

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
CÂMPUS CORNÉLIO PROCÓPIO
DIRETORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

FELIPE BARREIRO POSTALI

**ESTRATÉGIA DE CONTROLE DE MÁQUINAS ELÉTRICAS UTILIZANDO
A TEORIA NÃO-FALSEADA**

DISSERTAÇÃO

CORNÉLIO PROCÓPIO

2012

FELIPE BARREIRO POSTALI

**ESTRATÉGIA DE CONTROLE DE MÁQUINAS ELÉTRICAS UTILIZANDO
A TEORIA NÃO-FALSEADA**

Dissertação apresentada a Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica Universidade Tecnológica Federal do Paraná como requisito para obtenção do título de “Mestre em Engenharia Elétrica”.

Orientador: Prof^o. Dr. Rodrigo Rodrigues Sumar

Co-orientador: Prof^o. Dr. Helio Voltolini

CORNÉLIO PROCÓPIO

2012

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação

P857e Postali, Felipe Barreiro
Estratégia de controle de máquinas elétricas utilizando a teoria não-falseada / Felipe Barreiro Postali. – Cornélio Procópio : UTFPR, 2013.
71 f. : il. ; 28 cm.

Orientador: Prof. Dr. Rodrigo Rodrigues Sumar.

Coorientador: Prof. Dr. Helio Voltolini.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica. Cornélio Procópio, 2013.

Referências: p. 69-71.

1. Teoria do controle. 2. Máquinas elétricas. 3. Controladores PID. I. Sumar, Rodrigo Rodrigues, orient. II. Voltolini, Helio, coorient. III. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

CDD (22. ed.) 621.3



TERMO DE APROVAÇÃO

ESTRATÉGIA DE CONTROLE DE MÁQUINAS ELÉTRICAS UTILIZANDO A TEORIA NÃO-FALSEADA

por

FELIPE BARREIRO POSTALI

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de “Mestre em Engenharia Elétrica” e aprovado em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio, 30/08/2012/“A Folha de Aprovação assinada encontra-se na Coordenação do Curso do Programa”.

Alessandro Goedel, Prof. Dr.
Coordenador do Curso

Helio Voltolini, Prof^o. Dr.
Co-orientador

Banca Examinadora:

Rodrigo Rodrigues Sumar, Prof^o. Dr.
Orientador

Antonio Augusto Rodrigues Coelho, Dr.
UFSC

Alessandro Goedel, Dr.
UTFPR

Dedico este trabalho com carinho e estima a minha namorada Carla Cazzaro pela compreensão e paciência durante as pesquisas, estudos, congressos e elaboração desse trabalho. E aos meus pais José Oscar e Iolanda por todo o incentivo aos meus estudos.

AGRADECIMENTOS

A Deus, por conceder-me entendimento e sabedoria para que eu tivesse condições de desenvolver minhas pesquisas. Ao incentivo e a oportunidade dada pelos meus pais, José Oscar Postali e Iolanda Barreiro Postali. Ao meu orientador, Prof^o. Dr. Rodrigo Rodrigues Sumar, pelos seus conselhos e incentivos nos estudos realizados. Ao Prof^o. Dr. Alessandro Goedel, pelo seu grande conhecimento transmitido para realização da pesquisa e por acreditar em meu trabalho. A minha namorada, Carla Cazzaro, pelo apoio e compreensão desta etapa nos meus estudos. A minha irmã, Prof^a Msc. Valéria Postali, que me serve de exemplo, inspiração e incentivo em sua carreira de pesquisadora. A todos os professores com quem já tive aula por todo o conhecimento transmitido. Aos meus amigos de laboratório Tiago Henrique dos Santos, Wylliam Salviano e Leonardo Campanhol que sempre me ajudaram com conceitos e aplicações de engenharia. Àqueles que direta ou indiretamente contribuíram no processo de construção desta pesquisa.

“Até os jovens se cansam e ficam exaustos, e os moços tropeçam e caem; mas aqueles que esperam no Senhor renovam as sua forças. Voam alto como águias; correm e não ficam exaustos, andam e não se cansam”. Isaías 40:30-31.

RESUMO

POSTALI, Felipe Barreiro. **ESTRATÉGIA DE CONTROLE DE MÁQUINAS ELÉTRICAS UTILIZANDO A TEORIA NÃO-FALSEADA**. “A Folha de Aprovação assinada encontra-se na Coordenação do Curso do Programa”. 72 f. Dissertação – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio, 2012.

Este trabalho apresenta uma estratégia alternativa aos métodos tradicionais de controle de velocidade de motores de indução trifásico e motores de corrente contínua utilizando a Teoria Não-Falseada. A adaptação dos ganhos do Controlador PI Não-Falseado em tempo real baseia-se na seleção de conjuntos candidatos através de um algoritmo de aprendizagem eliminando-se desta forma, a necessidade de um modelo da planta para a sintonia do controlador. Resultados comparativos com controladores proporcionais integrais são apresentados para validar a proposta.

Palavras-chave: Teoria Não-Falseada, Máquinas Elétricas, Controlador PI Não-Falseado.

ABSTRACT

POSTALI, Felipe Barreiro. **UNFALSIFIED THEORY APPLIED TO ELECTRICAL MACHINERY CONTROL STRATEGY**. “A Folha de Aprovação assinada encontra-se na Coordenação do Curso do Programa”. 72 f. Dissertação – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio, 2012.

This work presents an alternative strategy to traditional speed control methods for three-phase induction motor and direct current motor by using the Unfalsified Control Theory. The adaptation real time PI controller gain is based on the selection of eligible sets through a learning algorithm. The requirement for a plant model used in the controller tuning is thus eliminated. Simulation results of the adaptive proportional integral controller that validate the proposal are presented.

Keywords: Unfalsified Theory, Electric Motor, Unfalsified PI Controller.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1	– Setor cônico de Zames.	18
FIGURA 2	– Controle Não-Falseado.	20
FIGURA 3	– Informações da planta.	21
FIGURA 4	– Controlador $K(r, y, r) = 0$	22
FIGURA 5	– Controlador Não-Falseado para um motor elétrico genérico M	26
FIGURA 6	– Configuração do controlador PI.	27
FIGURA 7	– Geração do i -ésimo sinal de referência fictício.	28
FIGURA 8	– Máquina de corrente contínua.	31
FIGURA 9	– Circuito equivalente do motor CC.	32
FIGURA 10	– Diagrama de blocos da máquina CC.	36
FIGURA 11	– Máquina CC de excitação independente.	37
FIGURA 12	– Característica da variação de velocidade normalizada do motor CC. .	40
FIGURA 13	– Característica torque-velocidade nos quatro quadrantes.	44
FIGURA 14	– Esquema do conversor <i>chopper</i> com quatro quadrantes.	45
FIGURA 15	– Forma de onda da tensão.	46
FIGURA 16	– Circuito do <i>chopper</i> de quatro-quadrantes.	47
FIGURA 17	– Operação do conversor <i>chopper</i> no primeiro quadrante.	47
FIGURA 18	– Configuração para tensão nula no primeiro quadrante.	48
FIGURA 19	– Condução contínua para o primeiro quadrante.	48
FIGURA 20	– Operação do conversor <i>chopper</i> no terceiro quadrante.	49
FIGURA 21	– Configuração para tensão nula no terceiro quadrante.	49
FIGURA 22	– Condução contínua para o terceiro quadrante.	50
FIGURA 23	– Eixos de referências abc e dq0.	52
FIGURA 24	– Representação da simulação do Controlador PI Não-Falseado.	55
FIGURA 25	– Referência e velocidade do motor, teste de <i>track</i>	56
FIGURA 26	– Referência e corrente do motor.	57
FIGURA 27	– Conjunto de controladores candidatos, K	57
FIGURA 28	– Ganhos do Controlador PI Não-Falseado, k_p e k_I , teste de <i>track</i>	58
FIGURA 29	– Distúrbio de carga para controlador Não-Falseado e PI.	58
FIGURA 30	– Corrente para o teste de carga para controlador Não-Falseado e PI. .	59
FIGURA 31	– Conjunto de controladores candidatos, K , distúrbio de carga.	59
FIGURA 32	– Ganhos do Controlador Não-Falseado, k_p e k_I , para distúrbio de carga. .	60
FIGURA 33	– Diagrama em blocos da simulação.	62
FIGURA 34	– Referência e saída dos controladores.	63
FIGURA 35	– Conjunto K_i de Controladores Não-Falseados, teste de <i>track</i>	64
FIGURA 36	– Ganho k_p e k_I do Controlador Não-Falseado.	64
FIGURA 37	– Teste de carga com setpoint de 30 rad/s 1Nm a cada segundo	65
FIGURA 38	– Teste de carga para velocidade de 30 rad/s	66
FIGURA 39	– ganhos k_p e k_i do controlador Não-Falseado.	66
FIGURA 40	– Teste de carga, Controlador PI Não-Falseado e Controlador PI.	67
FIGURA 41	– Conjunto de controladores candidatos K_i para o teste de 20rad/s.	67
FIGURA 42	– Ganhos do Controlador Não-Falseado para o teste de variação.	68

LISTA DE TABELAS

TABELA 1	– Operação nos quatro quadrantes	44
TABELA 2	– Parâmetros do motor <i>CC</i> utilizado nas simulações.	56
TABELA 3	– Parametros do MIT e do controlador não-falseado.	62

LISTA DE SIGLAS

fem Força eletromotriz.

fmm Força magnetomotriz.

