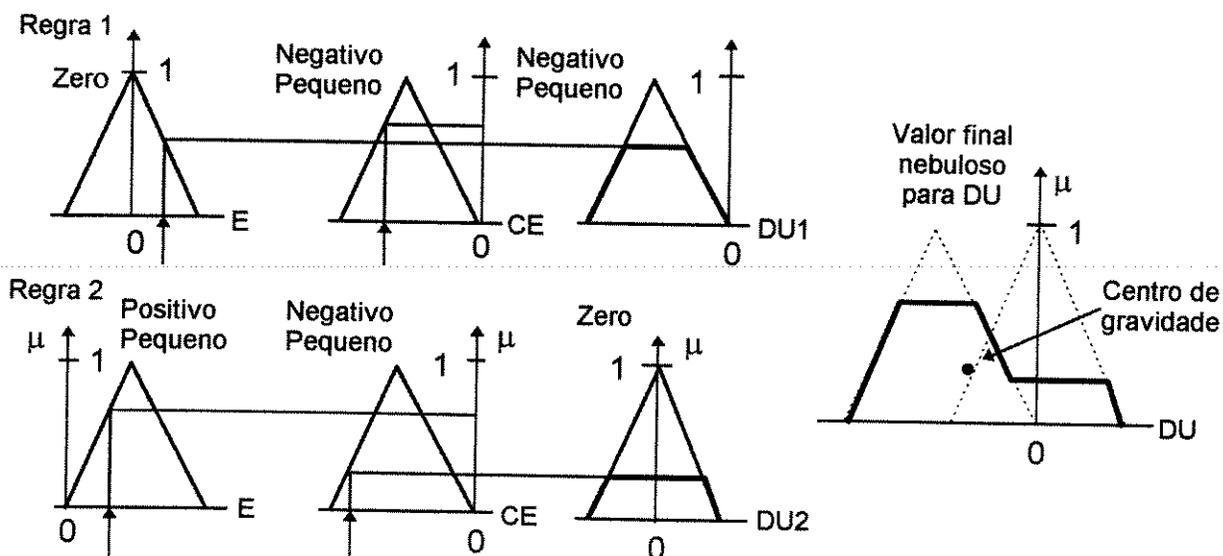


Figura 5.4 Representação gráfica das regras nebulosas e da inferência nebulosa.

O método dos pesos também é bastante usado nesta situação, e corresponde a tomar o centróide da função de pertinência de saída de cada regra acionada em individual, e calcular a média ponderada de todos os centróides tendo como peso a pertinência do conjunto. Isso pode ser feito de acordo com a expressão 5.6. Dos dois métodos apresentados esse é mais usado em trabalhos de controle, talvez pela sua eficiência e simplicidade, e será adotado neste trabalho.

$$u_o = \frac{\sum_{i=1}^n u_i \mu(u_i)}{\sum_{i=1}^n \mu(u_i)} \quad (5.6)$$

Todo o processo descrito nos parágrafos anteriores pode ser visualizado em um diagrama de blocos como mostrado na figura 5.5. O sinal de controle U é inferido a partir das variáveis de entrada “e” e “ce”, que são valores por unidade derivados de “E” e “CE”. O controlador nebuloso

é projetado para trabalhar somente com variáveis nebulosas, portanto todas as entradas devem ser convertidas para conjuntos nebulosos antes de serem usadas, esse processo é feito no bloco de fuzzificação. A figura 5.4 mostra com detalhes esta transformação. Logo após as variáveis nebulosas “e” e “ce” serem processadas pelas regras nebulosas a fim de inferir a saída “du”, esta é finalmente defuzzificada para um valor crisp final “U” e que efetivamente atua na malha de controle do sistema (Mir, 1994).

Apesar da simplicidade dos controladores nebulosos seu projeto de forma eficiente não é uma tarefa trivial, necessitando que o projetista tenha alguma experiência com o sistema a ser controlado, de forma a poder traduzir seu prévio conhecimento em regras nebulosas eficazes. A implementação do controlador também exige alguma experiência de programação, principalmente se as funções de pertinência forem assimétricas. A próxima seção dará alguns detalhes do procedimento usado no ajuste dos controladores nebulosos usados neste capítulo, com a intenção de justificar alguns métodos utilizados.

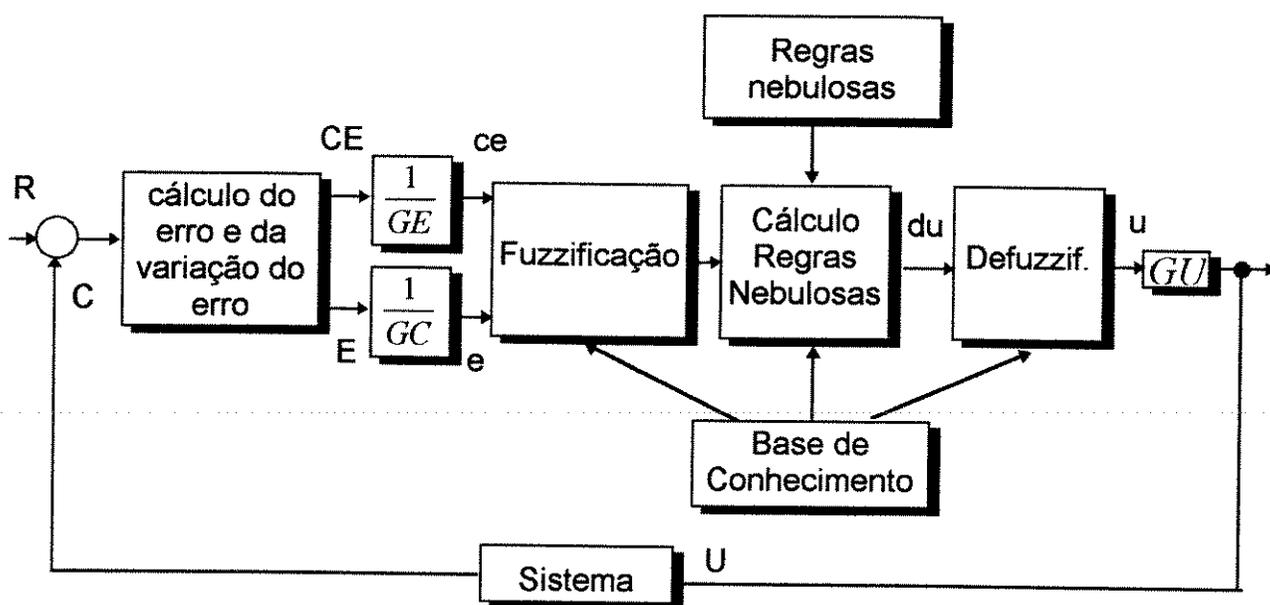


Figura 5.5 Estrutura de um sistema de controle nebuloso

5.2.1 Projeto de controladores nebulosos

O uso de controladores nebulosos em malha fechada, substituindo os tradicionais controladores PI é uma aplicação natural da teoria de conjuntos nebulosos. Porém, uma limitação da técnica é a falta de um procedimento sistemático para projeto e análise do sistema de controle. Geralmente o tradicional método de tentativa e erro é mais usado, contudo até o ajuste final muito tempo de projeto é gasto. Entre as principais dificuldades encontradas duas são fundamentais: o controlador deve ser capaz de fornecer uma ação de controle para todas as condições do processo, e a definição da forma da função de pertinência utilizada, juntamente com o grau de quantização do universo de discurso (Li, 1989).

Em geral as variáveis de entrada de um controlador nebuloso são:

$$E(k) = R(k) - C(k) \quad (5.7)$$

$$CE(k) = E(k) - E(k-1) \quad (5.8)$$

onde $E(k)$ é o erro da malha de controle, $CE(k)$ é a variação do erro entre dois intervalos de amostragem, $R(k)$ é o sinal de referência, $C(k)$ é a resposta do sistema e k é intervalo de amostragem.

A estrutura de uma regra nebulosa para essa situação tem a seguinte forma:

$$\text{SE } E(k) \text{ é } X \text{ "e" } CE(k) \text{ é } Y \text{ ENTÃO } DU(k) \text{ é } Z$$

onde $DU(k)$ é mudança no sinal de controle, X , Y e Z são subconjuntos nebulosos definidos no universo de discurso de E , CE e DU , respectivamente.

Estas variáveis podem ser convenientemente expressas em valores por unidade como mostrado pelas equações abaixo, o que permite flexibilidade no projeto e ajuste do controlador.

$$e_{pu}(k) = \frac{E(k)}{GE} \quad ce_{pu}(k) = \frac{CE(k)}{GCE} \quad du_{pu}(k) = \frac{DU(k)}{GU} \quad (5.9)$$

A figura 5.6 mostra uma possibilidade de partição do universo de discurso das variáveis de controle em subconjuntos nebulosos.

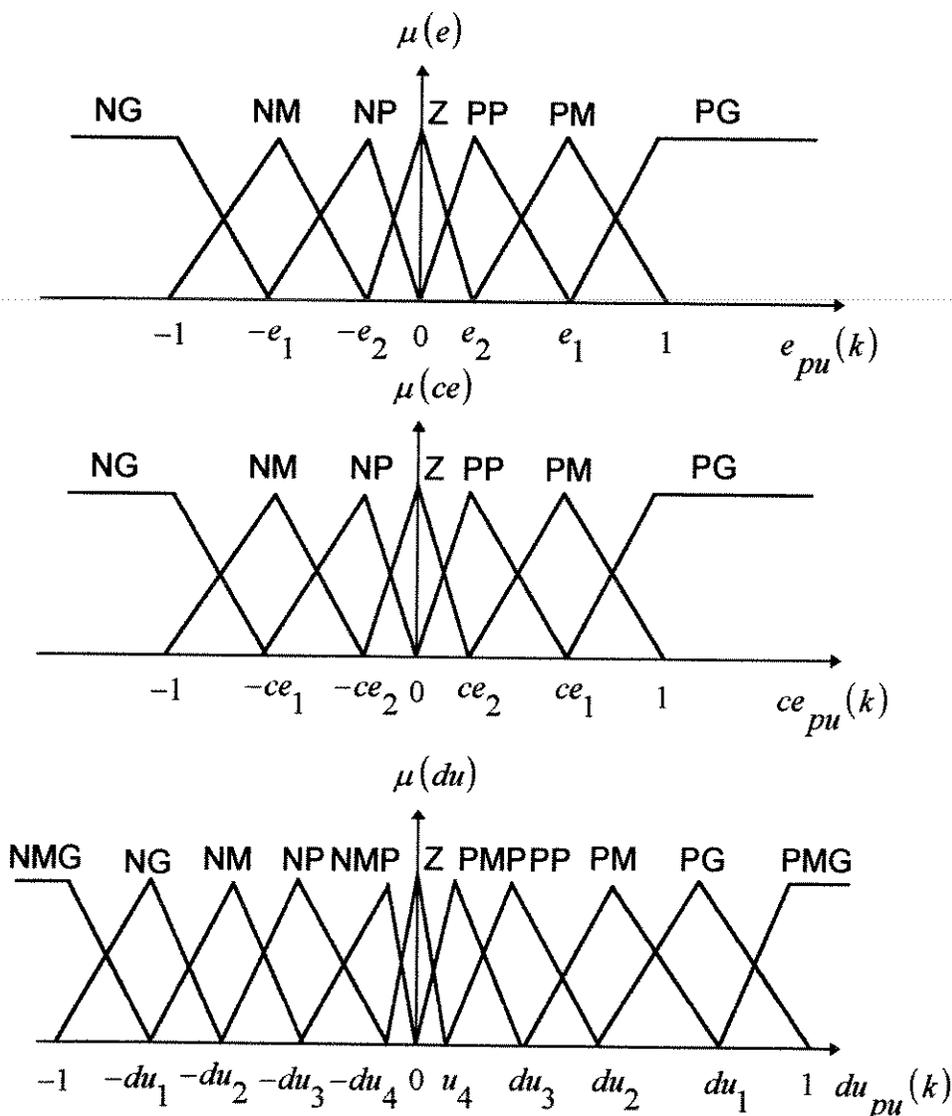


Figura 5.6 Função de pertinência para o erro, variação do erro e mudança no controle

As variáveis NG, NM, NP, Z, PP, PM, PG são valores linguísticos atribuídos a cada subconjunto nebuloso. Neste caso eles significam Negativo Grande, Negativo Pequeno, Zero, Positivo Pequeno, Positivo Médio, Positivo Grande respectivamente. Teoricamente podem existir quantas partições forem necessários dependendo do comportamento da variável nebulosa em questão.

Notemos que as funções de pertinência de cada variável podem ter uma forma triangular assimétrica, se estreitando próximo da origem, isso permite uma precisão maior no controle próximo à região de regime permanente sem a necessidade de um número exagerado de subconjuntos nebulosos. Normalmente a variável DU exige um número maior de subconjuntos, pois apresenta uma sensibilidade maior. A Tabela I fornece a matriz de regras para uma situação desse tipo. Ela é totalmente construída baseando-se na intuição e experiência do sistema a ser controlado.

Outras formas além da triangular são possíveis como a exponencial por exemplo, é claro que essa escolha depende do problema em questão. Neste trabalho serão adotadas formas triangulares assimétricas.

$\begin{matrix} e \\ ce \end{matrix}$	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
NG	NMG	NMG	NMG	NG	NP	NP	Z
NM	NMG	NMG	NG	NP	NP	Z	PP
NP	NMG	NG	NP	NP	Z	PP	PM
Z	NG	NP	NP	Z	PP	PM	PG
PP	NP	NP	Z	PP	PM	PG	PMG
PM	NP	Z	PP	PM	PG	PMG	PMG
PG	Z	PP	PM	PG	PMG	PMG	PMG

Tabela I. Regras nebulosas para um controlador genérico.

Podemos então resumir os passos a serem seguidos em uma estrutura nebulosa de controle, para a obtenção do valor final de atuação a ser usado no sistema, da seguinte forma:

- Amostragem dos valores de referência e saída do sistema.
- Calcular o erro e a variação do erro e seus respectivos valores por unidade.
- Computar o grau de pertinência de e e ce para os subconjuntos nebulosos relevantes.
- Identificar quais regras nebulosas foram acionadas e aplicar a composição SUP-MIN.
- Defuzzificar o valor nebuloso encontrado.
- Computar o próximo sinal de controle de acordo com a equação 5.10.

$$U(k) = U(k - 1) + GU u(k) \tag{5.10}$$

5.3 Controladores nebulosos em estruturas vetoriais de controle

Visando demonstrar o desempenho dos controladores nebulosos em estruturas de controle em malha fechada, três estruturas de controle vetorial por campo orientado estudadas nos capítulos anteriores serão analisadas novamente. Entretanto, os reguladores PI que vinham sendo usados em todos os esquemas de controle vistos até agora serão trocados por controladores nebulosos.

O objetivo dessa mudança é comparar o resultado obtido com os dois tipos de técnica de controle em malha fechada. A primeira comparação será feita com uma estrutura indireta de controle com orientação no fluxo de rotor e alimentação em corrente. A seguir mostraremos uma estrutura direta de controle com orientação no fluxo de rotor e alimentação em corrente. Finalmente será estudada uma estrutura direta de controle com orientação no fluxo de estator e alimentação em tensão.

5.3.1 Controle vetorial indireto com orientação no fluxo de rotor

A figura 5.7 apresenta uma estrutura de controle vetorial indireta com orientação segundo fluxo de rotor e alimentação em corrente. Controladores nebulosos são usados na malha de velocidade. O projeto do controlador foi feito de acordo com o roteiro da seção anterior, usando tentativa e erro nos ajustes, até que a resposta do sistema esteja de acordo com as especificações que assegurem o alto desempenho que a estrutura deve apresentar.