CSTR *Continuous Stirred Tank Reator*.

fcem Força contra eletromotriz.

MIT Motores de Indução Trifásicos.

p.u. Por unidade.

LISTA DE SÍMBOLOS

x	Sinal de entrada
y	Sinal de saída
\Re	Plano real
L_2	Espaço expandido
K	Conjunto de controladores candidatos
P	Planta genérica
T	Especificação de desempenho
U	Ação de controle
Y	Conjunto de saída do sistema
R	Conjunto de referência
K_{OK}	Conjunto de controladores
u_0	Ação de controle inicial
y_0	Sinal de saída inicial
r	Sinal de referência
r_0	Referência inicial
M	Conjunto de medições
$K_{OK\alpha}$	Intersecção dos conjuntos não-faleados
P_τ	Operador tempo de truncamento
M	Motor genérico
M _{data}	Conjunto triplo de dados do motor
A_e	Ampère-espira
V	Tensão
e	Tensão induzida
L_a	Indutância do enrolamento de armadura
R_a	Resistência da armadura
i_a	Corrente de armadura
P_a	Potência no entreferro
ω_m	Velocidade angular
T_e	Torque eletromagnético
Z	Número de condutores na armadura
t	Tempo necessário para os condutores cortar as linhas de fluxo
a	Caminhos paralelos
V_c	Tensão do <i>gate</i>
t_{on}	Tempo de condução
T_{off}	Tempo desligado
V_s	Tensão da fonte
d	Razão cíclica

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	13
1.1 MOTIVAÇÃO E RELEVÂNCIA	13
1.2 PRINCIPAIS CONTRIBUIÇÕES	15
1.3 OBJETIVOS E JUSTIFICATIVA	15
1.4 DESCRIÇÃO DO TRABALHO	16
2 TEORIA NÃO-FALSEADA	17
2.1 INTRODUÇÃO	17
2.2 APRENDIZAGEM: O CASO SIMPLES	19
2.3 APRENDIZAGEM: OBSERVAÇÕES PARCIAIS	23
2.4 APRENDIZAGEM: O CASO DINÂMICO	24
2.5 CONTROLADOR PI NÃO-FALSEADO APLICADO EM MOTORES ELÉTRICOS .	25
2.6 DEFINIÇÃO DO CONTROLE PI NÃO-FALSEADO	27
3 INTRODUÇÃO ÀS MÁQUINAS ELÉTRICAS	30
3.1 MÁQUINA <i>CC</i>	30
3.2 CIRCUITO EQUIVALENTE E TORQUE ELETROMAGNÉTICO	31
3.3 MODELAGEM EM ESPAÇO DOS ESTADOS	35
3.4 DIAGRAMA DE BLOCOS	36
3.5 EXCITAÇÃO DE CAMPO	36
3.5.1 Máquina <i>CC</i> de Excitação Independente	37
3.6 CONTROLE DE FASE DO MOTOR <i>CC</i>	37
3.7 PRINCÍPIO DE CONTROLE DE VELOCIDADE DO MOTOR <i>CC</i>	38
3.7.1 Relação Fundamental	38
3.7.2 Controle de Campo	39
3.7.3 Controle da Armadura	39
3.7.4 Controle de Armadura e Campo	40
3.8 OPERAÇÃO NOS QUATRO QUADRANTES	42
3.9 <i>CHOPPER</i> -CONTROLADOR <i>CC</i>	45
3.9.1 Princípio de Operação do <i>Chopper</i>	45
3.9.2 Operação no Primeiro Quadrante	47
3.9.3 Operação no Terceiro Quadrante	49
3.10 MODELAGEM DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO	50
4 CONTROLADOR PI NÃO-FALSEADO APLICADO EM MÁQUINA <i>CC</i>	55
4.1 CONTROLE ESCALAR PI NÃO-FALSEADO APLICADO NO MIT	61
5 CONCLUSÃO	69
REFERÊNCIAS	70

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO E RELEVÂNCIA

Os motores elétricos são elementos de conversão de energia elétrica em energia mecânica utilizados nos mais diversos setores industriais. Suas principais características são: baixo custo, facilidade de comando, simples construção, grande versatilidade de adaptação às cargas, facilidade de controle e alto rendimento (KRAUSE et al., 2002; KRISHINAN, 2001; FITZGERALD et al., 2003; GOEDEL, 2007; SUETAKE, 2008). As máquinas rotativas podem ser classificadas de acordo com a sua alimentação de entrada, podendo ser máquinas *CC* e máquinas *CA*; ou seja, que operam com corrente contínua e corrente alternada, respectivamente.

Os motores caracterizam-se por sua praticidade e podem ser projetadas com ampla variedade de características de tensão *versus* corrente ou de velocidade *versus* conjugado, tanto em regime permanente como em estado transitório, devido as diversas combinações de enrolamentos de campo, série, paralelo ou independente.

Devido a facilidade de controle, o uso de máquinas elétricas é frequente em aplicações que exigem uma precisão de torque e velocidade numa ampla faixa de operação. Isto é assegurado pela versatilidade dos seus sistemas de acionamento.

O controle da máquina *CC* pode ser feito através do controle da tensão do campo, tensão da armadura e até mesmo os dois, campo e armadura. Tais métodos de controle utilizam metodologias clássicas em suas abordagens de controle tais como o proporcional integral derivativo (PID) ou apenas o proporcional integral (PI).

Os Motores de Indução Trifásicos (MIT) são mais comumente utilizados devido ao seu baixo custo e maior robustez se comparado as máquinas *CC*. Podem ser aplicados em processos que necessitam de controle de torque ou de velocidade para atender as especificidades de uma determinada planta. As estratégias de controle do MIT podem ser divididas em escalar e vetorial e sua escolha depende da resposta dinâmica exigida pelo processo. Assim como nas máquinas *CC* utilizam-se métodos de controle clássicos PI para o controle do MIT.

Existem diversos métodos de sintonia do controlador PID. Um dos métodos mais utilizados para ajuste de ganhos do PID é o método de Ziegler-Nichols (ZIEGLER; NICHOLS, 1942). Åström (ÅSTRÖM; HAGGLÜND, 1984) propôs um método de ajuste automático do PID com as especificações de margem de fase e margem ganho. Nishikawa

(NISHIKAWA et al., 1984) descreve um método para a determinação dos parâmetros de controle baseado na minimização de desempenho quadrático no domínio do tempo. No entanto, algumas dificuldades são encontradas para aplicar estes métodos de sintonia automática dos parâmetros PID em sistemas complexos, pois as regras são baseadas, quer implícita ou explicitamente, na identificação dos modelos das plantas (SAFONOV, 1999).

O conceito de controle não-falseado (*unfalsified*) é utilizado neste trabalho como um método alternativo estruturado para determinar as leis de controle, cuja capacidade de atender às especificações de desempenho é determinado pelos dados disponíveis não invalidados; ou seja, não falseados (SAFONOV; TSAO, 1995). Tal conceito permite o desenvolvimento de um controle adaptativo robusto aplicado a sistemas lineares e não lineares (TSAO; SAFONOV, 1999).

A abordagem é *model-free* no sentido em que nenhum modelo da planta é necessário, pois somente os dados de entrada/saída são utilizados. Quando implementado em tempo real, o resultado é um controlador adaptativo robusto que se auto-modifica sempre que um novo pacote de dados invalida o presente controlador (SAFONOV, 1997).

Com a teoria de controle não-falseado (SAFONOV, 1997; TSAO, 1994), pode-se projetar um controlador que é consistente com a especificação de desempenho utilizando apenas medidas de dados passados, sem modelos ou suposições sobre a planta. A teoria funciona eliminando hipóteses que não são compatíveis com a evolução dos dados experimentais. As hipóteses em questão afirmam que os membros de um conjunto de controladores candidatos podem cumprir especificações de desempenho previsto em malha fechada. A teoria está relacionada com alguns conceitos de inteligência computacional, como a eliminação de candidatos e algoritmos de teoria de aprendizado de máquina (MITCHELL, 1997).

Artigos recentes têm apresentado resultados relativos a teoria não-falseada utilizada em problemas de controle em robótica (TAN et al., 2010), controle de sistemas variantes no tempo (BATTISTELLI et al., 2009), controle de sistemas com características ruidosas (BATTISTELLI et al., 2010), rastreamentos de obstáculos em sistemas de controle baseado em *data-driven* (SHAOMIN et al., 2010). Em Postali (POSTALI et al., 2011) o controle não-falseado é aplicado no controle de motores de indução trifásicos.

1.2 PRINCIPAIS CONTRIBUIÇÕES

A teoria Não-Falseada tem sido encontrada em trabalhos tais como estabilizadores de sistemas de potência (SAFONOV, 1999), controle de potência para sistemas de potência fotovoltaico (CHIANG et al., 2002), pesagem de materiais sólidos em correias industriais (JR. et al., 1999), melhorias de desempenho (HELVOORT, 2007), braço robótico (TSAO; SAFONOV, 1999), controle de CSTR *Continuous Stirred Tank Reactor* (CSTR) (WONGHONG; ENGELL, 2011), não obstante na literatura trabalhos de controle de máquinas utilizando tal teoria não são encontrados.

A teoria Não-Falseada neste trabalho é aplicada em controle de corrente de uma máquinas de corrente contínua e motores de indução trifásico, em conjunto com um controlador PI adaptativo direto cujos ganhos do controlador são definidos pelos ganhos do controlador não-falseado que satisfaz a especificação de desempenho.

O resultado é o Controlador PI Não-Falseado, *model-free* no sentido que nenhum modelo da máquina e do conversor são necessários para adaptação dos ganhos em tempo real. O conjunto de controladores não-falseado é utilizado a cada passo de cálculo para considerar as informações contidas nos dados das novas medições. Um conjunto discreto de controladores é selecionado onde a carga computacional está ligada diretamente ao número de controladores candidatos inicial. (SAFONOV, 1999)

1.3 OBJETIVOS E JUSTIFICATIVA

A melhoria da qualidade e o aumento da produtividade estão ligados ao controle de processos e de máquinas elétricas. Os métodos clássicos de sintonia de controladores não distinguem as cargas envolvidas no processo, sendo assim da variação na carga pode levar a uma dinâmica não requerida. O controle Não-Falseado considera apenas o par entrada/saída do sistema, o qual incorpora ruídos e variações de carga. Desta maneira o processo está mais próximo da operação desejada.

A principal diferença entre o Controlador Não-Falseado e outros métodos adaptativos é que os parâmetros do controlador Não-Falseado podem ser ajustados com base em dados medidos isoladamente sem qualquer hipótese sobre a máquina. O algoritmo sintoniza os ganhos do PI em tempo real e utiliza apenas os dados medidos no passado para adaptar os ganhos do controlador.

O objetivo deste trabalho é desenvolver uma estratégia de Controle Não-Falseado

aplicado ao controle PI adaptativo que se auto-modifica todas as vezes que os dados de entrada/saída falseia as especificações de desempenho do sistema aplicando-o no controle de corrente de máquinas *CC* e motores de indução trifásico.

1.4 DESCRIÇÃO DO TRABALHO

O presente trabalho está organizado da seguinte forma: No capítulo 2 são apresentados os aspectos da Teoria Não-Falseada, suas definições e teoremas. O capítulo 3 revisa os conceitos da máquina *CC* e motores de indução trifásicos e suas estratégias de controle. No capítulo 4 é apresentada a estratégia proposta de um Controlador PI Não-Falseado aplicado para controle da máquina *CC* e motores de indução trifásicos e os resultados obtidos. Por fim, no capítulo 5 são apresentadas as conclusões e considerações finais da dissertação.

2 TEORIA NÃO-FALSEADA

O filósofo Karl Popper (POPPER, 1963) disse: “O cientista...nunca pode saber ao certo se a sua teoria é verdade, embora ele às vezes possa estabelecer. . . se uma teoria é falsa”. Descobrir na ciência é um processo de eliminação de hipóteses que são falsificadas por provas experimentais. Este conceito de falsificação de Popper pode ser aplicada no desenvolvimento de uma teoria para projetar bons controladores a partir de dados experimentais, sem depender de hipóteses ou pressupostos sobre a planta, sensores, incertezas ou ruídos (SAFONOV, 1997).

O conceito de controle Não-Falseado é introduzido como um sistema para determinar as leis de controle, cuja capacidade de atender às especificações de desempenho é determinado pelos dados disponíveis não invalidados (ou seja, não falseado). Quando implementado em tempo real, o resultado é um controlador adaptativo robusto que se auto-modifica sempre que um novo pacote de dados invalida o presente controlador.

2.1 INTRODUÇÃO

As formulações de problemas complicados tendem a se tornar mais difíceis por suposições que não são essenciais para descrição do sistema. Para compreensão do problema, considera-se o seguinte:

Princípio do Primeiro Caso Simples: Considerando primeiro apenas o problema mais simples, mas buscando por uma representação que facilmente se generaliza. Características da abordagem em sua forma final em (ZAMES, 1966b; ZAMES, 1966a) podem ser resumidas pela seguinte simplificação de problemas envolvendo sistemas dinâmicos:

- Aplicações fora do estado.
- Trabalhar com relações. Não importa se x é entrada e y é a saída, ou vice-versa.
- Desconsiderar a causalidade e pensar simplesmente num sistema como uma coleção de pares de entrada/saída $(x, y) \in X \times Y$.

Zames (ZAMES, 1966b; ZAMES, 1966a) estabelece relações funcionais contidas em setores cônicos em função de espaço para gerar subespaços como a Figura 1. O caso mais simples de setores cônicos no plano real, como encontrado em Zames é o caso dinâmico geral no qual os sinais residem em funções de espaços \mathfrak{R} .

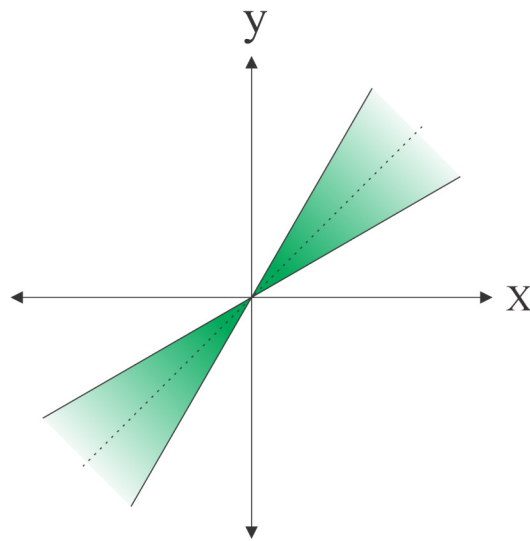


Figura 1 – Setor cônico de Zames.
Fonte: Safonov e Tsao (1995)

Zames (ZAMES, 1966b; ZAMES, 1966a), verificou que um número interessante de teoremas de estabilidade reduzido às condições do setor são visualizados no plano $X \times Y = \mathfrak{X} \times \mathfrak{X}$ como na Figura 1. Alguns anos mais tarde Safonov (SAFONOV, 1977; SAFONOV; ATHANS, 1979; SAFONOV, 1980) observou que o setor cônico de estabilidade Zames-Sandberg pode ser simplesmente interpretado em termos de separação topológica do gráfico de relação entrada/saída - uma condição trivialmente visualizada no plano real. Este, por sua vez, levou a uma teoria topológica de separação geral de estabilidade proporcionando um tratamento unificado das duas teorias de estabilidade, Lyapunov e teorias de entrada/saída. Mas, a chave para a obtenção destes resultados foi primeiro o foco no caso mais simples em que os sistemas são vistos como gráficos em $\mathfrak{X} \times \mathfrak{X}$ e depois generaliza-se para funções de espaços apropriadas. Ou seja, estas vantagens podem ser atribuída à aplicação do Princípio do Primeiro Processo Simples.