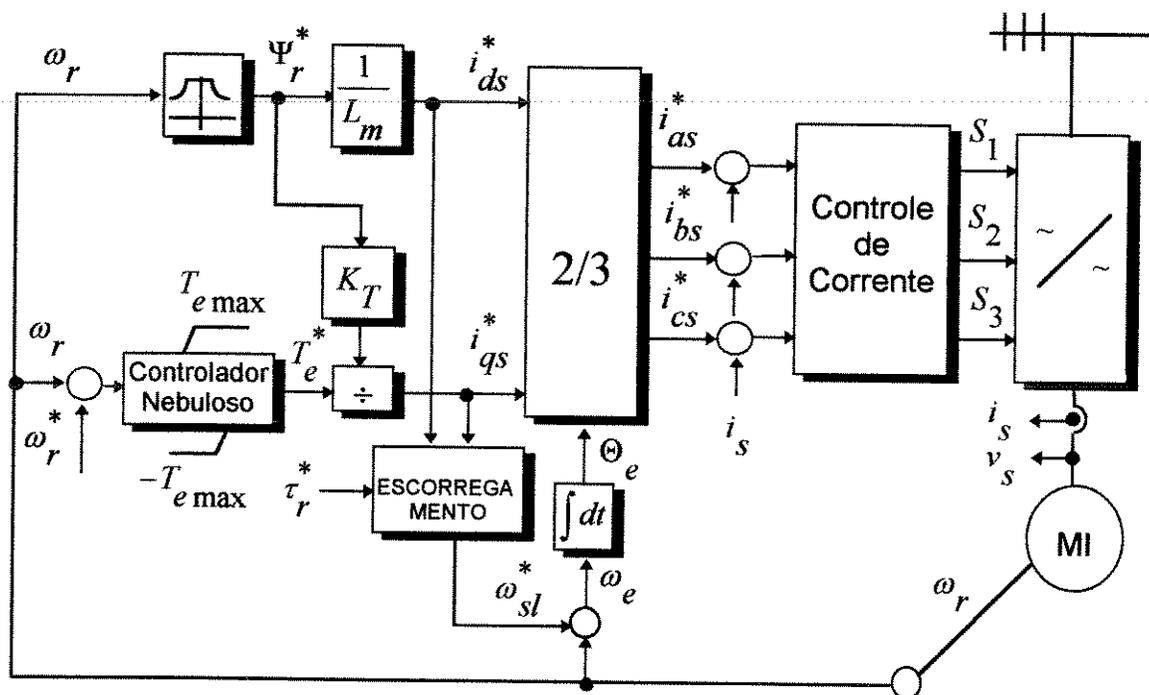
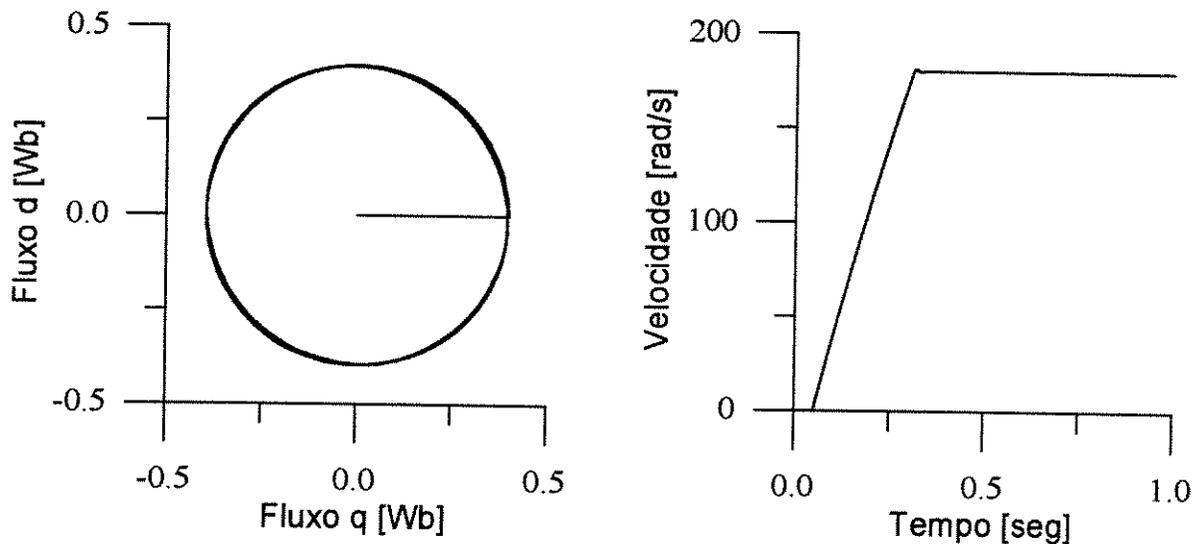


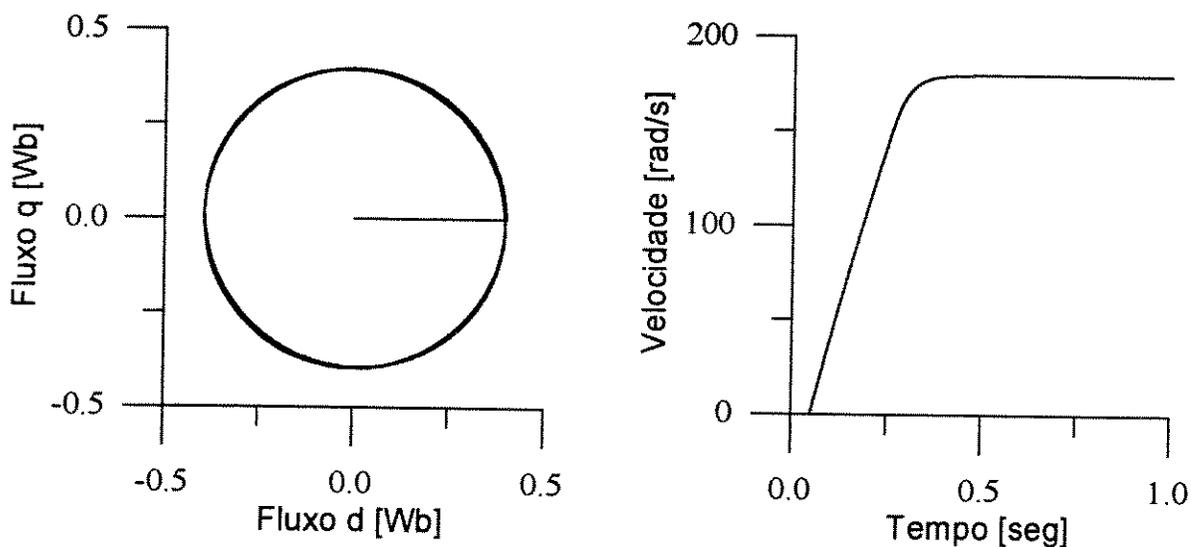
Figura 5.7 Controle vetorial indireto com orientação no rotor e alimentação em corrente com regulador nebuloso na malha de velocidade

Os resultados de simulação deste esquema de controle são apresentados na figura 5.8. A figura 5.8a mostra os resultados com o controlador nebuloso. A figura 5.8b mostra o resultado para as mesmas condições de operação e limitações dos sinais de referência, porém com o tradicional regulador PI na malha de velocidade.

Podemos notar por uma simples inspeção que a resposta de velocidade foi superior com o uso dos controladores nebulosos. Contudo, devemos mencionar que o controle por campo orientado lineariza o modelo da máquina de indução trifásica, dessa forma as diferenças entre o uso de controladores nebulosos e reguladores PI, apesar de existirem, não são realmente significativas. Em outras estruturas onde o desacoplamento entre torque e fluxo não é ideal a resposta apresenta diferenças maiores a favor dos reguladores nebulosos como será visto adiante. Devemos também observar que perante variações de carga ou variações paramétricas o controle nebuloso apresenta maior robustez, sendo neste sentido muito superior ao tradicional PI, justificando seu uso.



(a) Resposta com regulador nebuloso na malha de velocidade.



(b) Resposta com regulador PI na malha de velocidade.

Figura 5.8 Resposta do controle vetorial indireto com orientação segundo fluxo de rotor.

5.3.2 Controle vetorial direto com orientação no fluxo de rotor.

O diagrama de blocos da figura 5.9 mostra uma estrutura de controle vetorial direto com orientação segundo fluxo de rotor para alimentação em corrente. Os reguladores de fluxo e

velocidade foram substituídos por controladores nebulosos afim de que os resultados obtidos com as duas configurações possam ser comparados.

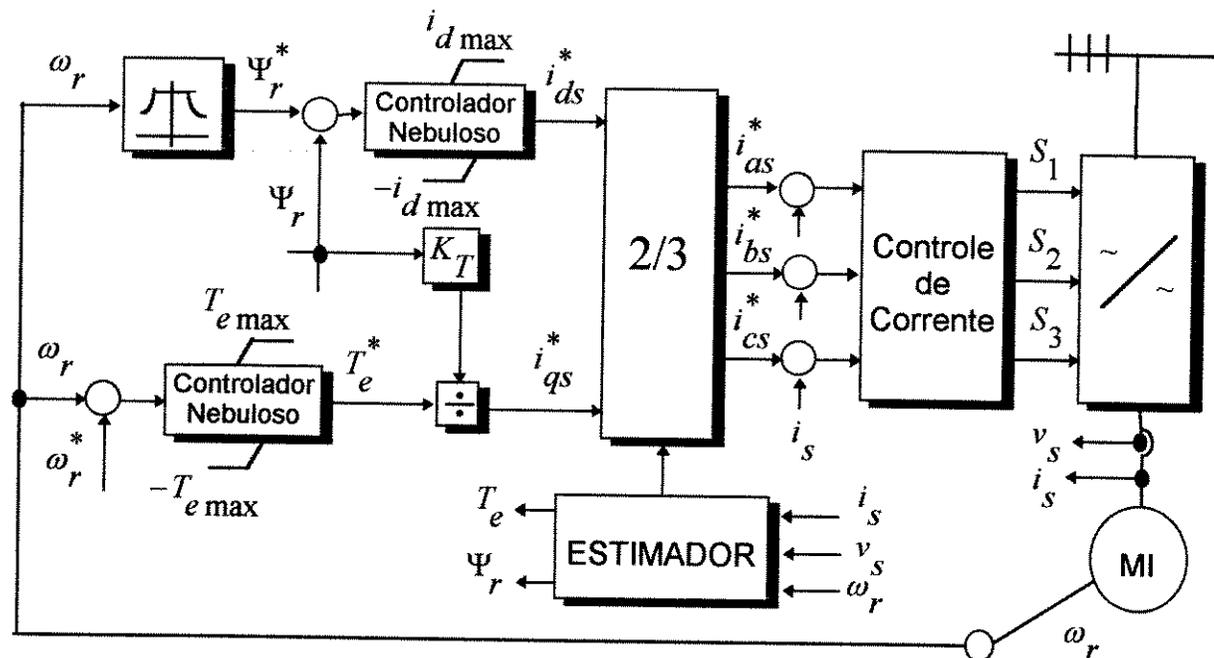


Figura 5.9 Controle vetorial direto com orientação no fluxo de rotor e alimentação em corrente com controladores nebulosos nas malhas de fluxo e velocidade.

Para ilustrar melhor o desempenho do controlador nebuloso observe a figura 5.10. Nela a saída da malha de torque da figura 5.9 é apresentada, com uma limitação de duas vezes o seu valor nominal.

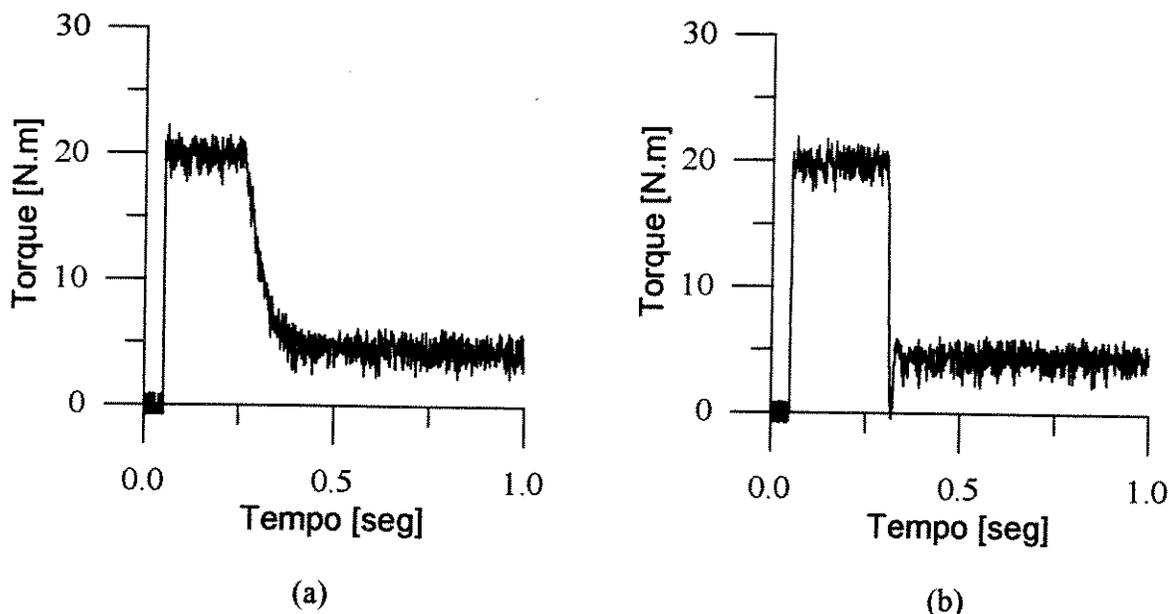
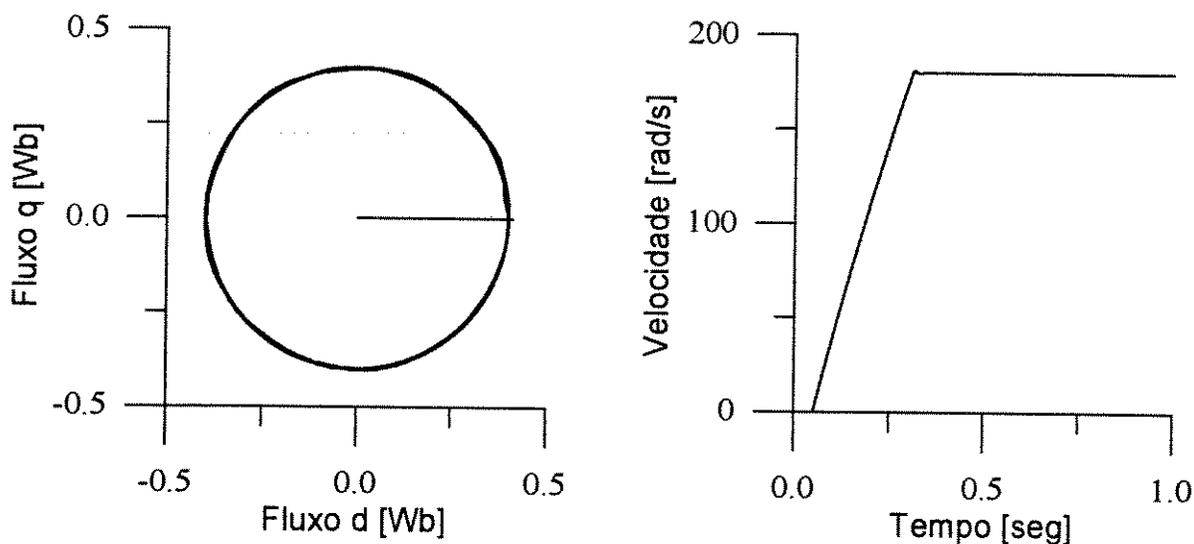


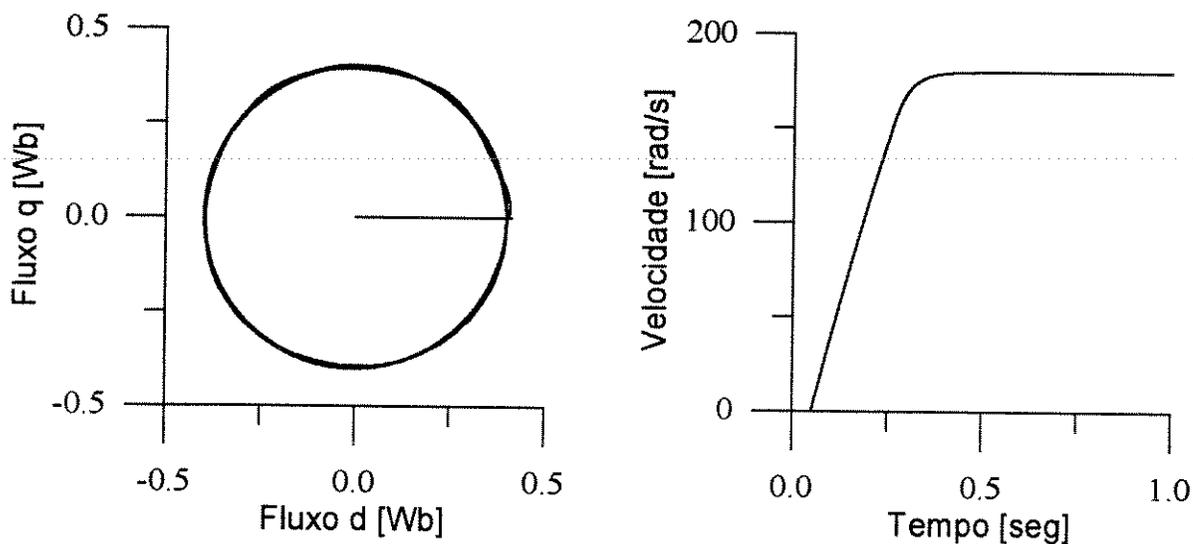
Figura 5.10 Saída da malha de torque dos controladores PI e nebulosos.

A figura 5.10a mostra o resultado obtido com um regulador PI na malha de torque. A figura 5.10b apresenta os resultados da saída da malha de torque com o uso de um controlador

nebuloso. Os resultados foram obtidos para as mesmas condições de operação. Observemos a sensível melhora no comportamento do torque com o uso da técnica nebulosa de controle. Esse fato influencia a rapidez de resposta de velocidade mostrada na figura 5.11.



(a) Resposta com reguladores nebulosos na malha de fluxo e velocidade



(b) Resposta com regulador PI na malha de fluxo e velocidade.

Figura 5.11 Resposta do controle vetorial direto com orientação segundo fluxo de rotor.

A figura 5.11 mostra a resposta de velocidade para a estrutura de controle mostrada na figura 5.9. A figura 5.11a demonstra o desempenho com o uso dos controladores nebulosos e que pode ser comparado com o resultado da figura 5.11b, que utiliza reguladores PI nas malhas de fluxo e velocidade. A comparação mostra o desempenho superior da técnica nebulosa de controle.

O projeto para o regulador nebuloso de fluxo foi efetuado da mesma forma que o controle nebuloso de velocidade. Entretanto, novas regras nebulosas foram montadas e uma quantização diferente do universo de discurso e novas constantes de ganho e normalização foram devidamente ajustadas. O ponto de partida para o ajuste é uma análise das saídas do regulador PI de fluxo. O ajuste final é feito por tentativa e erro às vezes chegando em resultados bem diferentes do ponto inicial de partida.