Uma importante lição a ser aprendida a partir de (ZAMES, 1963) é que a realimentação das interconexões de sistemas dinâmicos podem ser melhor compreendida se cada subsistema é visto como um conjunto de pares entrada/saída (x,y) em funções de espaços adequados X,Y . Nota-se que, para obter uma visão simples da função como em \mathfrak{X} pode ser substituído por funções como espaço L_2 (SANDBERG, 1964b; SANDBERG, 1964a; ZAMES, 1966b; ZAMES, 1966a).

Com a remoção da dinâmica, a causalidade e os estados, o efeito não-linear de realimentação sobre o comportamento do sistema torna-se simples, podendo ser visualizado graficamente. Os pontos (x,y) podem ser plotados no plano $\mathfrak{X} \times \mathfrak{X}$ e inspecionados

visualmente na Figura 1.

Neste desenvolvimento, as soluções para iterações na realimentação de sistemas tornam-se simplesmente a intersecção de dois gráficos no plano real. O comportamento do sistema do conceito de Willems (WILLEMS, 1991) pode ser considerado como uma aplicação destes princípios.

A perspectiva Zames-Sandberg de entrada/saída é adotada e o Princípio do Primeiro Caso Simples é aplicado, inicialmente a atenção é restrita para o caso mais simples em que não há dinâmica, então generaliza-se o problema.

O conceito de controle não-falseado surge a partir da formulação do problema resultante, oferecendo uma perspectiva sobre a natureza da aprendizagem no controle e busca pelo algoritmo de controle robusto e adaptativo.

O presente trabalho abordando o controle não-falseado aplicado em motores elétricos teve como base outros trabalhos de validação do modelo da planta (KOSUT, 1987; SMITH; DOYLE, 1989; KRAUSE, 1989; WILLEMS, 1991; KOSUT et al., 1992; POOLLA et al., 1994; KRAUSE et al., 1990; SAFONOV, 1997; SAFONOV, 1999; SAFONOV; TSAO, 1995). Da leitura destes trabalhos, observa-se a simplicidade de usar dados diretos de entrada/saída para validar as leis de controle com limites de especificação de desempenho quanto à validação de modelos de plantas com incertezas especificadas. O resultado é uma abordagem mais direta de projeto de controle. As resultantes aqui apresentadas de controle não-falseado tem evoluído ao longo dos últimos anos, como relatado em (TSAO; SAFONOV, 1993a; TSAO; SAFONOV, 1993b; TSAO; SAFONOV, 1994; POSTALI et al., 2011).

2.2 APRENDIZAGEM: O CASO SIMPLES

Considere o sistema de controle realimentado na Figura 2. O objetivo da teoria de controle de realimentação é descrever uma metodologia para determinação de uma lei de controle K para uma planta P de modo que a resposta do sistema em malha fechada satisfaça determinadas especificações T . A necessidade de aprendizagem ocorre quando a planta é desconhecida ou é apenas parcialmente conhecida e se deseja extrair informações a partir de medidas que serão úteis na seleção de uma lei de controle K adequada. Para entender os problemas de aprendizagem no desenvolvimento das leis de controle é útil a leitura de Zames (ZAMES, 1966b; ZAMES, 1966a) e adotar a perspectiva de entrada/saída de dados. Um problema simples de controle de aprendizagem pode ser

formulado da seguinte forma:

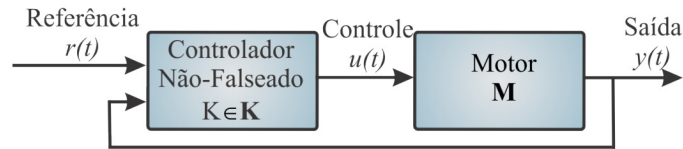


Figura 2 – Controle Não-Falseado.

Fonte: Safonov e Tsao (1995)

Problema 1 - Controle Não-Falseado Simples

Dado:

- a. Um ponto de dados $(u_0, y_0) \in U \times Y$, onde U é o conjunto de ação de controle e Y é o conjunto de saída.
- b. Um conjunto de especificação de desempenho

$$T_{spec} \subset R \times Y \quad (1)$$

onde R é o conjunto de referência.

- c. Um conjunto de leis de controladores candidatos K , o qual é determinado pelo subconjunto de $K_{OK} \subset K$ das leis de controle K cuja capacidade para atender a especificação $(r, y, u) \in T_{spec} \forall r \in R$ não é invalidado (ou seja, é não-falseado) pelos dados ponto (u_0, y_0) .

O conjunto é chamado conjunto controlador não-falseado associado com Problema 1. Como Zames (ZAMES, 1966b; ZAMES, 1966a), consideramos a planta P e o controlador K tendo as relações em função de espaços apropriados:

$$P \subset U \times Y \quad (2)$$

$$K \subset R \times Y \times U \quad (3)$$

Isto é, a planta P é um lugar ou gráfico em $(U \times Y)$; veja a Figura 3. Mais genericamente, um conjunto de plantas possíveis $P \in \mathbf{P}$ pode ser descrito um pouco maior que o subconjunto de $(U \times Y)$, assim estas incertezas são utilizadas na formulação de problemas

de controle robusto (SAFONOV, 1977; SAFONOV; ATHANS, 1979; SAFONOV, 1980). Por outro lado, dados experimentais da planta correspondem a um único ponto $(u_0, y_0) \in P$.

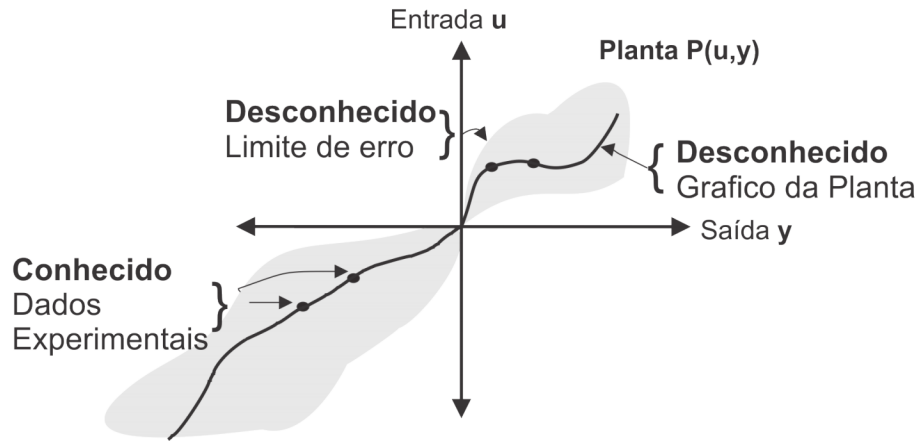


Figura 3 – Informações da planta.

Fonte: Safonov e Tsao (1995)

Se tudo o que se sabe sobre a planta é o resultado (u_0, y_0) de um experimento, surge a questão “pode ser resolvido o Problema 1?” A resposta, ao que parece, é afirmativa. Para ver que isto é assim, aplica-se o Princípio do Primeiro Processo Simples e considera-se o caso em que $R, Y, U = \mathfrak{X}$ - descrito na Figura 4. Os dados são um ponto (u_0, y_0) no plano $U \times Y$. A especificação T_{spec} é um subconjunto do plano $R \times Y$. E, cada lei de controle K é uma superfície no espaço $(R \times Y \times U)$ onde

$$K(r, y, u) = 0 \quad (4)$$

Assim, tem-se o seguinte teorema.

Teorema 2.1 (Controle Não-Falseado Simples:) *Considere o Problema 1. Seja*

$$\tilde{T}_{spec} = \{(r, y, u) | (r, y) \in T_{spec}\} \subset R \times Y \times U \quad (5)$$

Uma lei de controle K é não-falseada pelos dados de medição (u_0, y_0) se e somente se

$$(K \cap \{(r, y, u) \in R \times Y \times U | r \in R, y = y_0, u = u_0\}) \subset \tilde{T}_{spec} \quad (6)$$

O Teorema 2.1 diz que a capacidade dos controladores K 's para atender as especificações de desempenho T_{spec} é não-falseado pelos dados (u_0, y_0) se e somente se a

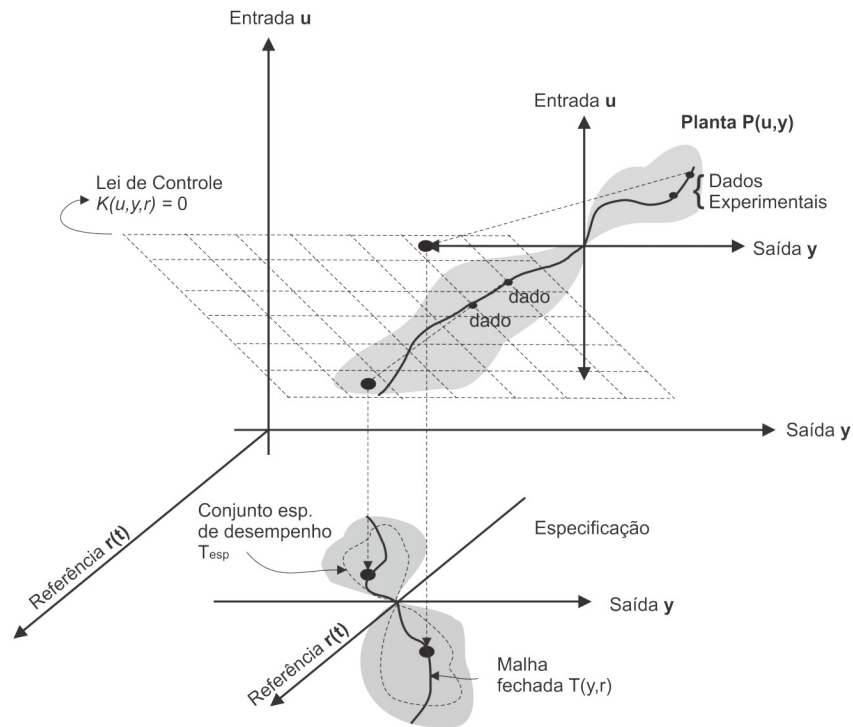


Figura 4 – Controlador $K(r, y, r) = 0$.

Fonte: Safonov e Tsao (1995)

imagem do (u_0, y_0) no plano $R \times Y$ sob restrição de $K(r, y, u) = 0$ não contém pontos (r_0, y_0) que violam a especificação T_{spec} . No entanto, embora simples, isto tem importantes implicações:

- Teorema 2.1 é não-conservativo, ou seja, são utilizados somente dados de informações passadas sobre a planta e nada mais.
- Teorema 2.1 é *model-free*, nenhum modelo da planta é necessária para testar suas condições. Não há suposições sobre a planta.
- Sem a utilização do modelo da planta, não é possível assumir qualquer consideração sobre a planta. Isto está em contraste com o caso usual na literatura de identificação e controle.
- Os dados (u, y) que invalidam o controlador K não necessitam serem gerados pelo controlador K em malha fechada, podem ser dados em malha aberta ou dados gerados por alguma outra lei de controle.

O Teorema 2.1 pode ser generalizado para casos em que as medições gerem apenas informações parciais sobre o par entrada/saída (u_0, y_0) da planta - incluindo o caso dinâmico, onde apenas o passado é revelado pela medição.

2.3 APRENDIZAGEM: OBSERVAÇÕES PARCIAIS

No Problema 1 é feita a suposição de que os dados (u_0, y_0) são medidos. A situação mais geral surge quando informações incompletas sobre (u_0, y_0) estão disponíveis. Suponha que, em vez de medir o par (u_0, y_0) diretamente, tudo o que pode ser deduzido a partir da medição é um conjunto, digamos, M , contendo a (u_0, y_0) , ou seja,

$$(u_0, y_0) \in M \subset U \times Y. \quad (7)$$

Definição 1 (Medição): O conjunto M é chamado informações de medição.

Além disso generaliza-se o conjunto especificação T_{spec} para incluir restrições em u bem como em r e y . Isso leva à seguinte generalização do Problema 1.

Problema 2 (Controle não-falseado Geral)

Dado

- a. Um conjunto de informações de medição $M \subset U \times Y$ contendo um outro par entrada/saída da planta desconhecida (u_0, y_0) .
- b. Um conjunto especificação de desempenho

$$\tilde{T}_{spec} \subset R \times Y \times U. \quad (8)$$

- c. A classe \mathbf{K} de leis de controle admissível. Determinada pelo subconjunto de $\mathbf{K}_{OK} \subset \mathbf{K}$ destas leis de controle K cuja capacidade para atender a especificação e \tilde{T}_{spec} não é invalidado (ou seja, é não falseado) pelas informações medidas M .

Definição 2 O conjunto \mathbf{K}_{OK} é chamado conjunto não-falseado e as leis de controle $K \in \mathbf{K}_{OK}$ seriam as leis de controle não-falseado.

O teorema a seguir é imediato a partir das definições.

Teorema 2.2 (Controle Não-Falseado Geral:) Considere o Problema 2. A lei de controle K é não-falseada pelo conhecimento que

$$(u_0, y_0) \in M \quad (9)$$

se e somente se, para alguns

$$(u_1, y_1) \in M \quad (10)$$

$$(K \cap \{(r, y, u) \in R \times Y \times U \mid r \in R, y = y_1, u = u_1\}) \subset \tilde{T}_{spec} \quad (11)$$

Observa-se que no caso de um experimento produz-se um conjunto M parcialmente conhecimento de cada elemento da família de pares de dados entrada/saída (u, y) , o conjunto de controladores não-falseados K_{OK} seria simplesmente a interseção dos conjuntos de controladores não-falseados, digamos $K_{OK\alpha}$, associada a cada M , ou seja,

$$\mathbf{K}_{OK} = \bigcap_{\alpha} \mathbf{K}_{OK\alpha} \quad (12)$$

2.4 APRENDIZAGEM: O CASO DINÂMICO

O processo dinâmico não apresenta dificuldades conceituais especiais. O problema de controle dinâmico de aprendizagem é realmente apenas um caso especial do problema de Controle Não-Falseado Geral abordado na Seção anterior. O ferramental necessário para a incorporação do caso dinâmico do Teorema 2.2 é fornecido pelo operador tempo de truncamento, P_{τ} de entrada/saída da teoria da estabilidade.

Definição 3 (*Operador Tempo de Truncamento (SANDBERG, 1964b; SANDBERG, 1964a; ZAMES, 1966b; ZAMES, 1966a)*) Para qualquer $\tau \in \mathfrak{R}$, a operação tempo de truncamento P_{τ} é um mapeamento de sinais de tempo em tempo definidos por

$$[P_{\tau}x](t) = \begin{cases} x(t), & \text{se } t \leq \tau \\ 0, & \text{se } t > \tau \end{cases} \quad (13)$$

O objetivo da aprendizagem no contexto dinâmico de controle é a utilização dos dados passados de entrada/saída para avaliar o potencial futuro de cada lei de controle $K \in \mathbf{K}$ para atender a especificação de desempenho

$$(r, y, u) \in \tilde{T}_{spec} \quad (14)$$

Definição 4 A lei de controle $K \in \mathbf{K}$ é dita ser falseada por dados passados $(P_{\tau}u_0, P_{\tau}y_0)$ se puder ser provado que a lei de controle K não poderia ter cumprido a especificação de

desempenho T_{spec} se a lei de controle estivesse em vigor quando a planta gerou os dados. Caso contrário, a lei de controle K é dito ser não-falseado.

A observação fundamental é que os dados passados de entrada/saída $(P_\tau u_0, P_\tau y_0)$ corresponde a um conhecimento parcial do par entrada/saída da planta (u_0, y_0) , ou seja, correspondem ao Teorema 2.2, no qual o conjunto de informações de medição é

$$M = \left\{ (u, y) \in u \times y \mid P_\tau \begin{bmatrix} u \\ y \end{bmatrix} = P_\tau \begin{bmatrix} u_0 \\ y_0 \end{bmatrix} \right\} \quad (15)$$

Teorema 2.3 (Controle Dinâmico não-falseado:) *Considere o Problema 2. A lei de controle K é não-falseada pelos dados passados de entrada e saída $(P_\tau u_0, P_\tau y_0)$ se e somente se, para algum $[(u_1, y_1) \in M$,*

$$(K \cap \{(r, y, u) \in R \times Y \times u \mid r \in R, y = y_1, u = u_1\}) \subset \tilde{T}_{spec} \quad (16)$$

onde M é dado pela equação (15).

O Teorema 2.3 exige que tenha-se a caracterização dos conjuntos \mathbf{K} e \tilde{T}_{spec} que são passíveis de cálculos computacionais. No campo de controle as experiências mostram que equações lineares e funções de custo quadrática muitas vezes levam a problemas tratáveis. Uma parametrização linear do conjunto de leis de controle K é possível através da representação de cada $K \in \mathbf{K}$ como uma soma de filtros, de modo que as leis de controle $K \in \mathbf{K}$ são linearmente parametrizada por um vetor $\theta \in \mathfrak{R}^n$.