5.3.3 Controle vetorial direto com orientação no fluxo de estator

A Figura 5.12 mostra uma estrutura direta de controle vetorial com orientação no fluxo de estator e alimentação em tensão.

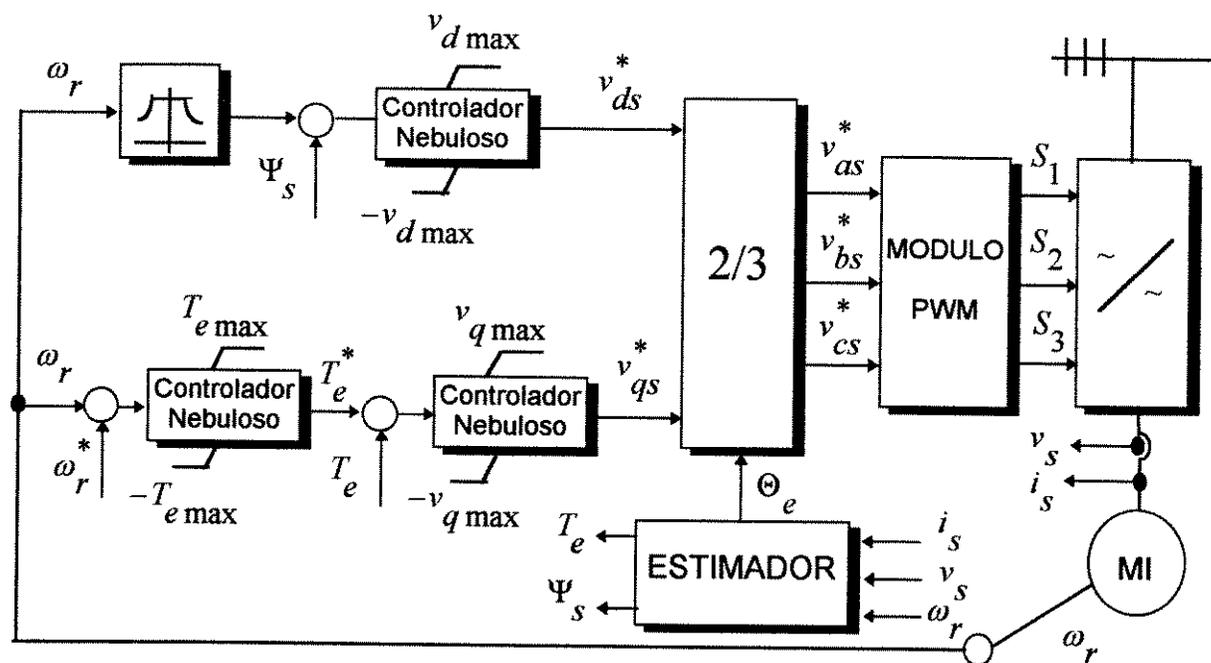


Figura 5.12 Controle vetorial indireto com orientação no fluxo de estator e alimentação em tensão com reguladores nebulosos de fluxo, torque e velocidade.

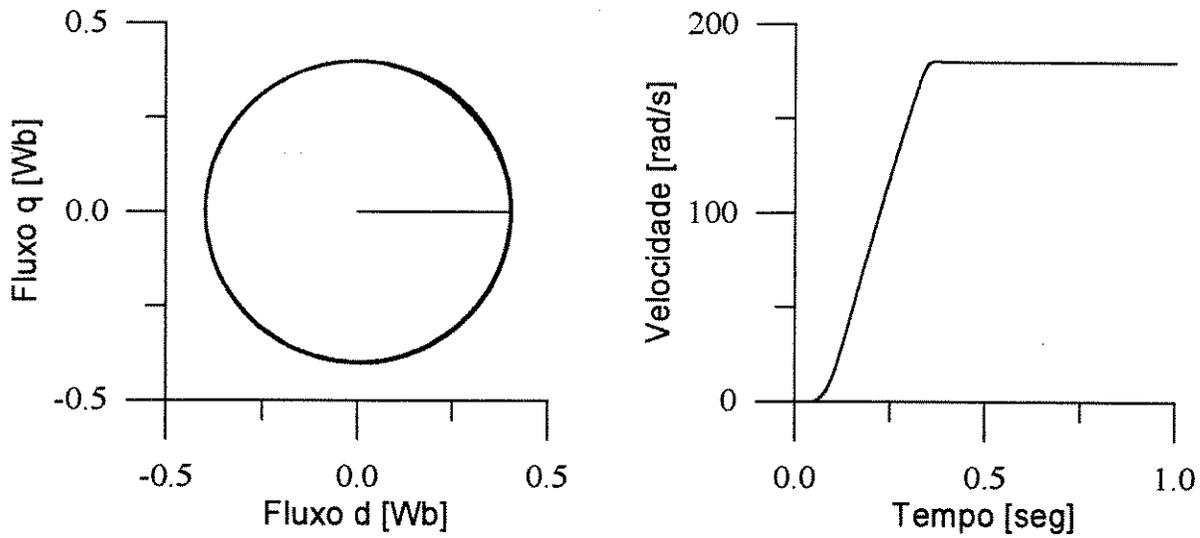
Observemos que existem dois controladores nebulosos em cascata na malha de velocidade. Essa configuração foi adotada de forma que esquema de controle nebuloso fosse semelhante ao esquema de controle usado com reguladores PI.

O controlador nebuloso para a malha interna de torque foi ajustado de forma semelhante ao controlador de velocidade. A matriz de regra nebulosas é semelhante à apresentada anteriormente, porém com valores adequados ao controle de torque.

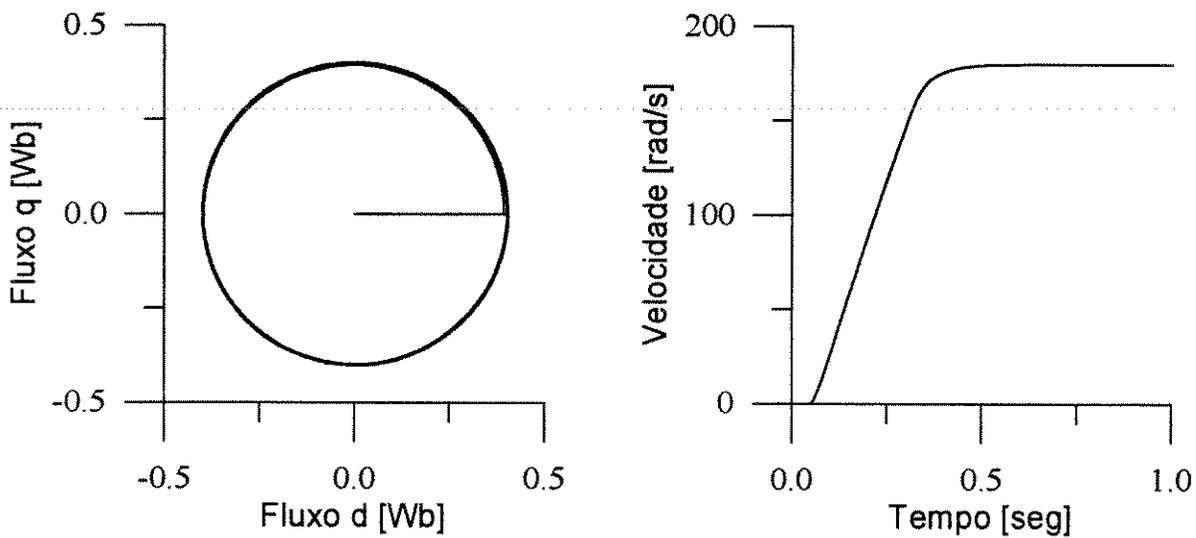
A figura 5.13 apresenta os resultados de simulação para a estrutura da figura 5.12. A figura 5.13a mostra a resposta do sistema com controladores nebulosos nas malhas de fluxo e torque, enquanto que a figura 5.13b faz uso dos reguladores PI. Os dois resultados foram obtidos para as mesmas condições de carga e limitação do sinais de controle. Os ganhos dos reguladores PI foram ajustados de forma a não provocar uma resposta com overshoot e um erro em regime em torno de 1%. Os reguladores nebulosos foram ajustados com base no mesmo critério de forma que uma comparação direta seja válida. Essa metodologia também foi adotada nas situações anteriores.

A figura 5.14 mostra os resultados de simulação para uma mudança de carga durante a operação do acionamento. A situação foi imposta da seguinte forma, a máquina parte com uma carga proporcional à velocidade de forma análoga ao que foi feito para todas as simulações vistas até agora. Após o sistema entrar em regime, no tempo de 0.6 seg, é acoplada uma carga adicional constante de 11 [N.m].

A figura 5.14a mostra o comportamento da resposta de velocidade, e a saída da malha de torque com controladores nebulosos nas malhas de torque, fluxo e velocidade. A figura 5.14b mostra a mesma situação com reguladores PI.



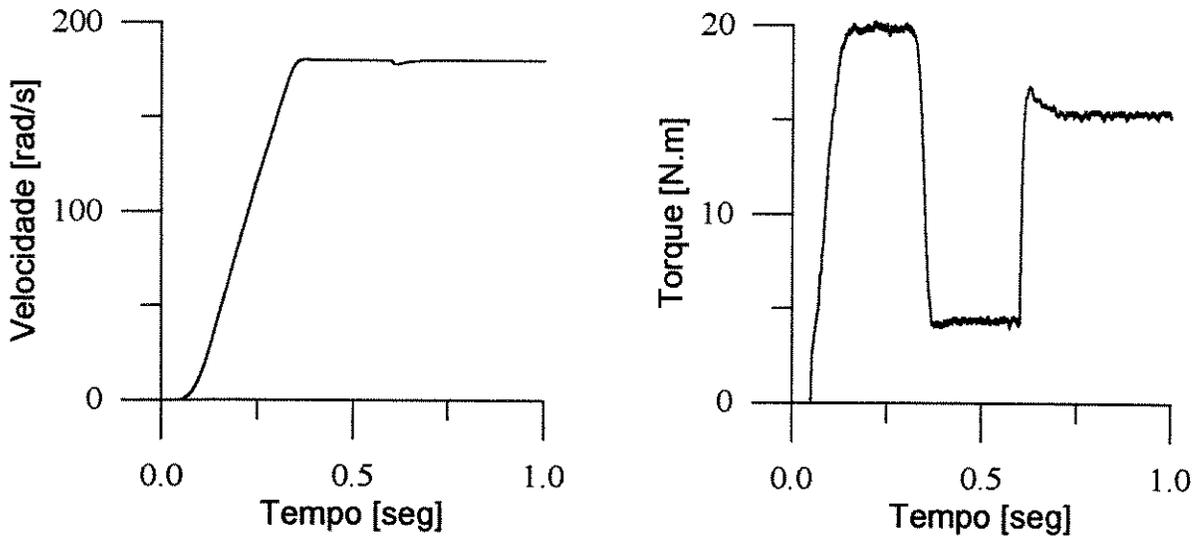
(a) Resposta com reguladores nebulosos na malha de fluxo, velocidade e torque.



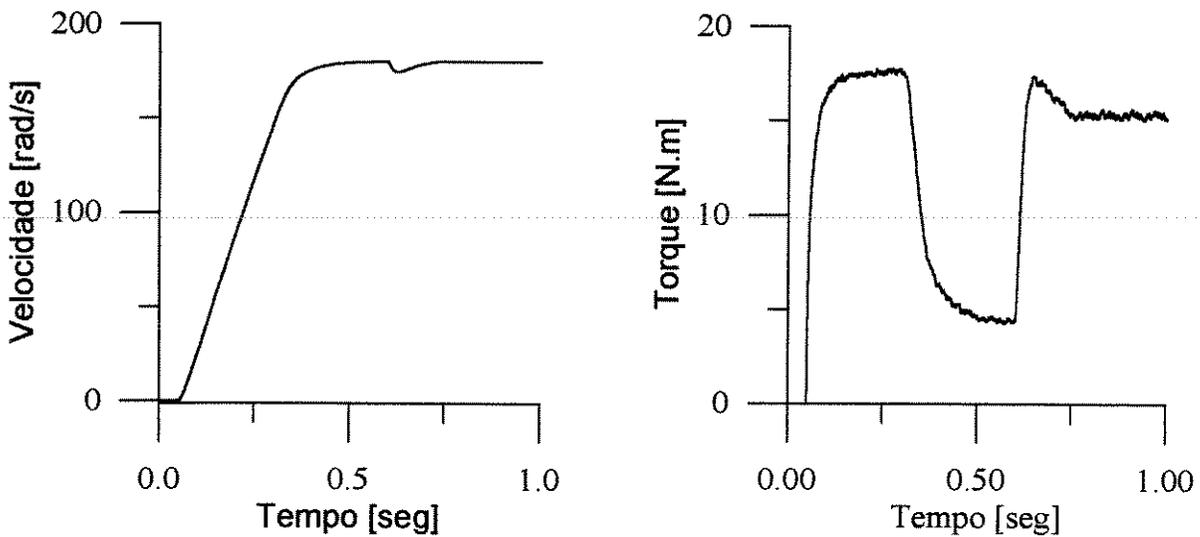
(b) Resposta com regulador PI na malha de fluxo, velocidade e torque.

Figura 5.13 Resposta do controle vetorial direto com orientação segundo fluxo de estator sem reguladores de corrente.

O melhor desempenho dos controladores nebulosos é claro, sendo que a perturbação praticamente não afetou a resposta de velocidade. Outra vantagem dos controladores nebulosos que pode ser citada é a robustez perante mudanças bruscas do sinal de referência de velocidade, neste aspecto o regulador nebuloso também se mostra superior.



(b) Resposta de velocidade com reguladores nebulosos.



(a) Resposta de velocidade com reguladores PI.

Figura 5.14 regulação de velocidade e resposta da malha de torque perante aplicação de carga com reguladores nebulosos e PI.

5.4 Estimação paramétrica com controladores nebulosos.

Nas próximas seções será analisado o fenômeno de variação paramétrica em esquemas de controle vetorial. Três estruturas são propostas, sempre utilizando estimadores nebulosos no algoritmo de adaptação paramétrica.

O primeiro esquema proposto apresenta uma estrutura indireta de controle segundo fluxo de rotor e alimentação em tensão. Neste esquema, a estimação de resistência de enrolamento de rotor é efetuada a fim de corrigir erros na estimação da frequência de escorregamento.

O segundo esquema apresenta uma estrutura direta de controle vetorial com orientação segundo fluxo de estator. Nesta situação, a estimação da resistência de enrolamento de estator é necessária a fim de se corrigir a aquisição de fluxo e velocidade.

Finalmente, a eficiência do controlador IFAM é avaliada perante variação da resistência de enrolamento de estator. A correção deste parâmetro é necessária de forma a se evitar erros na escolha do vetor de tensão que deve acelerar o vetor fluxo controlado.

5.4.1 Controle vetorial com orientação no rotor e alimentação em tensão

A resistência de enrolamento de rotor é o parâmetro elétrico que mais influencia o desempenho dos esquemas indiretos de controle vetorial com orientação segundo fluxo de rotor. A causa disto é a perda da condição de desacoplamento caso o parâmetro real não seja usado na malha de controle. Portanto, para o perfeito funcionamento do sistema, métodos de estimação em tempo real devem ser incluídos na estrutura de controle.

Os métodos mais eficientes de uma forma ou de outra, são baseados em uma comparação entre o fluxo de rotor de referência do circuito de controle e o fluxo de rotor estimado através de grandezas reais medidas na máquina. Dessa comparação pode ser calculado um sinal de correção ao valor nominal da resistência de enrolamento de rotor. Isso é possível pois como foi mostrado na figura 5.1, a variação deste parâmetro provoca uma mudança no valor das componentes de fluxo controlado (Caminhas, 1989).

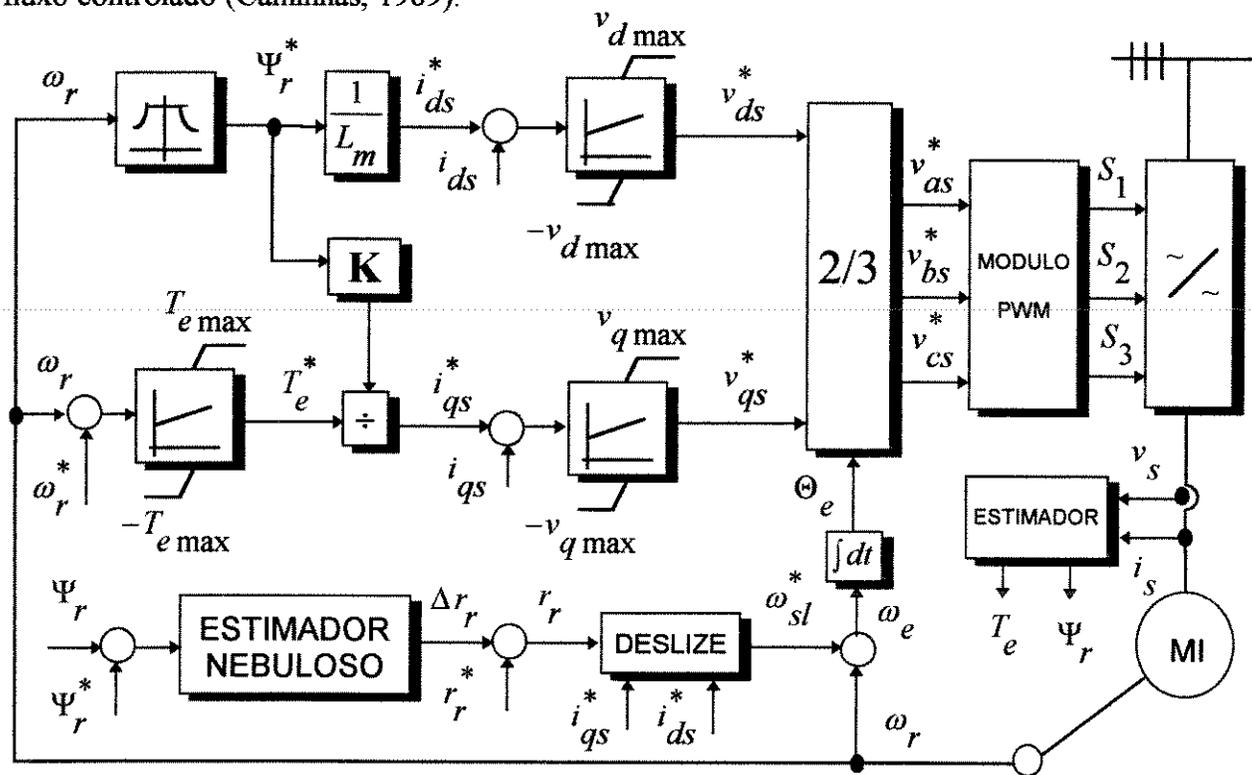


Figura 5.15 Estrutura de controle vetorial indireto com estimação da resistência de enrolamento de rotor.

A figura 5.15 ilustra uma estrutura que se utiliza do conceito do parágrafo anterior, e que inclui um esquema de adaptação baseada na estimação do fluxo de rotor. Note que o erro de fluxo determina o valor de correção da resistência através de um estimador nebuloso. O erro e a variação do erro são as entradas do estimador nebuloso e podem ser escritas como a seguir:

$$E(k) = \Psi_r^*(k) - \Psi_r(k) \tag{5.11}$$

$$CE(k) = E(k) - E(k-1) \tag{5.12}$$

Os resultados fornecidos pelas equações 5.11 e 5.12 devem ser passados para valores por unidade e transformados em variáveis nebulosas, iniciando o processo descrito pela figura 5.5. O estimador nebuloso determina qual o valor de correção a ser adicionado ao valor de referência da resistência de enrolamento de rotor. Assim, o ângulo de orientação não apresenta erro de estimação evitando o acoplamento entre torque e fluxo.

A aquisição de fluxo e de torque, representada pelo bloco estimador, a partir de agora não será mais considerada ideal. Nesta estrutura foi usado um estimador em malha aberta baseado nas equações da máquina de indução trifásica. Assim, as componentes de fluxo de rotor em referencial fixo no estator podem ser estimadas através das seguintes equações (Koyama, 1986):

$$\Psi_{qr}^s = \frac{L_r}{L_m} \left[\int (v_{qs}^s + r_s i_{qs}^s) dt - \sigma L_s i_{qs}^s \right] \quad (5.13)$$

$$\Psi_{dr}^s = \frac{L_r}{L_m} \left[\int (v_{ds}^s + r_s i_{ds}^s) dt - \sigma L_s i_{ds}^s \right] \quad (5.14)$$

$$\Psi_r = \sqrt{\Psi_{qs}^s{}^2 + \Psi_{ds}^s{}^2} \quad (5.15)$$

O torque elétrico é obtido a partir do modelo em eixos dq da máquina de indução como dado pela equação abaixo:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \frac{L_m}{L_r} \left(\Psi_{dr}^s i_{qs}^s + \Psi_{qr}^s i_{ds}^s \right) \quad (5.16)$$

A variação da resistência de enrolamento de rotor tem uma constante de tempo elevada, que está relacionada com a constante de tempo térmica do rotor, sendo sua variação lenta. Portanto, a resposta do circuito de adaptação deve ser lenta, tornando possível a compensação mesmo em baixas velocidades. Entretanto, neste caso o cálculo do fluxo têm baixa precisão devido à presença de integradores na aquisição de fluxo.

A fim de verificar o funcionamento da malha de adaptação, foi imposta uma variação em degrau de 50% acima do valor nominal da resistência de enrolamento. O resultado da estimação é mostrado na figura 5.16, confirmando o funcionamento do método de adaptação, que apesar de um pequeno erro de regime foi capaz de evitar a perda da condição de desacoplamento. Vale a pena mencionar que o processo de estimação foi iniciado após o transitório inicial de partida da máquina, como pode ser notado na figura 5.16.

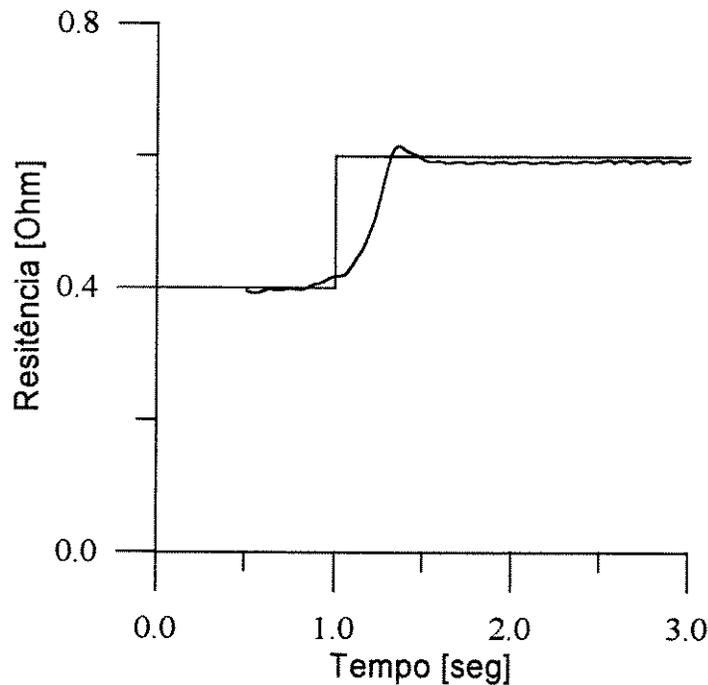


Figura 5.16 Variação da resistência e seu respectivo valor estimado.

As figuras 5.17 e 5.18 mostram mais alguns resultados de simulação do esquema de adaptação apresentado afim de demonstrar sua eficiência. Na figura 5.17, as componentes de fluxo de rotor em referencial síncrono são mostradas. Observemos que os valores de fluxo permanecem dentro do esperado, ou seja, a componente de eixo direto permanece aproximadamente constante, com valor em torno do fluxo de referência, enquanto que a componente de eixo em quadratura tem valor nulo. Dessa forma, a condição de desacoplamento entre torque e fluxo não é perdida após a variação de resistência de enrolamento de rotor.

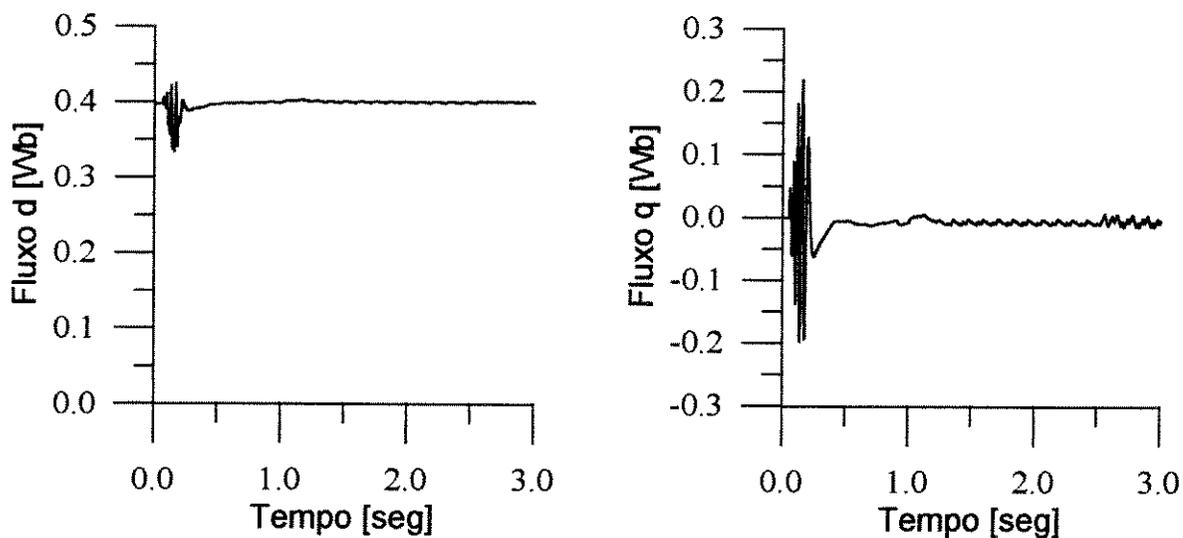


Figura 5.17 Componentes de fluxo de rotor em referencial síncrono com adaptação da resistência de rotor.

A figura 5.18 mostra a mesma situação da figura anterior porém sem a malha de adaptação. Observe que neste caso as componentes de fluxo não mais obedecem a condição de desacoplamento.

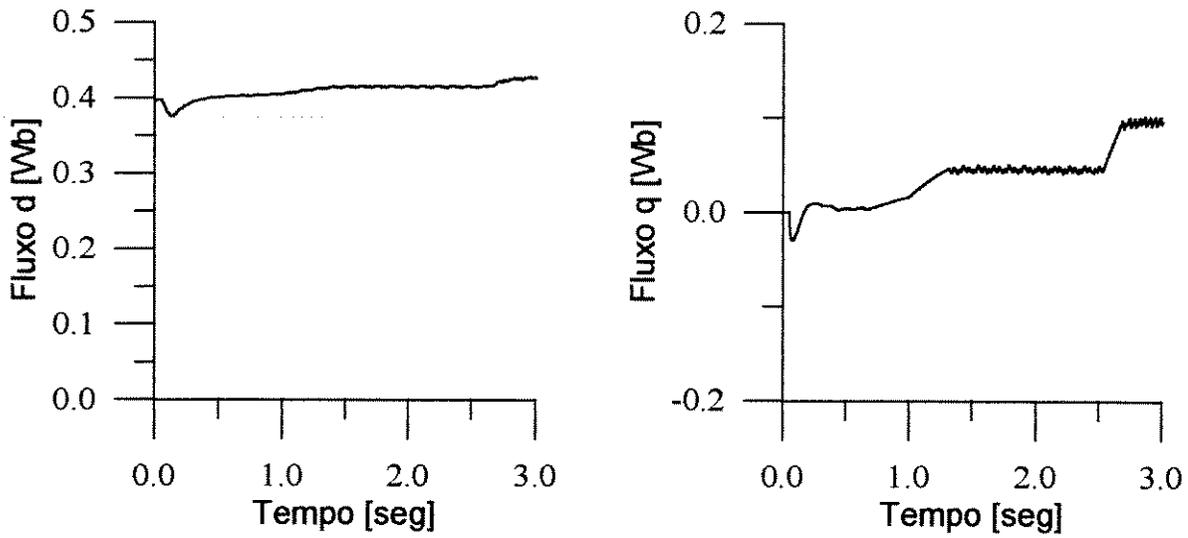


Figura 5.18 Componentes de fluxo de rotor em referencial síncrono sem adaptação da resistência de rotor.

5.4.2 Controle vetorial com orientação no estator e alimentação em tensão

A figura 5.19 apresenta a segunda estrutura de controle vetorial com inclusão de um esquema de adaptação paramétrica. O acionamento é baseado no controle direto de fluxo de estator com alimentação em tensão. Os reguladores de corrente e o circuito desacoplador de corrente estão inclusos de forma a melhorar o desempenho dinâmico do sistema.

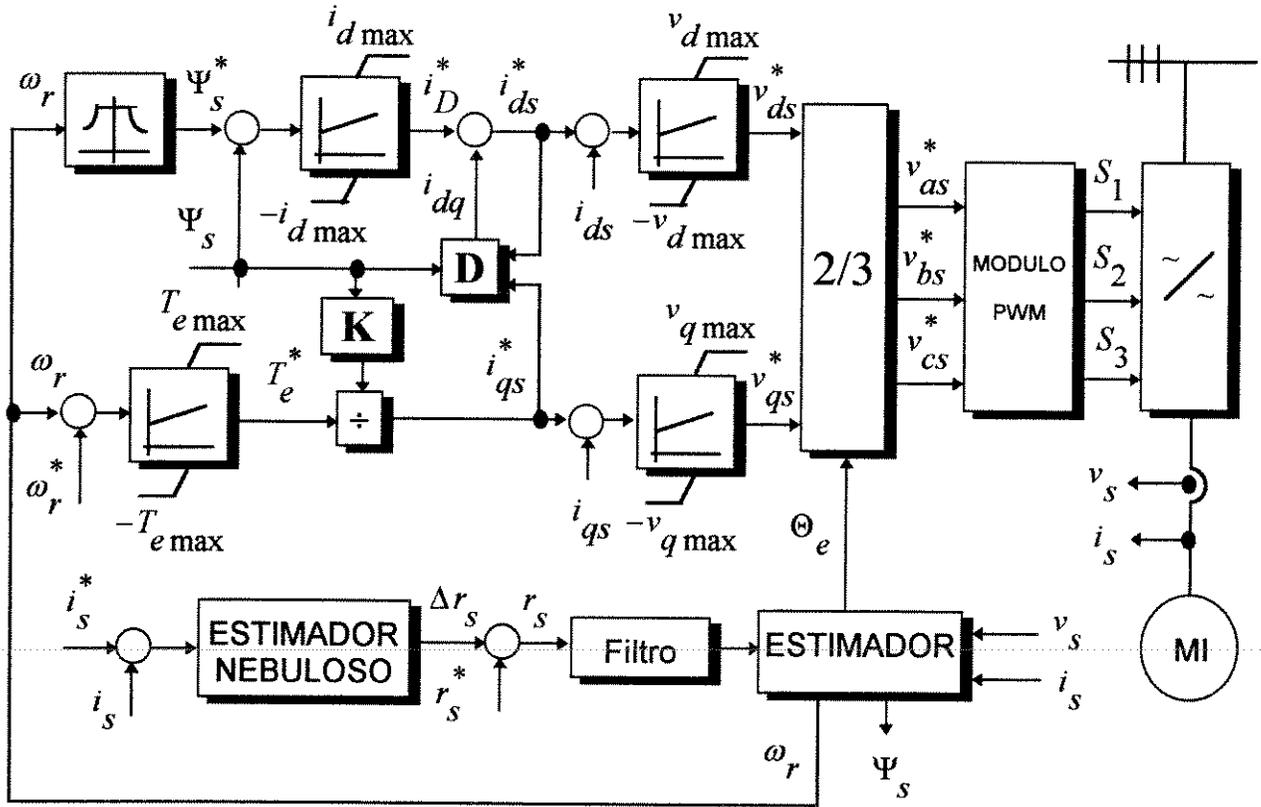


Figura 5.19 Estrutura de controle vetorial direta com orientação no fluxo de estator e alimentação em tensão com adaptação da resistência de enrolamento de estator.

Nesta estrutura as componentes de fluxo de estator, em um sistema de referência fixo no estator, indicado pelo índice “s”, são estimadas a partir das tensões e correntes de fase medidas nos terminais da máquina, pelo bloco estimador, a partir das equações 5.17 e 5.18.

$$\Psi_{qs}^s = \int (v_{qs}^s - r_s i_{qs}^s) dt \tag{5.17}$$

$$\Psi_{ds}^s = \int (v_{ds}^s - r_s i_{ds}^s) dt \tag{5.18}$$

A magnitude de fluxo de estator e o ângulo de transformação podem ser obtidos através das equações abaixo:

$$|\Psi_s| = \sqrt{\Psi_{qs}^s{}^2 + \Psi_{ds}^s{}^2} \tag{5.19}$$

$$\cos \Theta_e = \frac{\Psi_{qs}^s}{|\Psi_s^s|} \quad (5.20)$$

$$\text{sen } \Theta_e = \frac{\Psi_{ds}^s}{|\Psi_s^s|} \quad (5.21)$$

Reguladores PI são usados nas malhas de velocidade e fluxo, e também nas malhas internas de corrente. Para o desacoplador, representado pelo bloco “D”, foi usado a mesma equação desenvolvida para o desacoplador em corrente segundo fluxo de enrolamento de estator.

Na estrutura da figura 5.19 é importante notar a ausência do sensor de velocidade que, passa a ser substituído por um estimador baseado na medidas de tensão e corrente da máquina. Este estimador pode ser construído a partir do ângulo de orientação do fluxo de estator, que pode ser escrito da seguinte forma:

$$\Theta_e = \text{arctag} \frac{\Psi_{qs}^s}{\Psi_{ds}^s} \quad (5.22)$$

A frequência síncrona de rotação do fluxo de estator pode ser obtida a partir da equação acima de acordo com a seguinte expressão:

$$\omega_e = p \Theta_e = p \left(\text{arctag} \frac{\Psi_{qs}^s}{\Psi_{ds}^s} \right) = \frac{\left(p \Psi_{qs}^s \right) \Psi_{ds}^s - \left(p \Psi_{ds}^s \right) \Psi_{qs}^s}{\Psi_{ds}^s{}^2 + \Psi_{qs}^s{}^2} \quad (5.23)$$

A equação 5.23 pode ser escrita de forma mais conveniente fazendo uso das equações que representam a dinâmica do fluxo de estator em um sistema dq fixo no estator. Dessa forma temos que:

$$\omega_e = \frac{\left(v_{qs}^s - r_s i_{qs}^s \right) \Psi_{ds}^s - \left(v_{ds}^s - r_s i_{ds}^s \right) \Psi_{qs}^s}{|\Psi_s^s|^2} \quad (5.24)$$

A velocidade de rotor pode ser finalmente obtida usando as equações 5.23 e 5.24 de acordo com a equação 5.25.

$$\omega_r = \omega_e - \omega_{sl} \quad (5.25)$$

A velocidade angular de escorregamento ω_{sl} é obtida da equação 2.31 eliminando o termo dinâmico. Podemos notar que o processo de aquisição de fluxo e velocidade, e portanto o perfeito desacoplamento entre torque e fluxo, dependem do conhecimento dos parâmetros elétricos da máquina. Dentre eles a resistência de estator exerce uma influência decisiva, sendo que vários trabalhos técnicos mostram algumas soluções para o problema.