2.5 CONTROLADOR PI NÃO-FALSEADO APLICADO EM MOTORES ELÉTRICOS

O Controlador PI Não-Falseado é um caso particular de aplicação da teoria Não-Falseada apresentada nas seções anteriores, onde a mesma poder aplicada em conjunto com a teoria de controle PID clássico, cujo objetivo é determinar uma lei de controle K para um motor \mathbf{M} (planta) de modo que a resposta do sistema em malha fechada, satisfaça a especificação T exigindo que, para todas as referências $r \in R$, a tripla (r, y, u) deve estar numa determinada especificação definida T_{spec} .

A necessidade de aprendizagem (ou seja, a identificação do controlador) surge quando as equações do motor e, portanto, as soluções (r, y, u) são desconhecidas ou são apenas parcialmente conhecidas e deseja-se extrair informações a partir de medições que

serão úteis na escolha de uma lei de controle adequada K . A aprendizagem tem lugar quando as evidências experimentais disponíveis permitem que uma hipótese seja falseada sobre a capacidade do controlador em malha fechada para atender as especificações de desempenho (SAFONOV, 1997). Considerando o sistema de controle do motor M em malha fechada na Figura 5.

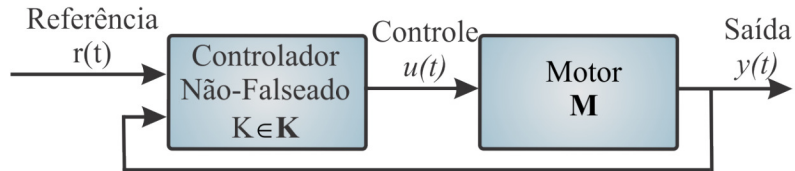


Figura 5 – Controlador Não-Falseado para um motor elétrico genérico M .

Fonte: Safonov e Tsao (1995)

A definição formal de falseado e não-falseado é a seguinte:

Definição 5 *Um controlador é dito ser falseado por informações de medição se esta informação é suficiente para deduzir que a especificação de desempenho $(r, y, u) \in T_{spec} \forall r \in \mathfrak{R}$ pode ser violado se este controlador estivesse em malha fechada (SAFONOV, 1997). Caso contrário, o controlador é dito ser não falseado.*

Considere o símbolo de K denotado pelo conjunto tripla (r, y, u) que satisfazem as equações que definem o comportamento do controlador. Denote por \mathbf{M}_{data} o conjunto tripla (r, y, u) de acordo com medições passadas de (u, y) (SAFONOV, 1997).

Teorema 2.4 (SAFONOV, 1997) *A lei de controle K é não-falseada pelo conjunto de informações medidas \mathbf{M}_{data} se, e somente se, para cada tripla onde existe pelo menos um par tal que*

$$(r_0, y_0, u_0) \in \mathbf{M}_{data} \cap K \cap T_{spec} \quad (17)$$

O Teorema 4.1 diz que a capacidade de um controlador K para atender as especificações de desempenho T_{spec} é não-falseado pelos dados (u_0, y_0) se e somente se a imagem de (u_0, y_0) no plano $Y \times R$ sob restrição de $K(r, y, u) = 0$ não contém pontos (r_0, y_0) que violam a especificação T_{spec} (SAFONOV; TSAO, 1995).

Na teoria de controle não-falseado utiliza-se os sinais de referência fictícios, os sinais de entrada/saída (u, y) do motor podem corresponder para cada controlador candidato, K_i , um ou mais sinais de referência fictícios $\tilde{r}_i(t)$. Os $\tilde{r}_i(t)$ são sinais hipotéticos que

teriam reproduzido exatamente os dados medidos (u, y) se o controlador de candidatos K_i estiver em malha fechada durante todo o período durante o qual os dados medidos (u, y) foram adquiridos. Como os dados (u, y) podem ter sido recolhidos com um controlador diferente K_i na malha de realimentação, o sinal de referência fictício \tilde{r}_i não é em geral o mesmo que o atual sinal de referência $r(t)$, Figura 7 (ÅSTRÖN; HAGGLÜND, 1984).

Um controlador candidato K_i é chamado “causalmente-esquerda-invertível” se um único valor para o seu sinal fictício de referência $\tilde{r}_i(t)$ é determinado por valores passados de dados de malha fechada $u(t)$ e $y(t)$ (TSAO, 1994).

2.6 DEFINIÇÃO DO CONTROLE PI NÃO-FALSEADO

Devido a sua simplicidade e utilidade o controlador PID constitui uma poderosa solução para o controle em diversas aplicações. Não obstante, a literatura que aborda a teoria de controle apresenta uma variedade de estruturas de controle PID para superar limitações teóricas e dinâmicas (ÅSTRÖN; HAGGLÜND, 2001).

O controlador PI pode ser expresso como

$$u = \left(k_p + \frac{k_I}{s}\right)(r - y) \quad (18)$$

onde u é a ação de controle, r é a referência e y é a saída do sistema, k_p e k_I são números reais não negativos chamado ganho proporcional e ganho integral, respectivamente. O controlador PI não-falseado tem a forma apresentado na Figura 6

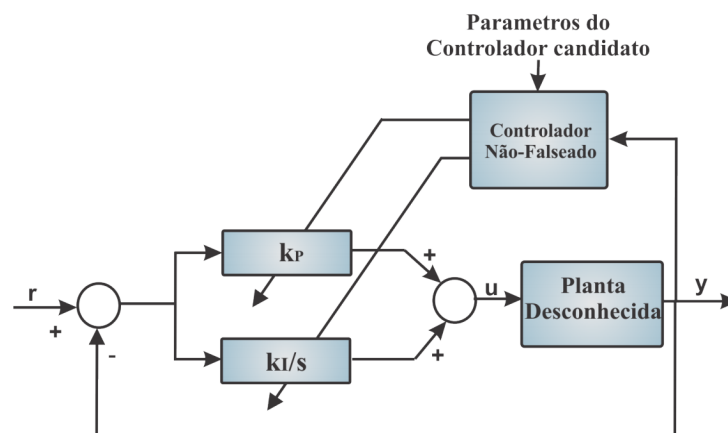


Figura 6 – Configuração do controlador PI.

Fonte: Autoria própria

O sinal de $\tilde{r}_i(t)$ pode ser calculado de forma confiável em tempo real, utilizando os dados de medição (u, y) expresso pela equação (19). Tal equação é representada em diagrama de blocos na Figura 7.

$$\tilde{r}_i = y + \frac{s}{sk_{Pi} + k_{Ii}}u \quad (19)$$

onde \tilde{r}_i é a referência fictícia.

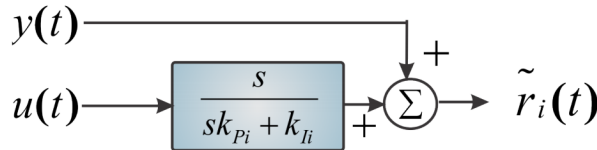


Figura 7 – Geração do i -ésimo sinal de referência fictício.
Fonte: Safonov e Tsao (1995)

Dois filtros, um para cada $i \in I$, são usados para gerar os sinais de referência fictícios $\tilde{r}_i(t)$ em tempo real. Um filtro é necessário para cada controlador candidato k_i ou seja, para cada par de ganhos do controlador candidato PI (k_{Pi}, k_{Ii}) .

$[\tilde{a}_i, \tilde{b}_i, \tilde{c}_i, \tilde{d}_i]$ é uma realização espaço de estado do sistema da Figura 7 com os valores de (k_{Pi}, k_{Ii}) associado com o i -ésimo controlador K_i inserido e o vetor de estado é representado por $\tilde{x}_i(t)$.

A principal diferença entre Controle PI Não-Falseado e outros métodos adaptativos é que os parâmetros do Controlador Não-Falseado podem ser ajustados com base em dados medidos isoladamente, sem quaisquer hipóteses sobre o motor. O algoritmo para sintonizar os ganhos do PI utiliza apenas dados medidos no passado para adaptar os ganhos (SAFONOV, 1999). Em cada tempo τ , a especificação de desempenho T_{spec} consiste no conjunto triplo (r, y, u) satisfazendo uma desigualdade da integral de desempenho, isto é,

$$J(t) = -\rho + \int_0^t T_{spec}(r(t), y(t), u(t)) dt \leq 0, \quad \forall t \in [0, \tau] \quad (20)$$

onde J é o desempenho, ρ é a condição inicial e T_{spec} é a especificação de desempenho, sendo $\rho \geq 0$ e $T_{spec}(\dots)$ são escolhidas pelo projetista.

O teorema 1 afirma que o i -ésimo controlador candidato K_i é não-falseado no tempo τ pelos dados do motor $u(t), y(t), (t \in [0, \tau])$ se, e somente se,

$$\tilde{J}(i, t) \leq 0, \quad \forall t \in [0, \tau] \quad (21)$$

onde \tilde{J} é o desempenho fictício do controlador.

$$\tilde{J}(i,t) = -\rho + \int_0^t T_{spec}(\tilde{r}(t), y(t), u(t)) dt, \quad \forall t \in [0, \tau] \quad (22)$$

Se o conjunto K_I torna-se o conjunto vazio, o algoritmo termina porque todos os controladores são falseados. Em geral, muitos controladores candidatos serão falseados antes mesmo de serem inseridos no ciclo de realimentação. Se em algum momento $k\Delta t$ o controlador atual torna-se falseado por novos dados $(u(k\Delta t), y(k\Delta t))$, então o algoritmo muda para um novo controlador K , que optou-se por ser aquele que tem o maior índice de $\hat{i}(k\Delta t)$ entre controladores não-falseados candidatos K_i em K .

3 INTRODUÇÃO ÀS MÁQUINAS ELÉTRICAS

As máquinas elétricas são dispositivos capazes de converter energia mecânica em energia elétrica sendo este um gerador ou energia elétrica em mecânica-motriz, um motor. Em um gerador, a rotação é suprida por uma fonte de energia mecânica como acontece numa hidroelétrica, sendo a turbina hidráulica responsável por produzir o movimento relativo entre os condutores elétricos e o campo magnético e assim induzir uma corrente elétrica nos enrolamentos dos geradores. Nos motores a energia elétrica é fornecida aos enrolamentos gerando um campo magnético o qual interage com o campo magnético do eletroímã gerado a força eletromotriz e causando a rotação do eixo do motor.

As máquinas elétricas são compostas por uma parte estacionária que é o estator e uma parte girante, o rotor. Existem algumas possibilidades na construção das máquinas que são:

- As máquinas de corrente tem uma armadura rotativa e um campo estacionário.
- As máquinas síncronas com uma armadura rotativa e um campo estacionário.
- A máquina síncrona *CA* com um campo rotativo e uma armadura fixa.
- A máquina assíncrona *CA*, que possui ambos, enrolamento da armadura estacionários e rotativos.

Este trabalho se fixará no controle do primeiro e quarto caso e, ainda mais especificamente, no caso dos motores.

3.1 MÁQUINA *CC*

A Figura 8 mostra as principais partes da *CC*.

O rotor consiste basicamente da armadura e do comutador. A armadura é constituída de bobinas isoladas entre si sendo ligadas eletricamente ao comutador. O comutador é responsável pelo chaveamento sequencial das bobinas da armadura que estão no eixo da armadura, este chaveamento é obtido pelo próprio movimento do eixo do motor.

O estator da máquina *CC* consiste basicamente de uma carcaça, servindo como suporte do motor e por se construída de ferro fundido, também auxila na manutenção do fluxo magnético criado pelos enrolamentos de campo. O enrolamento de campo é

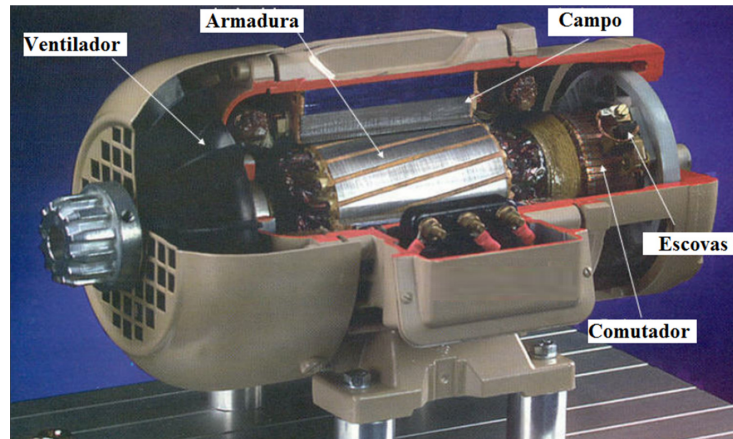


Figura 8 – Máquina de corrente contínua.

constituído por espiras formando bobinas de campo, cujos ampère-espiras (Ae) geram uma força magnetomotriz no entreferro, o qual estabelece um fluxo necessário para gerar uma Força eletromotriz (fem).

As escovas são responsáveis por fazer a transmissão de tensão para os segmentos do comutador. As escovas são de carvão e grafite, sendo estes pressionados firmemente contra o contato do comutador através de molas.

3.2 CIRCUITO EQUIVALENTE E TORQUE ELETROMAGNÉTICO

O circuito elétrico do motor *CC* é apresentado em um diagrama na Figura 9. Com a rotação do motor, as bobinas da armadura cortam as linhas de fluxo de campo eletromagnético conseqüentemente uma tensão interna é induzida (Lei de Faraday), força contra-eletromotriz (Força contra eletromotriz (f_{cem})). Assim obtém as equações para o circuito da Figura 9.

Utilizando a lei das malhas de kirchhoff obtém a equação:

$$v = e + R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad (23)$$

Sendo V a tensão aplicada no motor, e a tensão induzida, L_a a indutância do enrolamento de armadura, i_a a corrente de armadura e R_a a resistência elétrica do fio condutor. Isolando a variação da corrente elétrica i_a e dividindo a equação por L_a obtém a expressão:

$$\frac{v}{L_a} - \frac{e}{L_a} - \frac{R_a i_a}{L_a} = \frac{di_a}{dt} \quad (24)$$

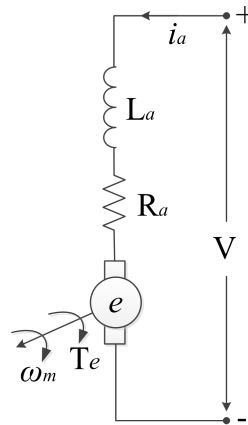


Figura 9 – Circuito equivalente do motor CC.

Fonte: Krishinan (2001)

Em regime permanente a variação da corrente é nula, e multiplicando ambos os lados por obtém-se:

$$vi_a = ei_a + R_a i_a^2 \quad (25)$$

O termo $R_a i_a^2$ denota as perdas do cobre da armadura e Vi_a é a potência total. Conseqüentemente ei_a denota o potência efetiva que foi transformado da forma elétrica para mecânica, em seguida a potência do entreferro P_a . A potência do entreferro P_a é expressa em termos de torque eletromagnético e velocidade angular ω_m ,

$$P_a = \omega_m T_e = ei_a \quad (26)$$

Assim, o torque eletromagnético T_e ou torque do entreferro é representado como

$$T_e = \frac{ei_a}{\omega_m} \quad (27)$$

A tensão induzida e é obtida sabendo-se que Z é o número de condutores na armadura com um fluxo de campo ϕ_f por pólo

$$e = Z \frac{d\phi_f}{dt} = Z \frac{\phi_f}{t} \quad (28)$$

onde t é o tempo necessário para os condutores cortar as linhas de fluxo ϕ_f . Por isso

$$t = \frac{1}{2 \times \text{frequencia}} = \frac{1}{2 \left(\frac{P}{2}\right) \left(\frac{n_r}{60}\right)} \quad (29)$$

onde n_r é a rotação em rpm.

Ao substituir a equação 29 na equação , obtém:

$$e = \frac{Z\phi_f P n_r}{60} \quad (30)$$

Se os condutores da armadura estão divididos em a caminhos paralelos, então

$$e = \frac{Z\phi_f P n_r}{60a} \quad (31)$$

Existem duas formas possíveis de condutores na armadura: enrolamento ondulado e enrolamento embricado. Os valores destes dois tipos de enrolamentos são

$$a = \begin{cases} 2 & \text{para enrolamento ondulado} \\ P & \text{para enrolamento imbricado} \end{cases} \quad (32)$$

Reescrevendo a expressão 31 em uma forma mais compacta

$$e = K\phi_f\omega_m \quad (33)$$

onde $\omega_m = 2\pi r/60$ rad/s e $K = (P/a)Z(1/2\pi)$.