No esquema de adaptação proposto um estimador nebuloso é usado para, a partir do erro de corrente de estator do controlador, ajustar a variação da resistência de enrolamento de estator nas equações do estimador. Observe que se uma variação da resistência ocorrer, o fluxo e por sua vez o ângulo de orientação serão estimados forma errada. Isso levará a uma regulação errada de fluxo e uma desorientação do sistema de referência fixo no fluxo girante de estator.

A idéia básica portanto é fazer a corrente da máquina acompanhar a corrente de referência capaz de manter o fluxo no seu valor nominal. Dessa forma podemos escrever as seguintes equações para as entradas do estimador nebuloso:

$$E(k) = i_s^*(k) - i_s(k) \quad (5.26)$$

$$CE(k) = E(k) - E(k-1) \quad (5.27)$$

onde a corrente na máquina i_s e a corrente de referência i_s^* podem ser obtidas através das seguintes equações:

$$i_s = \sqrt{i_{qs}^s{}^2 + i_{ds}^s{}^2} \quad (5.28)$$

$$i_{qs}^* = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \frac{T_e^*}{\Psi_s^*} \quad (5.29)$$

$$i_{ds}^* = \frac{\Psi_s^*}{L_s} + \frac{\alpha L_s}{\tau_r (\Psi_s^* - \alpha L_s i_{ds}^*)} i_{qs}^*{}^2 \quad (5.30)$$

$$i_s^* = \sqrt{i_{qs}^*{}^2 + i_{ds}^*{}^2} \quad (5.31)$$

As equações 5.30 e 5.31 são obtidas a partir das equações 2.30 e 2.31 escritas para o controle vetorial indireto por orientação de campo. Assim, adotando como variáveis nebulosas o erro e a variação do erro de corrente, e a mudança no valor da resistência de enrolamento de estator, podemos projetar um estimador nebuloso de acordo com o procedimento dado neste capítulo. A quantização do universo de discurso das variáveis nebulosas, e a matriz de regras nebulosas para essa situação tem a forma mostrada na figura 5.6, e na tabela I. Os ajustes adequados a essas regras devem partir de um conhecimento do sistema, baseado na experiência do projetista.

A figura 5.20 ilustra o desempenho da estrutura mostrada na figura 5.19. A resistência de enrolamento de estator foi forçada a uma variação em degrau de 50% de seu valor. A figura 5.20a mostra o resultado antes da filtragem do sinal, enquanto que a figura 5.20b mostra o resultado após o processo de filtragem. Os resultados obtidos confirmam o sucesso do procedimento de adaptação. O filtro utilizado foi construído baseado na rotina "Filter" do MatLab.

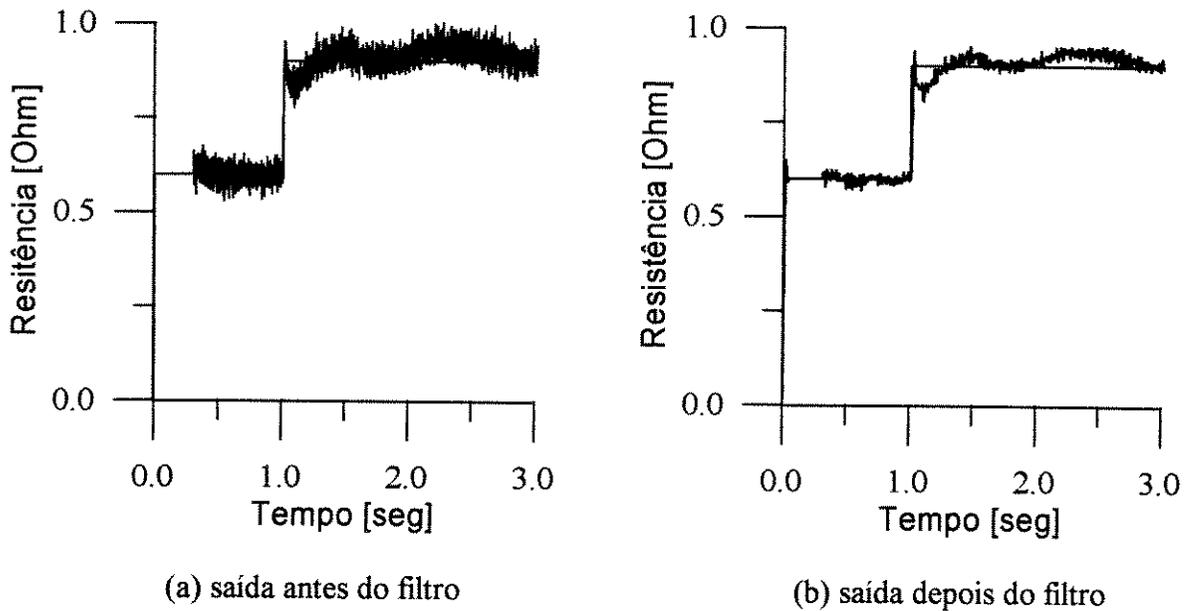


Figura 5.20 Estimação da resistência de enrolamento de estator para uma variação em degrau.

A fim de verificar o efeito da estimação da resistência sobre o desempenho do sistema observemos a figura 5.21. O comportamento da corrente na máquina em relação à corrente de referência, e o resultado da estimação de velocidade são mostrados sem a correção do valor de resistência.

Observemos que a corrente se desvia da referência a partir do momento em que o degrau de variação da resistência de enrolamento de estator se inicia. A estimação de velocidade também mostra problemas, pois também depende deste parâmetro, apresentando uma pequena queda no seu valor final de regime.

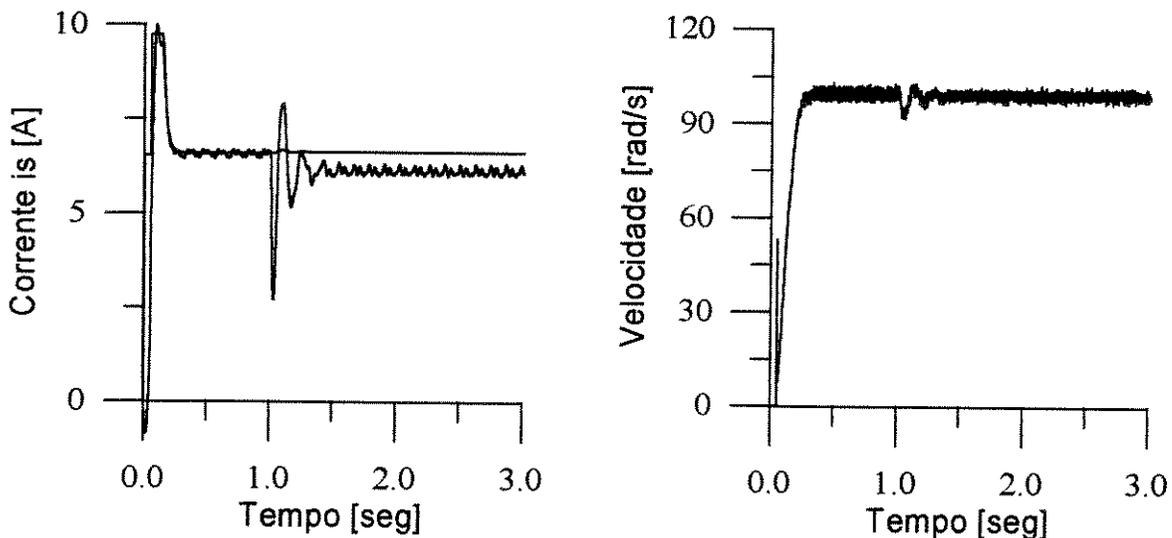


Figura 5.21 Efeito da variação paramétrica na corrente e na estimação de velocidade.

A figura 5.22 mostra o efeito da correção da resistência de acordo com o método proposto. Observemos que o ajuste funcionou de forma eficiente corrigindo os desvios causados

pela variação da resistência de enrolamento de estator. Esse resultado confirma mais uma vez a eficiência dos estimadores nebulosos em algoritmos de estimação de parâmetros.

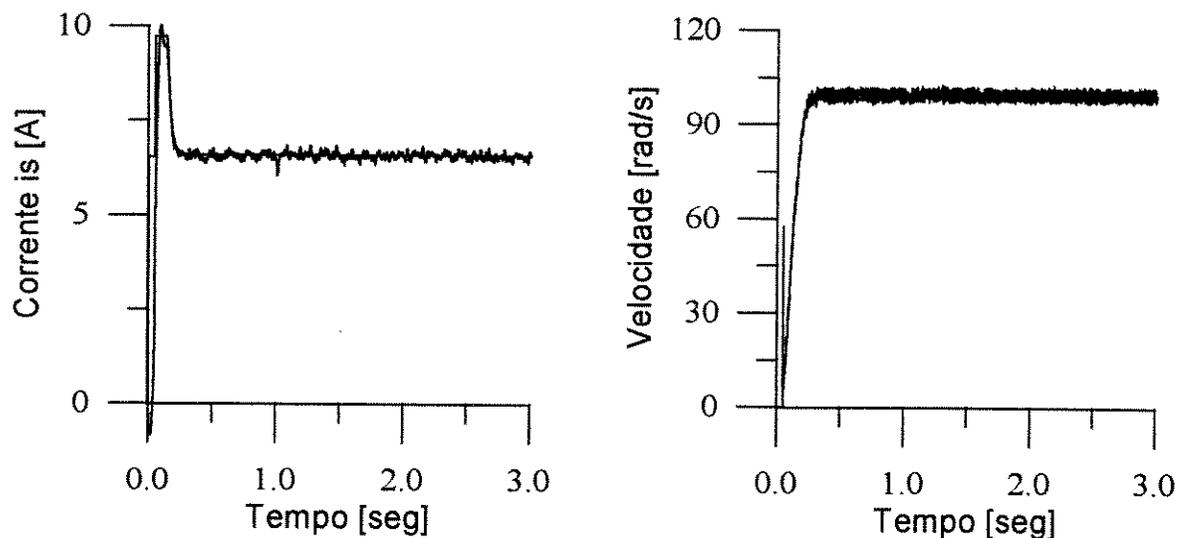


Figura 5.22 Efeito da adaptação paramétrica na corrente e na estimação de velocidade.

O erro na estimação do fluxo de estator, e conseqüentemente a perda da condição de desacoplamento, devido ao efeito de variação paramétrica podem ser notados na figura 5.23. Observe que o fluxo de eixo direto diminui seu valor, enquanto que o fluxo de eixo em quadratura, que deveria ter valor nulo, apresenta uma componente diferente do valor esperado.

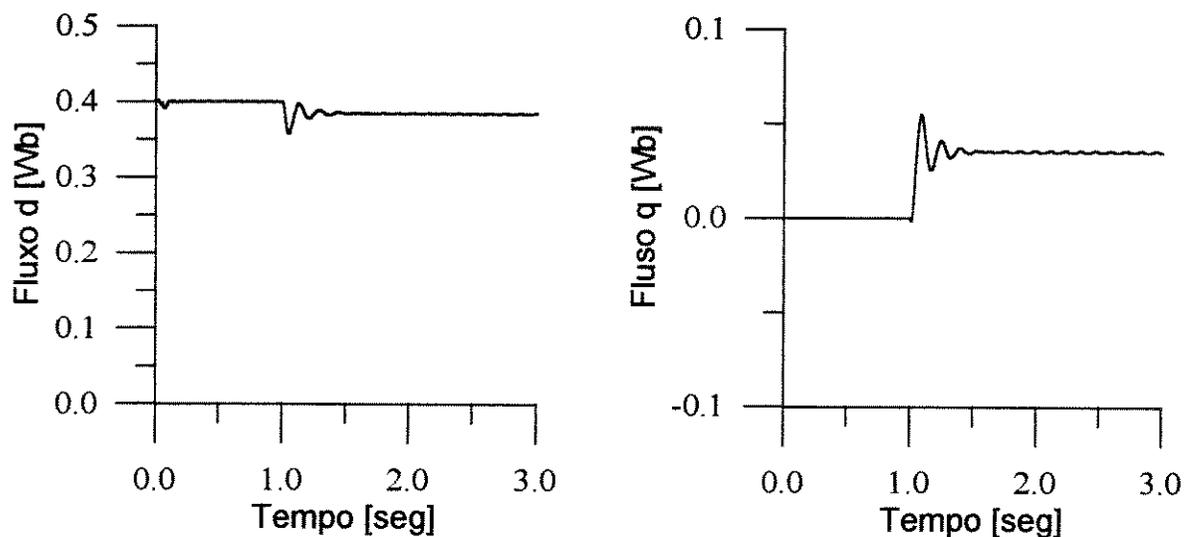


Figura 5.23 Comportamento das componentes de fluxo de estator na máquina sem processo de adaptação.

A figura 5.24 apresenta o comportamento das componentes do vetor fluxo, com o processo de estimação de resistência. Observe que a componente de eixo direto de fluxo não se desvia de seu valor de referência, enquanto que a componente de eixo em quadratura permanece com seu valor próximo de zero. Esse resultado novamente confirma o desempenho do método proposto, confirmando seu funcionamento em condições extremas de uso.

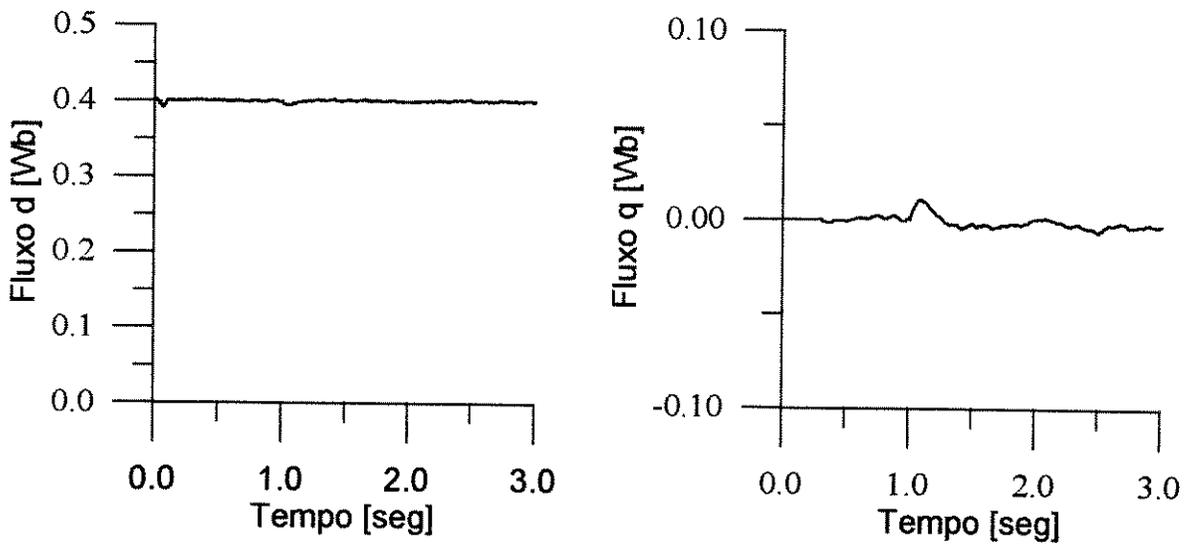


Figura 5.24 Comportamento das componentes de fluxo de estator na máquina com processo de adaptação.

5.4.3 Controle IFAM

A figura 5.25 apresenta uma estrutura de controle vetorial por aceleração de campo com controle direto de torque, normalmente conhecida por IFAM ou DTC. Esta estrutura apresenta um esquema adicional de estimação de resistência de enrolamento de estator baseada em um estimador com regras nebulosas.

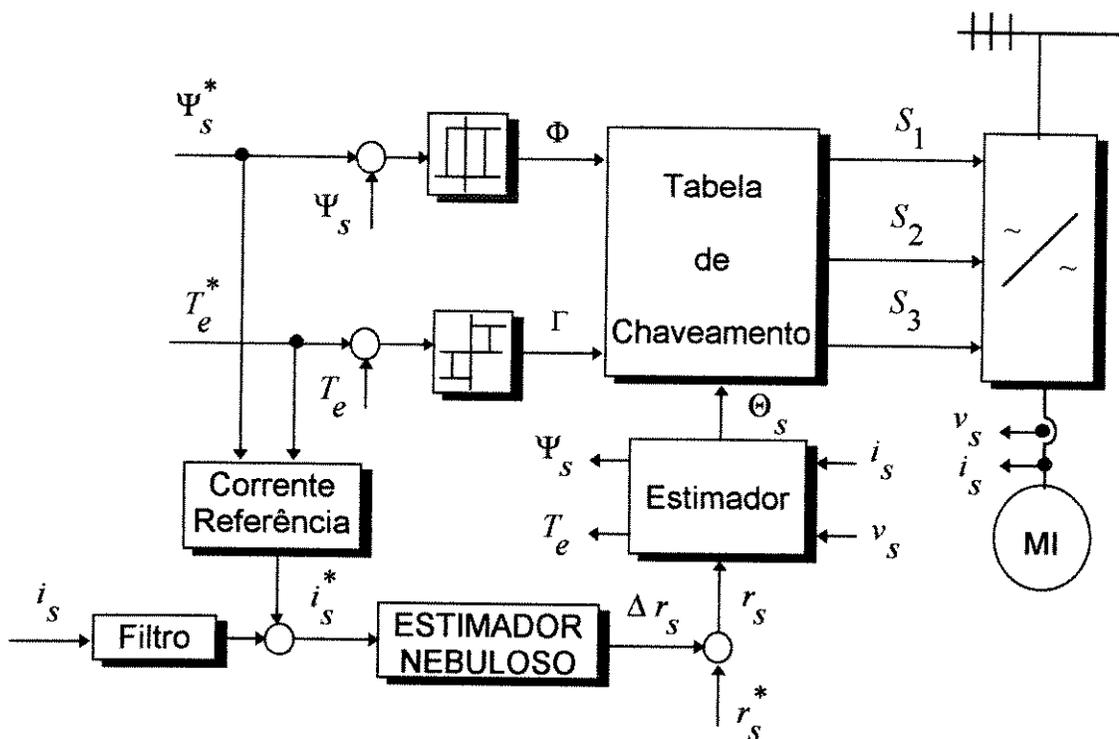


Figura 5.25 Estrutura de controle direto de torque com estimação nebulosa da resistência de enrolamento de estator.

O bloco estimador de fluxo e torque incluído na figura utiliza as equações 5.17, 5.18 e 5.19 para estimação das componentes de fluxo de estator. A equação 5.22 é usada para o cálculo da posição do vetor fluxo controlado. O torque é estimado a partir da equação abaixo:

$$T_e = \frac{2}{3} \frac{p}{2} \left(\Psi_{qs}^s i_{ds}^s - \Psi_{ds}^s i_{qs}^s \right) \quad (5.32)$$

A variação na resistência de enrolamento de estator causa uma estimação errada das componentes de fluxo, que por sua vez introduzem erros no cálculo da posição do vetor fluxo controlado e no torque estimado, esses fatos provocam uma deterioração do esquema de controle. Portanto, para o perfeito funcionamento da estrutura um esquema de adaptação da resistência de enrolamento de estator é necessária.

Tomando como base os esquemas de estimação adotados nos itens anteriores, podemos projetar um estimador nebuloso para corrigir a variação paramétrica deste sistema. Através de simulações é possível demonstrar a existência de uma variação da corrente de estator em relação a uma corrente de referência calculada a partir dos dados do controlador. Esse fato possibilita o ajuste do estimador nebuloso baseado no erro de corrente de estator. A partir dessa idéia podemos escrever as seguintes equações:

$$E(k) = i_s^*(k) - i_s(k) \quad (5.33)$$

$$CE(k) = E(k) - E(k-1) \quad (5.34)$$

onde a corrente na máquina e a corrente de referência podem ser obtidas através das seguintes equações:

$$i_s = \sqrt{i_{qs}^{s2} + i_{ds}^{s2}} \quad (5.35)$$

$$i_s^* = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \frac{T_e^*}{\Psi_s^*} \quad (5.36)$$

As equações 5.33 e 5.34 são as entradas do estimador nebuloso, que pode ser projetado de acordo com o procedimento dado na seção 5.2.1 de forma a fornecer como saída o sinal de correção da resistência de enrolamento de estator.

A fim de demonstrar o funcionamento da estrutura da figura 5.25, foi imposta uma perturbação em degrau na resistência de enrolamento de estator de 50% de seu valor nominal. A referência de torque foi mantida constante no seu valor nominal de 10 N.m e o fluxo em 0.4 Wb.

A figura 5.26 mostra o resultado obtido com o esquema de adaptação proposto, mostrando a resposta da malha de estimação perante a perturbação em degrau que foi imposta ao sistema. O efeito da correção da resistência de enrolamento de estator sobre a corrente de estator pode ser notado na figura 5.27. O comportamento da corrente pode ser observado, primeiro com o processo de adaptação e em seguida sem a adaptação. O resultado confirma o bom desempenho do algoritmo de adaptação.

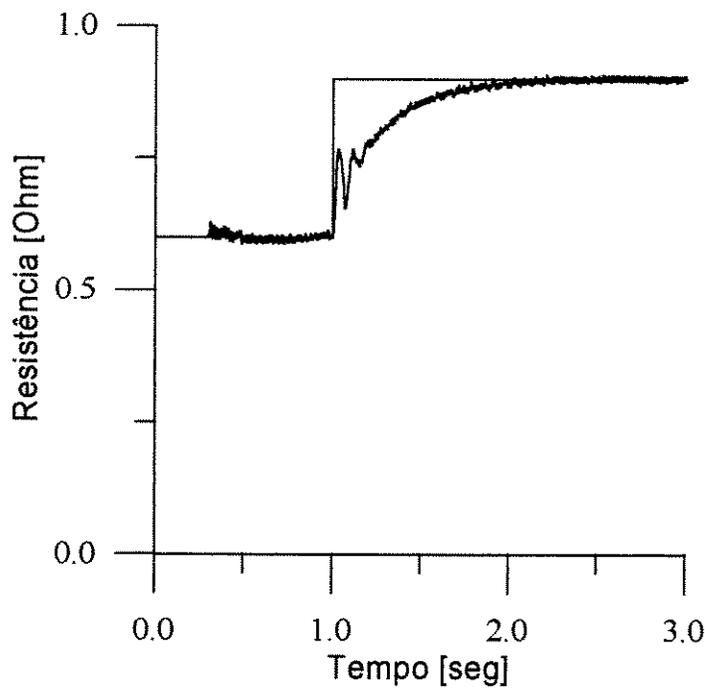


Figura 5.26 Estimação da resistência de enrolamento de estator para uma variação em degrau.

A figura 5.28 mostra o que ocorre com torque do motor durante o processo de estimação. Na figura 5.28a é mostrado a resposta de torque com correção da resistência. A figura 5.28b mostra o comportamento do torque caso a resistência não fosse corrigida. Podemos notar que nesta situação o controle perde a precisão de resposta de torque comprometendo o desempenho do sistema.

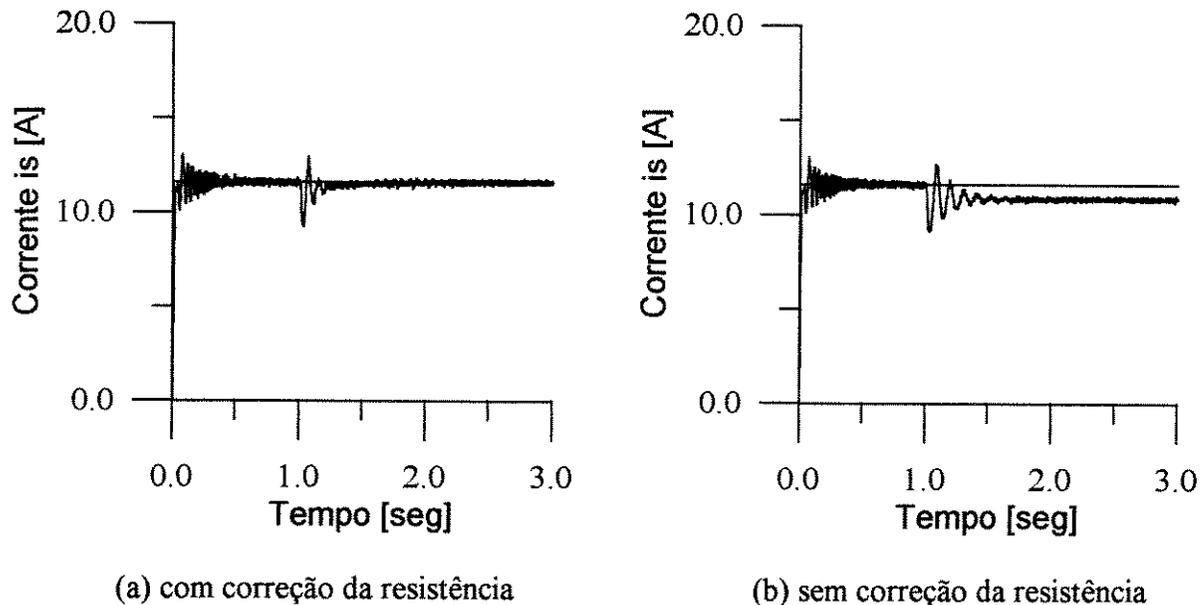
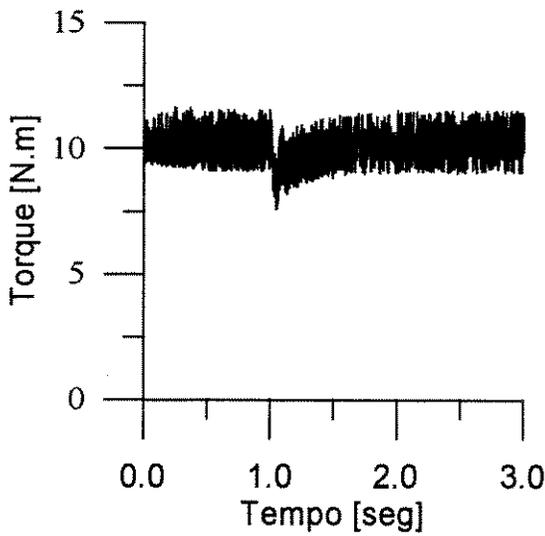
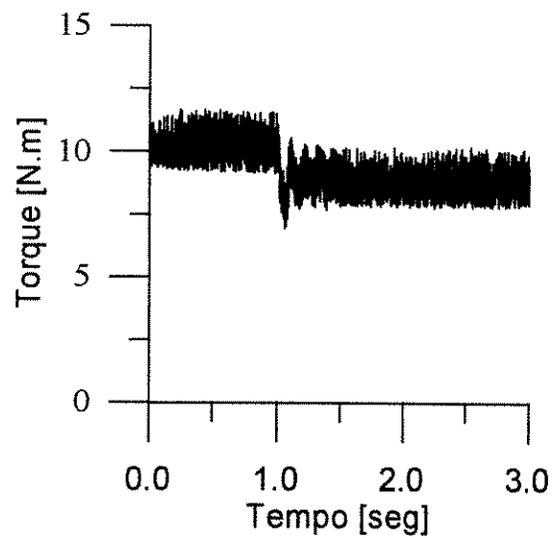


Figura 5.27 Comportamento da corrente de estator com e sem a correção da resistência de estator

A figura 5.29 mostra o efeito da adaptação sobre o estimador de fluxo. O fluxo real no motor obtido com a estrutura de adaptação de resistência é mostrado na figura 5.29a. A figura 5.29b mostra a estimação de fluxo sem a devida correção da resistência de enrolamento de rotor.



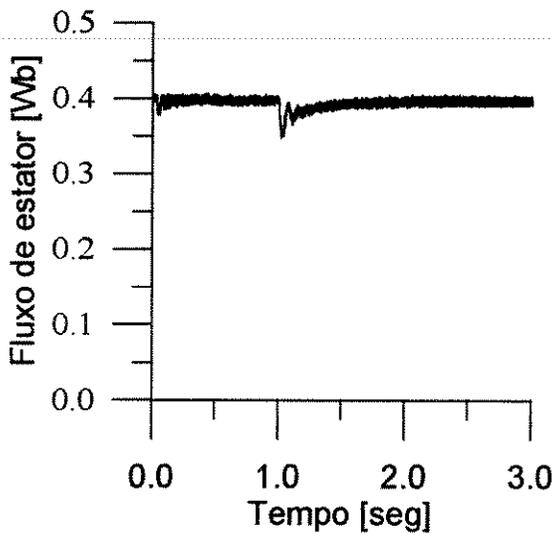
(a) com correção da resistência



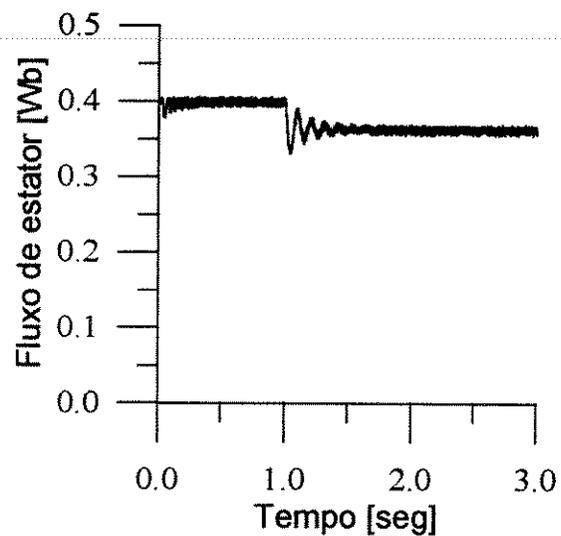
(b) sem correção da resistência

Figura 5.28 Comportamento do torque de estator com e sem a correção da resistência de

Observe que com a estimação o valor real do fluxo não sofreu alteração acompanhando o sinal de referência como esperado. Porém, sem a correção de resistência o fluxo é estimado com erro, e isso acarreta uma errada regulação de fluxo na máquina.



(a) com correção da resistência



(b) sem correção da resistência

Figura 5.29 Comportamento do fluxo de estator com e sem a correção da resistência de estator

Conclusões

Neste trabalho diversas técnicas de controle vetorial foram estudadas em suas características básicas. A análise das diferentes estruturas de controle, principalmente quanto à forma de controle de torque e fluxo, levou a uma classificação natural das mesmas em dois grupos básicos.

O primeiro grupo constitui as técnicas que apresentam a orientação de campo e o desacoplamento entre torque e fluxo como característica dinâmica de funcionamento. O segundo grupo compõe as técnicas que utilizam o conceito de aceleração de campo para controle de torque. Entretanto, esta classificação não teve objetivo de qualificar ou dividir os métodos vetoriais de acionamento, mas sim facilitar o entendimento dos vários esquemas de controle apresentados.

Subdivisões dos dois grupos acima mencionados ainda foram feitas. Os métodos de orientação de campo foram divididos quanto à sua natureza (direta e indireta) e quanto à forma de alimentação do motor, ou seja, apropriados à alimentação em corrente e em tensão.

As técnicas de orientação de campo com alimentação em tensão foram exploradas de duas formas, com a inclusão de reguladores de corrente e circuitos desacopladores a fim de garantir o alto desempenho dinâmico comum aos esquemas vetoriais de controle, e através de estruturas alternativas que não apresentam os tradicionais reguladores de corrente simplificando a dinâmica do sistema. Para essa forma de controle foi dada ênfase aos métodos diretos por representarem a forma mais eficiente de implementação para alimentação em tensão.

Os métodos de orientação de campo, para alimentação em corrente ou em tensão, foram estudados em todas as possibilidades de orientação, ou seja, para controle segundo fluxo de rotor, estator e mútuo. A generalização de grupos de estruturas que apresentavam as mesmas características de controle foi discutida sempre que possível, seguindo uma tendência recente na área de acionamentos.

As técnicas de aceleração de campo foram expostas desde seus conceitos básicos até estruturas recentes de controle, destacando-se os controladores FAM TII, IFAM e DSC. Apesar de uma generalização de tais métodos ser possível de forma a apresentar o controle segundo fluxo arbitrário, isso não é comum nesta classe de acionamentos, pois o controle segundo fluxo de estator com alimentação em tensão se mostra muito mais eficiente que as demais possibilidades. Assim somente essa forma de controle foi explorada.

Todos os métodos apresentados durante o trabalho foram implementados para simulação digital em linguagem C⁺⁺, isso permite que algumas conclusões possam ser feitas a respeito de cada estrutura:

- As técnicas diretas de controle vetorial têm como característica básica o uso da informação real de fluxo controlado, seja ele medido ou estimado através dos sinais terminais de corrente e tensão da máquina. Os métodos indiretos por sua vez não apresentam a informação real do fluxo na estrutura de controle.

- A técnica de controle por modulação vetorial, usada na alimentação em tensão, é superior à técnica de histerese de corrente em termos de distorção harmônica. Porém, este fato não pode confundir a avaliação dos métodos de controle apresentados.
- Entre os métodos de orientação de campo, tanto com alimentação em corrente quanto em tensão, o controle segundo fluxo de rotor apresenta idealmente o melhor desempenho dinâmico, contudo a robustez à variação de parâmetros inerente aos métodos de controle segundo fluxo de estator e mútuo, sugere a possibilidade de implementações mais simples e com bom desempenho dinâmico.
- Para o controle segundo fluxo mútuo, em ambas as formas de alimentação, os circuitos desacopladores podem ser evitados. Indicando uma vantagem para essa forma de implementação.
- As técnicas de orientação de campo e alimentação em tensão foram desenvolvidas em duas formas: com controladores de corrente análogas à orientação de campo clássica, e sem controladores de corrente análogas à aceleração de campo.
- Elevados ganhos nas malhas de fluxo garantem rapidez de resposta e robustez aos controladores vetoriais diretos. Entretanto, para a alimentação em tensão essa característica pode levar a picos de corrente durante transitórios.
- Os métodos de aceleração de campo, conforme podemos concluir, são recomendados para controle segundo fluxo de estator em alimentação e tensão. Duas formas de controle de torque podem existir: estruturas com bloco de escorregamento controlado e estruturas com escolha do vetor tensão com maior componente em quadratura com o fluxo controlado.
- Os algoritmos de controle dos métodos FAM TII, IFAM são desenvolvidos em referencial síncrono com o fluxo controlado, enquanto que o DSC é desenvolvido em referencial fixo no estator.
- Os métodos IFAM e DSC, como propostos originalmente, não apresentam possibilidade de reversão de velocidade, esse problema foi estudado neste trabalho baseando-se em resultados semelhantes encontrados na literatura.
- Nas estruturas de aceleração de campo, com controle de torque através da escolha adequada do vetor de tensão do inversor, o controle de torque é feito pela aplicação sistemática de vetores ativos e nulos.
- As semelhanças entre as estruturas de controle FAM TII direto, IFAM, DSC, principalmente quanto à forma de geração de torque, justifica sua classificação no grupo de técnicas que se iniciou com os trabalhos do Yamamura.
- A principal contribuição das técnicas de controle por aceleração de campo foi gerar estruturas adequadas à alimentação em tensão com alto desempenho dinâmico, e auxiliar com novos conceitos o entendimento dos mecanismos de controle de torque nas máquinas elétricas de corrente alternada.

A aplicação de inteligência artificial e sistemas especialistas em eletrônica de potência, vem mostrando ser uma área promissora no desenvolvimento de novas formas de controle. Em particular lógica nebulosa tem recebido um destaque maior, pela sua eficiência e simplicidade. Neste trabalho algumas das principais formas de utilização de algoritmos nebulosos foram usados para confirmar e demonstrar a utilidade dessa técnica. Em especial os estimadores de parâmetros baseados em regras nebulosas se mostraram muito eficientes, motivando a continuação do estudo realizado neste trabalho. A aplicação dos controladores nebulosos substituindo os tradicionais reguladores PI em estruturas vetoriais de controle também confirmaram sua superioridade. Porém, por ser o controle vetorial por campo orientado uma linearização do modelo não linear da máquina de indução trifásica, a diferença entre as respostas de controle fazendo uso das duas técnicas não chega a ser significativa.

Contudo, outras vantagens como flexibilidade e robustez garantem a superioridade do controlador nebuloso.

Como proposta de continuidade de trabalho, propõe-se a implementação em laboratório das técnicas aqui apresentadas, onde a sugestão seria um trabalho com ênfase ao controle vetorial direto por campo orientado com alimentação em tensão. Das técnicas de aceleração de campo o controle IFAM, seria o mais indicado para uma primeira implementação, pois trata-se de uma estrutura simples que não necessita do sensor de velocidade. Além disso, vários aspectos deste esquema ainda podem ser explorados, como estimação de fluxo, adaptação de resistência de enrolamento de estator, alimentação em tensão através de técnicas de modulação vetorial e estratégias que tornem possível a diminuição da frequência de chaveamento, um dos pontos mais críticos dessa estrutura.

Como sugestão teórica novas técnicas de estimação e aquisição de fluxo e velocidade, que hoje talvez representem a maior fonte de inspiração aos pesquisadores da área, podem ser exploradas e agrupadas aos algoritmos nebulosos propostos. Como exemplo, podemos citar outras áreas de desenvolvimento baseadas em técnicas de controle moderno como: observadores em malha fechada, filtros de kalman, redes neuronais, redes neuro- nebulosas.

APÊNDICE A

Modelo em eixos ortogonais da máquina de indução trifásica

A equação A.1 apresenta o modelo da máquina de indução trifásica tipo gaiola em um sistema dq girante à velocidade ω na forma de variáveis de estado (Krause, 1986). Este modelo foi extensivamente usado durante este trabalho para obtenção dos resultados de simulação. Os índices “s” e “r” denotam grandezas de estator e rotor respectivamente. Neste modelo as entradas ou excitações são as componentes dq da tensão de estator, e as saídas são as componentes de fluxo de estator e rotor.

$$p \begin{bmatrix} \Psi_{qs} \\ \Psi_{ds} \\ \Psi_{qr} \\ \Psi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_r \frac{L_r}{D} & -\omega & r_s \frac{L_m}{D} & 0 \\ \omega & -r_r \frac{L_r}{D} & 0 & r_s \frac{L_m}{D} \\ r_s \frac{L_m}{D} & 0 & -r_r \frac{L_r}{D} & -(\omega - \omega_r) \\ 0 & r_s \frac{L_m}{D} & (\omega - \omega_r) & -r_r \frac{L_r}{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{qs} \\ \Psi_{ds} \\ \Psi_{qr} \\ \Psi_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

onde:

r_r : resistência de enrolamento de rotor,

r_s : resistência de enrolamento de estator,

L_r : indutância própria de enrolamento de rotor,

L_s : indutância própria de enrolamento de estator,

L_m : indutância mútua,

$D = L_r L_s - L_m^2$,

ω_r : velocidade de rotor,

O torque eletromagnético pode ser escrito de várias formas, porém as mais úteis e frequentes neste trabalho são:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \frac{L_m}{L_r} \left(\Psi_{dr} i_{qs} - \Psi_{qr} i_{ds} \right) \quad (\text{A.2})$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \left(\Psi_{ds} i_{qs} - \Psi_{qs} i_{ds} \right) \quad (\text{A.3})$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \left(\Psi_{dm} i_{qs} - \Psi_{qr} i_{dm} \right) \quad (\text{A.4})$$

A equação mecânica do motor de indução é:

$$\frac{2J}{p} \frac{d}{dt} \omega_r = T_e - T_l \quad (\text{A.5})$$

onde:

p : número de pólos da máquina,
 J : momento de inércia do sistema,
 T_l : torque de carga.

As relações entre fluxos e correntes no modelo dq podem ser expressas por:

$$\Psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} = L_{ls} i_{qs} + \Psi_{qm} \quad (\text{A.6})$$

$$\Psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} = L_{ls} i_{ds} + \Psi_{dm} \quad (\text{A.7})$$

$$\Psi_{qr} = L_m i_{qs} + L_r i_{qr} = L_{lr} i_{qr} + \Psi_{qm} \quad (\text{A.8})$$

$$\Psi_{dr} = L_m i_{ds} + L_r i_{dr} = L_{lr} i_{dr} + \Psi_{dm} \quad (\text{A.9})$$

$$\Psi_{qm} = L_m (i_{qs} + i_{qr}) \quad (\text{A.10})$$

$$\Psi_{dm} = L_m (i_{ds} + i_{dr}) \quad (\text{A.11})$$

Outras úteis expressões podem ser escritas a partir das equações A.6 a A.11, entre as mais importantes temos:

$$i_{qr} = \frac{1}{L_r} \Psi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (\text{A.12})$$

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r} \Psi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \quad (\text{A.13})$$

$$\Psi_{qr} = \frac{L_r}{L_m} \Psi_{qs} - \frac{L_r L_s - L_m^2}{L_m} i_{qs} \quad (\text{A.14})$$

$$\Psi_{dr} = \frac{L_r}{L_m} \Psi_{ds} - \frac{L_r L_s - L_m^2}{L_m} i_{ds} \quad (\text{A.15})$$

$$\Psi_{qr} = \frac{L_r}{L_m} \Psi_{qm} - L_{lr} i_{qs} \quad (\text{A.16})$$

$$\Psi_{dr} = \frac{L_r}{L_m} \Psi_{dm} - L_{lr} i_{ds} \quad (\text{A.17})$$

Nas simulações encontradas neste trabalho foi usado o método de Range Kutta de quarta ordem para integração das equações diferenciais do modelo qd. A seguir será dado um resumo das transformações de coordenadas usadas durante o trabalho.

Transformações de sistemas de coordenadas dq/ABC

As equações A.18 e A.19 transformam um sistema ABC em sistema dq estacionário considerando o eixo “q” estacionário alinhado a fase “a” (Bose, 1986), porém outras situações são possíveis. Sempre que aparecer, o índice “s” denota sistema estacionário e “e” sistema síncrono.

$$v_{qs}^s = v_{as} \quad (\text{A.18})$$

$$v_{ds}^s = -\frac{1}{\sqrt{3}} v_{bs} + \frac{1}{\sqrt{3}} v_{cs} \quad (\text{A.19})$$

Para transformar as tensões bifásicas estacionárias em bifásicas síncrona usamos as seguintes equações.

$$v_{qs}^e = v_{qs}^s \cos \omega_e t - v_{ds}^s \text{sen } \omega_e t \quad (\text{A.20})$$

$$v_{ds}^e = v_{qs}^s \text{sen } \omega_e t + v_{ds}^s \cos \omega_e t \quad (\text{A.21})$$

As transformações que fazem o caminho inverso são dadas por:

$$v_{qs}^s = v_{qs}^e \cos \omega_e t + v_{ds}^e \text{sen } \omega_e t \quad (\text{A.20})$$

$$v_{ds}^s = -v_{qs}^e \text{sen } \omega_e t + v_{ds}^e \cos \omega_e t \quad (\text{A.21})$$

$$v_{as} = v_{qs}^s \quad (\text{A.22})$$

$$v_{bs} = -\frac{1}{2} v_{qs}^s - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{ds}^s \quad (\text{A.23})$$

$$v_{cs} = -\frac{1}{2} v_{qs}^s + \frac{\sqrt{3}}{2} v_{ds}^s \quad (\text{A.23})$$

Essas equações foram usadas sempre que transformações de um sistema dq/ABC, ou vice-versa, foram necessárias. Devemos notar que as transformações entre dq síncrono e ABC

poderiam ser feitas de uma só vez, porém dois passos foram usados. Esse procedimento é mais adequado a implementação digital.

APENDICE B

Controle PWM por modulação vetorial

Dentre as técnicas de controle PWM, a de modulação vetorial é a que vem mostrando maior desenvolvimento nos últimos anos. Ela é baseada no conceito de vetores espaciais, e existe um consenso de que esta técnica é a melhor alternativa para controle de chaveamento em conversores de potência trifásico (Holtz, 1992). Isto em grande parte se deve ao fato da modulação vetorial considerar o estado simultâneo das três fases, e permitir uma operação ótima do conversor, reduzindo drasticamente os chaveamentos dos dispositivos semicondutores de potência.

Para uma fácil introdução à técnica de modulação vetorial, vamos considerar a figura B.1 que mostra um acionamento elétrico simples, onde o objetivo é mostrar como o chaveamento adequado do conversor pode ser feito a fim de controlar a máquina.

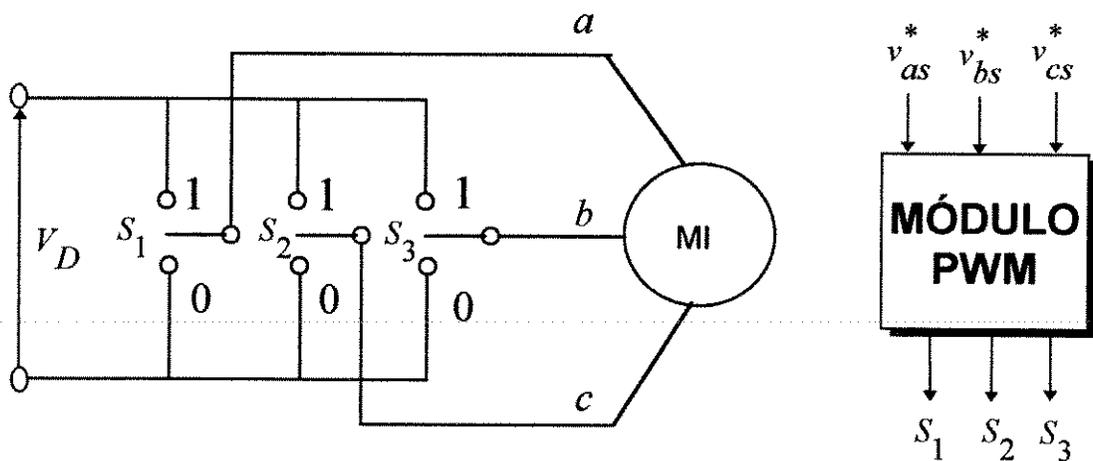


Figura B.1 Inversor trifásico controlado por módulo PWM com modulação vetorial.

O módulo PWM computa, a partir dos sinais de tensão de referência gerados na malha de controle do acionamento, os tempos em que cada chave deve permanecer fechada ou aberta a fim de que o sinal adequado de tensão seja imposto a máquina.

Estratégia de modulação vetorial

O vetor tensão trifásico correspondente a um sistema trifásico pode ser definido a partir da equação B.1 (Kovács, 1984).

$$v = \frac{2}{3} (v_{as} + a v_{bs} + a^2 v_{cs}) \quad (\text{B.1})$$

onde o operador a é definido como:

$$a = e^{j \frac{2\pi}{3}} \quad a^2 = e^{j \frac{4\pi}{3}} \quad (\text{B.2})$$

Se as tensões abc forem tomadas como senoidais equilibradas como nas equações B.3, B.4 e B.5,

$$v_{as}(t) = V \cos(\omega t) \tag{B.3}$$

$$v_{bs}(t) = V \cos(\omega t - 120^\circ) \tag{B.4}$$

$$v_{cs}(t) = V \cos(\omega t - 240^\circ) \tag{B.5}$$

o vetor tensão v assume a forma dada pela expressão B.6.

$$v = V e^{j \omega t} \tag{B.6}$$

A equação B.6 corresponde a um vetor girante no plano complexo, com amplitude constante e velocidade ω .

O inversor mostrado na figura B.1 não é capaz de gerar ondas perfeitamente senoidais, do tipo dado pela equação B.6, pois somente oito vetores de tensão podem ser gerados considerando-se todas as posições de chaveamento, sendo seis ativos e dois nulos. A figura B.2 mostra estes vetores e o vetor v^* em uma determinada posição estacionária.

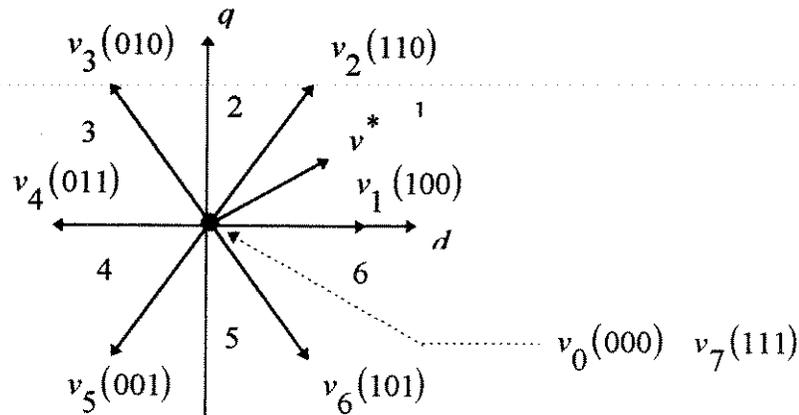


Figura B.2 Vetores de tensão fornecidos pelo inversor.

Por exemplo, o vetor v_1 é obtido com as chaves nas posições 100, dessa forma, a fase “a” é conectada ao polo positivo da fonte DC enquanto as fase “b” e “c” são conectadas ao polo negativo, nesta situação as tensões de fase se tornam:

$$v_{as} = \frac{2}{3} V_D \qquad v_{bs} = v_{cs} = -\frac{1}{3} V_D \tag{B.7}$$

Substituindo as equações B.7 em B.1 encontramos que:

$$v_1 = \frac{2}{3} V_D e^{j 0} \tag{B.8}$$

Para v_2 , as chaves se encontram nas posições 110. Nesta situação as tensões de fase podem ser escritas como:

$$v_{as} = v_{bs} = \frac{1}{3}V_D \qquad v_{cs} = -\frac{2}{3}V_D \qquad (B.9)$$

Dessa forma o respectivo vetor tensão é dado por:

$$v_2 = \frac{2}{3}V_D e^{j\frac{2\pi}{3}} \qquad (B.10)$$

Os demais vetores ativos mostrados na figura B.2 e os dois nulos podem ser verificados de maneira análoga à anterior. É muito importante mencionar que o vetor zero é dito redundante, pois pode ser obtido de duas maneiras, conectando as três fases ao polo positivo ou ao negativo, gerando os vetores v_0 (000) e v_7 (111). A observação desse fato é de importância fundamental para estratégias de chaveamento ótimo.

O vetor de referência v^* move-se através dos setores 1 a 6, indicados na figura B.2, com o incremento do tempo. A técnica de modulação vetorial é baseada na aplicação sistemática do vetor v_0 e os dois vetores ativos vizinhos a região em que o vetor v^* se encontra. A figura B.3 mostra o vetor de referência no setor 1, com os vetores adjacentes $v_a = v_1$ e $v_b = v_2$. V_a e V_b são as projeções do vetor v^* na direção de v_a e v_b . Quando o vetor v^* estiver localizado no setor 2 teremos $v_a = v_2$ e $v_b = v_3$. Esta substituição de variáveis é introduzida de forma que as equações obtidas possam ser usadas para todos os setores do plano dq.

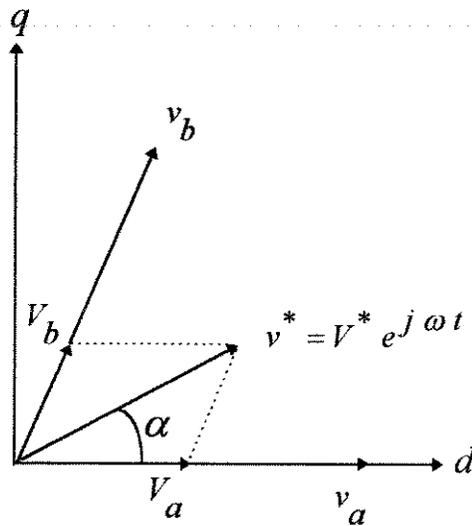


Figura B.3 Diagrama vetorial para o vetor referência localizado no setor 1.

Na estratégia de modulação vetorial é considerado que o vetor de referência v^* é constante e estacionário no plano dq durante o intervalo de amostragem T . A idéia fundamental da modulação vetorial é considerar que o vetor de referência v^* é igual a média temporal dos vetores aplicados a carga durante o intervalo de amostragem, este fato é expresso pela seguinte equação:

$$v^* = \frac{1}{T} (v_a t_a + v_b t_b + v_0 t_0) \qquad (B.11)$$

onde t_a , t_b e t_0 são os tempos em que os vetores v_a , v_b e v_0 devem permanecer aplicados à carga durante o intervalo de amostragem T . Estes tempos tem portanto a seguinte restrição:

$$T = t_a + t_b + t_0 \quad (\text{B.12})$$

A partir dessas considerações é possível, através de relações trigonométricas, extrair da figura B.3 as equações B.13, B.14 e B.15 que fornecem os tempos em que cada chave deve permanecer ligada a fim de que o vetor de referência seja fornecido à carga (Rodrigues J., e outros, 1994).

$$t_a = \frac{3 V^*}{2 V_D} \left(\cos \alpha - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \alpha \right) T \quad (\text{B.13})$$

$$t_b = \sqrt{3} (\sin \alpha) T \quad (\text{B.14})$$

$$t_0 = T - t_a - t_b \quad (\text{B.15})$$

Em situações transitórias pode ocorrer que o vetor v^* não possa ser sintetizado durante o intervalo de amostragem T . Quando isso ocorre o tempo t_0 se torna negativo, tornando necessário um novo cálculo dos tempos de chaveamento, isso pode ser feito da seguinte forma:

$$t'_a = \frac{t_a}{t_a + t_b} T \quad (\text{B.16})$$

$$t'_b = \frac{t_b}{t_a + t_b} T = T - t'_a \quad (\text{B.17})$$

$$t'_0 = 0 \quad (\text{B.18})$$

Um dos aspectos mais importantes da modulação vetorial, e que não será discutida neste apêndice, é o chaveamento ótimo. Fazendo uso da redundância do vetor nulo é possível desenvolver um algoritmo de controle para o inversor em que a transição entre um estado e o próximo envolva somente um chaveamento, dessa forma minimizando os chaveamentos necessários à operação.

Controle por histerese de corrente

No controle por histerese de corrente independente os estados das chaves determinam os valores de tensão de linha aplicados à máquina. O controle de chaveamento é feito de forma que uma determinada corrente de referência seja imposta a máquina a partir de uma aplicação adequada dos vetores de tensão do inversor.

Considere por exemplo a corrente de referência a ser imposta a fase "a", em volta da qual uma banda com limites inferiores e superiores são definidos de forma que a corrente na máquina não deva fugir a esses limites. Sempre que a corrente medida nos terminais da máquina estiver menor que a banda inferior estipulada, a chave S_1 deve ser fechada e S_1' desligada, conectando a fase "a" da máquina ao terminal positivo da fonte. Se por outro lado a corrente nesta fase for

maior que o limite superior, a chave S_1 deve ser ligada e S_1 desligada, conectando o terminal negativo da fonte, no caso de uma fonte simétrica estar disponível, a fase “a” da máquina.

O resultado deste chaveamento é ter uma tensão de fase oscilando entre valores positivo e negativo da fonte, forçando a corrente na máquina a seguir o valor de referência desejado. Portanto, matematicamente podemos expressar essa situação pela seguinte expressão:

$$\begin{cases} \text{Se } i_k > i_k^* + \Delta I & V_k = -V \\ \text{Se } i_k < i_k^* - \Delta I & V_k = V \end{cases} \quad (\text{B.19})$$

onde k indica a fase “a”, “b” ou “c”.

A explicação dada aqui se limita a conceituar o controle de histerese por corrente. A implementação da técnica apesar de simples, envolve outros detalhes como o tipo de chave usada, problemas com a frequência irregular de chaveamento e outros (Brod e Novonty, 1985). Vários trabalhos de pesquisa são dedicados a melhorar o desempenho do método e encontrar soluções que facilitem a implementação. Os trabalhos mais recentes tem buscado conciliar os compromissos de frequência de chaveamento, distorção harmônica e comportamento dinâmico, que são parâmetros que se interagem entre si (Holtz, 1992; Kazmierkowski e outros, 1991).

Neste trabalho sempre que a alimentação em corrente foi usada nas estruturas de controle, a técnica de histerese independente foi usada.

APÊNDICE C

Parâmetros elétricos da máquina de indução

Potência	3 Hp
Frequência nominal	60 Hz
Polos	4
Tensão nominal	220
Torque Nominal	10 N.m
Resistência de estator	0.6 Ω
Resistência de rotor	0.4 Ω
Indutância de estator	61.1 mH
Indutância de rotor	61.1 mH
Indutância Mútua	59.0 mH
Constante de Inércia J	0.0117643 Kg m ²
Coefficiente de atrito Co	0.0018637 N.m/rad./s.

Referências

- ATKINSON, D., J., ACARNLEY, P., P., FINCH, J., W.,** “Observes for Induction Motor State and Parameter Estimation” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, No.6, November/September 1991.
- BELLINI, A., FIGALLI, G., ULIVI, G.,** “Analysis and Design of a Microcomputer Based Observer for an Induction Machine”, Automática, Vol. 24, No. 4, pp 549-555, 1988.
- BLASCHKE, F.,** “Principle of Filed Orientation as Applied to the New Transvector Closed Loop Control Systems for Rotating Field Machines”, Siemens Revi., Vol 39, No. 5 pp. 217-220, 1972.
- BONANO, C., J., XU, L., XU, X.,** “Robust, Parameter Insensitive Position Sensorless Field Orientation Control of the Machine Induction” , PESC 94, 1994.
- BOSE, B. K.,** “Power Eletronics and AC Drives”, Englewood Cliffs, NJ, Prentice Hall, 1986.
- BOSE, B. K.,** “Power Eletronics and Motion Control Technology Status and Recent Trends”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, No. 5, September/October 1993.
- BOSE, B. K.,** “Fuzzy Logic and Neural Network Applications in Power Electronics”, IPEC, Yokohama, pp 41 - 45, 1995.
- BRAHIM, L. B., SHIMANE, K. KUDOR, T., NAITOH, H.,** “Implementation of an Induction Motor Speed Estimator Using Neural Networks” , IPEC, Yokohama, pp. 52 -57, 1995.
- BROECK, H. W. V., SKUDELNY, H. V.,** “Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol .24 , No. 1, January/February 1988.
- CAMINHAS, W. M.,** “Estratégias de Controle de Velocidade de Motor de Indução”, Tese de Mestrado, UFMG, Outubro de 1989.
- CAMINHAS, W., M., TAVARES, H., M., F., COSTA, P.,P.,** “Fuzzy Control of Induction Motor Drive”, VI IFISA World Congress, Vol. 1, São Paulo, Brazil, 1995.
- CHRZAN, P., J., HURZYNSKI, P.,** “A Rotor Time Constant Evaluation for Vector Controlled Induction Motor Drives”, IEEE Transactions on Industrial Eletronics, Vol. 39, No.5, October, 1992.
- CHAN, C., C., WANG, H.,** “An Effective Method for Rotor Resistance Identification for High Perfomace Induction Motor Vector Control”, IEEE Transactions on Eletronics, Vol. 37, No.6, December, 1990.

- CONSOLI, A., CERRUTO, E., RACITI, A., TESTA, A.,** "Adaptive Vector Control of Induction Motor Drives Based on a NeuroFuzzy Approach", PESC'94, Power Electronics Specialist Conference, Taipei/Taiwan, 1994.
- DE DONCKER, R. W., NOVONTY, D. W.,** "The Universal Field Oriented Controller", IEEE-IAS, Pittsburgh, USA, 1988.
- DE DONCKER, R. W., PROFUMO, F., PASTORELLI, M.,** "Comparison of Universal Field oriented (UFO) Controllers in Different Reference Frames", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10, No. 2, March 1995.
- DEPENBROCK M.,** "Direct Self Control of Inverter Fed Induction Machine", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 3, No. 4, October, 1988.
- DOYE, Y., STREFEZZA, M.,** "Fuzzy And Neural Networks Controller", IECOM, Industrial Conference Electronics", Vol. 2, 1991.
- GARCES, L., J.,** "Parameter Adaptation for the Speed Controlled Static AC Drive with a Squirrel Cage Induction Machine", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-16, pp 453/459, 1980.
- HANDLEY, P. G., BOYS J. T.,** "Practical Real Time PWM Modulators an Assessment", IEE PROCEEDINGS-B, Vol. 139, No. 2, March 1992.
- HABETLER, T. G., DIVAN, D. M.,** "Control Strategies for Direct Torque Control Using Discrete Pulse Modulation", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, No. 5, September/October 1992.
- HOLTZ, J.,** "Pulsewidth Modulation - A Survey", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, No. 5, December 1992.
- HO, Y. Y. E., SEN P. C.,** "Decoupling Control of Machine Induction", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 35, No. 2, May 1988.
- HO, Y. Y. E., SEN P. C.,** "High Performance Decoupling Control Techniques for Various Rotating Field Machines", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 42, No. 1, February 1995.
- KAZMIERKOWSKI, M., P., DZIENIAKOWSKI, M., A., SULKOWSKI, W.,** "A novel Space Vector Based Current Controllers for PWM Inverters, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 6, No.1, pp. 158/166, January 1991.
- KIM, R. Y., SUL, S., PARK, M., H.,** "Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Extended Kalman Filter", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 5, September/October 1994.
- KLIR, G., J., FOLGER, T., A.,** "Fuzzy Sets Uncertainty, and Information", Prentice-Hall, 1992.

- KOYAMA, M.**, "Microprocessor Based Vector Control System for Induction Motor Drives with Rotor Time Constant Identification Function", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-22, No. 3, pp 453/459, 1986.
- KOVACS, K. P.**, Transient Phenomena in Eletrical Machine, Elsevier, Budapeste, 1984.
- KRAUSE, P. C.**, "Analysys of Eletric Machinery", McGraw Hill Book Company, 1986.
- KRAUSE, P. C., THOMAS, C. H.**, "Simulation of simmetrical Induction Machinery", IEEE Transaction on Power Application Systems, Vol. PAS-84, No. 11, pp 1038-1053, November 1965.
- KUBOTA, H., MATSUSE, K.**, "Speed Sensorless Field Oriented Control Of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 5, September/October 1994.
- LEE, C., C.**, "Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller Part I and II", IEEE Transaction Sys. Man. and Cybernetics, Vol. 20, No. 2, 1990.
- LEONHARD, W.**, "20 Years Field Orientation, 10 Years Digital Signal Processing with Controlled AC Drives", 8a. UFBA, Belém, Pa, 1991.
- LI, Y. F., LAU, C., C.**, "Development of Fuzzy Algorithms for Servo Systems", IEEE International Conference on Robotics and Automation, Philadelphia, Pennsylvania, April, 1988.
- LIAW, C., M., CHENG, S., Y.**, "Fuzyy Two Degrees of Freedom Speed Controller For Motor Drives", IEEE Transactios on Industrial Eletronics, Vol 42, No. 2, April, 1995.
- LORENZ, R. D.**, "Future Trends in Eletronic Control of Drives, Robust, Zero Speed Sensorless Control and New Standard Approaches for Field Orientation", IPEC, Yokohama, pp. 23 - 28 1995.
- MALY, D., K., KWAN, K. S.**, "Stability Analysis of Sensorless Field Acceleration Method", Proceedings of Power Eletronics Specialists Conference, PESC'94, pp. 1243-1249, Taipei, Taiwan, June 1994.
- MATSUO, T., LIPO, T. A.**, "A Rotor Parameter Indentification Scheme for Vector Control Induction Motor Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA 21, No. 4, pp. 624/632, 1985.
- MIKI, I., KUMANO., T., YAMADA., T.**, "Auto Tunung Method Based on Fuzzy Reasoning for Speed Controller in Vector Controlled Induction Motor Drives", Conference Record Industrial Applications, Annual Meeting, IEEE/IA, Vol. 1, pp 718-723, 1993.
- MIR, S., ELBULIK, E., M., DONALD, S., Z.**, "PI and Fuzzy Estimator for Tuning the Stator Resistance in Direct Torque Control of Induction Machines", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 5, September/October 1994.

- MIR, S., ELBULIK, E., M., DONALD, S., Z.,** "Fuzzy Controller for Inverter Fed Induction Machine", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 30, No.1, January/February 1994.
- MOTA, A., S., NETTO, M., L., A.,** "Controladores Baseados em Regras Nebulosas", VIII CBA, Congresso Brasileiro de Automática, Bélem, Para, 1993.
- NIELSON, R., KAZMIERKOWSKI, M., P.,** "Reduced Order Observer with Parameter Adaptation for Fast Flux Estimation in Induction Machines", IEE Proceedings, Vol. 136, Pt. D, No. 1, January, 1989.
- OHNISHI, K.,** "Model Reference Adaptative System Against Rotor Resistance Variation in Induction Motor Drive", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol IA 22, No. 3, pp. 217/223, 1986.
- PENG, F., Z., FUKAO, T.,** "Robust Speed Identification for Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 5, September/October 1994.
- RODRIGUES, J., WIECHMANN, E., HOLTZ, J.,** "IGBT Inverter with Vector Modulation", Congresso Chileno de Automação, 1994.
- ROSA, L., C., GUITIERREZ, E., A., LOPES, J., R., A.,** "Controle de Servomotor Utilizando Algoritmos Difusos", VIII CBA, Congresso Brasileiro de Automática, Bélem, Para, 1993.
- ROSSI, R. D. F.,** "Alternativas de Controle Vetorial do Motor de Indução, Orientação pelo Campo versus Aceleração pelo Campo", Tese de Mestrado, UFMG, Dezembro de 1993.
- SANTOS, M. E.,** "Acionamentos de Alto Desempenho com Motores de Indução Alimentados em Tensão", Dissertação de Mestrado, Curso de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, UFMG, Belo Horizonte, 1990.
- SATHIKUMAR, S., VITHAYATHIL, J.,** "Digital Simulation of Field Oriented Control of Induction Motor", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 31, No. 2, May 1984.
- STEPHAN, R. M.,** "Field Orientation and Field Acceleration Control for Induction Motors: Is there a difference?", IECON, Vol 1, 1991.
- SALVATORE, L., STASI, S., TARCHIONI, L.,** "A New EKF Based Algorithm for Flux Estimation in Induction Machines", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 40, No. 5, October 1993.
- SILVA, S. R.,** "Sistemas Elétricos de Alto Desempenho a Velocidade Variável: Estratégias de Controle e Aplicações", Tese para Concurso de Professor Titular, UFMG, Outubro de 1994.
- SOUZA, G., S., D., BOSE, K., B.,** "A Fuzzy Set Theory Based Control of a Phase Controlled Converter DC machine Drive", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 30, No.1, January/February 1994.

- TANG, Y., XU, L.**, "Adapative Fuzzy Control of a Variable Speed Power Generating System with Double Excited Relutance Machine", PESC'94, Power Eletronics Specialist Conference, Taipei/Taiwan, 1994.
- TAKAHASHI I., NOGUCHI T.**, "A New QuickResponseand High Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", IEEE Transactions on Industrial Eletronics, Vol IA - 22, No. 5, September/October 1986.
- TAKAHASHI I., OHMORI, Y.**, "High Perfomace Direct Torque Control of an Induction Motor", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 25, No. 2, March/April 1989.
- TEXEIRA, J. C. F., VUONO, E. B., BIM, E.**, "Desempenho do Controlador IFAM sob Transitório de Torque", XI CBA, Congresso Brasileiro de Automática, Vol. 2, pp. 785/791, Setembro 1996.
- TSUJI, M., YAMADA E., YAMADA K., OYAMA J.**, "An Analysis of the Field Acceleration Method and of Vector Control of Induction Motors, EEJ, Vol. 113, No. 3, 1993.
- UMANAND, L., BHAT, S. R.**, "Adaptation of the Rotor Time Constant for Variations in the Rotor Resistance of an Induction Machine", APEC, pp. 738 - 743, 1994.
- VERGHESE, C. G., SANDERS, S. R.**, "Observers for Flux Estimation in Induction Machines", IEEE Transactios on Industrial Eletronics, Vol 35, No. 1, February 1988.
- XU, X., DE DONKER, R., NOVOTNY, D. W.**, "A Stator Flux Oriented Induction Machine Drive". IEEE-PESC, Japan, Kyoto, pp. 870-876, 1988.
- XU, X., NOVOTNY, D. W.**, "Implementation of Direct Stator Flux Orientation Control on a Versatile DSP Based System", IEEE Transactions on Industry Aplications, Vol. 27, No. 4, July/August 1991.
- XU, X., NOVOTNY, D. W.**, "Selection of the flux Reference for Induction Machine Drives in the Field Weakening Region", IEEE Transactions on Industry Aplications, Vol. 28, No. 6, November/December 1992.
- YAMAMURA, S.**, "Spiral Vector Theory of AC Motor Analysis and Control", Proccedings of Applied Power Eletronics Conference, pp 77 -86, 1990.
- YAMAMURA, S., NAKAGAWA, S.**, "Transient Phenomena and Control of AC Servo motor- Proposal of Field Acceleration Method", Trans. IEE of Japan, Vol 101-B, p. 557, 1981.
- YAMAMURA, S.**, "AC Motor for High Performance and Applications, Marcel Dekkser, 1986.
- YAMAMURA, S.**, "Theory of AC Motor Analisys and Control", ICEM 88, pp 1-6, 1988.
- ZHANG, J.**, "High Perfomance Control of a Three Level IGBT Inverter Fed AC Drive", IEEE IAS Annual Meeting Conference Record, 1995.