O fluxo de campo é constante, então a *fem* induzida é proporcional à velocidade do rotor e a constante de proporcionalidade é conhecida como a *fem* induzida. Então, a *fem* induzida é representada como

$$e = K_b\omega_m \quad (34)$$

onde K_b é a *fem* induzida, dada por

$$K_b = K\phi_f \quad (35)$$

onde K é uma constante de proporcionalidade. O fluxo de campo é escrito como a razão

entre o campo Força magnetomotriz (fmm) e a indutância mútua.

$$\phi_f = \frac{N_f i_f}{\mathfrak{R}_m} = M i_f \quad (36)$$

onde N_f é o número de voltas no enrolamento de campo, e i_f é a corrente de campo, e \mathfrak{R}_m é a relutância do caminho de fluxo mútuo. O fluxo mútuo é a resultante da armadura e fluxos de campo.

$$K_b = \frac{KN_f i_f}{\mathfrak{R}_m} = M i_f \quad (37)$$

onde M é a indutância mútua entre enrolamentos da armadura e de campo dada por

$$M = \frac{KN_f}{\mathfrak{R}_m} = \frac{PZN_f}{2\pi a \mathfrak{R}_m} \quad (38)$$

Tem-se que $Z/(2a)$ é o número de voltas na armadura por caminho paralelo em conjunto com o produto do campo das N_f espiras é definido como indutância mútua. O fator P/π torna uma indutância fictícia. Substituindo a equação (36) na equação (33), a fem induzida é obtida como

$$e = M i_f \omega_m \quad (39)$$

Substituindo a equação (33) na equação (24) obtem-se

$$\frac{v}{L_a} - \frac{K_b}{L_a} \omega_m - \frac{R_a}{L_a} i_a = \frac{di_a}{dt} \quad (40)$$

Para as equações mecânicas, utiliza-se a segunda equação de Newton.

$$J \frac{d\omega_m}{dt} + B_l \omega_m = T_e - T_l = T_a \quad (41)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = -\frac{B_l}{J} \omega_m + \frac{T_e}{J} - \frac{T_l}{J} \quad (42)$$

onde J é o momento de inércia do motor, B_l o coeficiente de atrito, ω_m a velocidade angular, T_e o torque elétrico, T_l o torque de carga e T_a é o torque de aceleração. Substituindo a

equação (33) na equação (27) chega-se em

$$T_e = K_b i_a \quad (43)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = -\frac{B_l}{J}\omega_m + \frac{K_b}{J}i_a - \frac{1}{J}T_l \quad (44)$$

A equação acima é utilizada na simulação da máquina *CC* de excitação independente realizada neste trabalho.

3.3 MODELAGEM EM ESPAÇO DOS ESTADOS

A equação dinâmica do motor *CC* pode ser escrita em espaço de estados como expresso em (39) (KRISHINAN, 2001).

$$\begin{bmatrix} p i_a \\ p \omega_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_b}{L_a} \\ \frac{K_b}{J} & -\frac{B_l}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V \\ T_l \end{bmatrix} \quad (45)$$

onde p é o operador diferencial em relação ao tempo. A equação (45) é expressa de forma compacta por

$$\dot{X} = AX + BU \quad (46)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_b}{L_a} \\ \frac{K_b}{J} & -\frac{B_l}{J} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \quad (47)$$

Os autovalores da matriz A são obtidos abaixo:

$$\lambda_1 \lambda_2 = \frac{-\left(\frac{R_a}{L_a} + \frac{B_l}{J}\right) \pm \sqrt{\left(\frac{R_a}{L_a} + \frac{B_l}{J}\right)^2 - 4\left(\frac{R_a B_l}{J L_a} + \frac{K_b^2}{J L_a}\right)}}{2} \quad (48)$$

É importante notar que o motor é estável em operação à malha aberta, pois, os autovalores sempre terão parte real negativa.

3.4 DIAGRAMA DE BLOCOS

Tomando as equações (23) a (41) e desconsiderando as condições iniciais, tem-se

$$I_a(s) = \frac{V(s) - K_b \omega_m(s)}{R_a + sL_a} \quad (49)$$

$$\omega_m(s) = \frac{K_b I_a(s) - T_l(s)}{(B_l + sJ)} \quad (50)$$

O diagrama de blocos é representado na Figura 10.

$$G_{\omega V}(s) = \frac{\omega_m(s)}{V(s)} = \frac{K_b}{s^2(JL_a) + s(B_l L_a + J R_a) + (B_l R_a + K_b^2)} \quad (51)$$

$$G_{\omega T_l}(s) = \frac{\omega_m(s)}{T_l(s)} = \frac{-(R_a + sL_a)}{s^2(JL_a) + s(B_l L_a + J R_a) + (B_l R_a + K_b^2)} \quad (52)$$

onde $\frac{\omega_m(s)}{V(s)}$ e $\frac{\omega_m(s)}{T_l(s)}$ é a função de transferência do sistema elétrico e sistema mecânico da máquina respectivamente.

$$\omega_m(s) = G_{\omega V}(s)V(s) + G_{\omega T_l}(s)T_l(s) \quad (53)$$

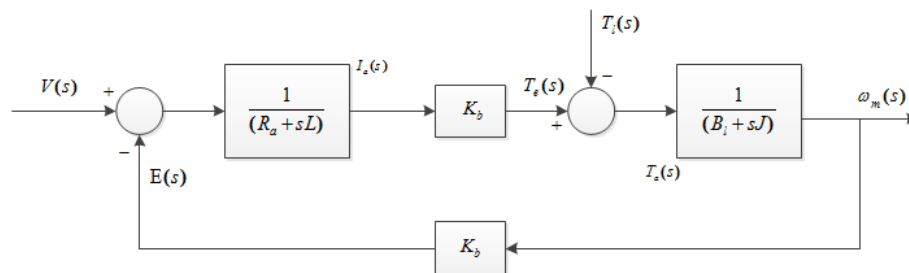


Figura 10 – Diagrama de blocos da máquina CC.

Fonte: Krishinan (2001)

O diagrama de blocos representa a máquina CC de excitação independente, sendo a entrada a tensão $V(s)$ e a saída ω_m

3.5 EXCITAÇÃO DE CAMPO

A excitação de campo é dependente das ligações do enrolamento de campo em relação ao enrolamento da armadura. Os tipo de ligações são tratados nas seções seguin-

tes.

3.5.1 Máquina *CC* de Excitação Independente

Se o enrolamento de campo é fisicamente e eletricamente separado do enrolamento de armadura, então a máquina é conhecida como uma máquina *CC* de excitação independente, cujo circuito equivalente é mostrado na Figura 11. O controle independente de corrente de campo e armadura favorece um controle simples, mas de alto desempenho nesta máquina, porque o torque e o fluxo podem ser controlados de forma independente e preciso. O fluxo de campo é controlado apenas pelo controle da corrente de campo. Supondo que o fluxo de campo é constante, então o torque é proporcional apenas à corrente da armadura. Com a independência do torque e fluxo, deve-se notar que é possível gerar torques variados para uma dada velocidade e, portanto, tornar a geração de torque independente da velocidade de operação. Esta é uma característica operacional importante da máquina: a variação de velocidade pode ser zero (KRISHINAN, 2001).

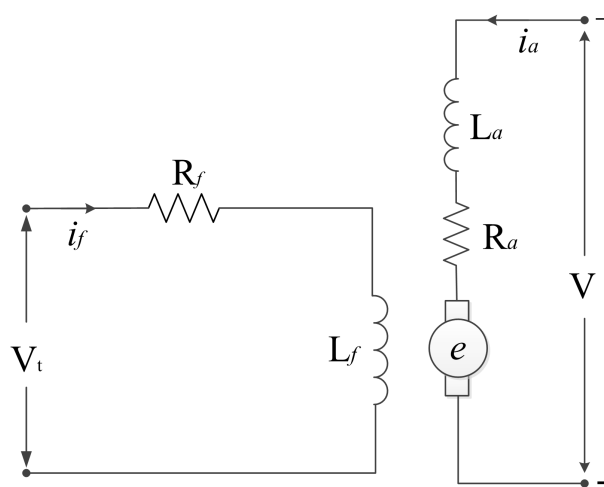


Figura 11 – Máquina *CC* de excitação independente.

Fonte: Krishinan (2001)

3.6 CONTROLE DE FASE DO MOTOR *CC*

O princípio de controle de velocidade para motores *CC* é desenvolvido a partir da equação básica da *fem* do motor. Torque, fluxo, *fem*, corrente induzida e velocidade são normalizados para apresentar as características do motor. Dois tipos de controle estão disponíveis: o controle da armadura e controle de campo. Estes métodos são combinados para produzir uma ampla gama de controle de velocidade. A operação, conhecida como

operação nos quatro quadrantes, tem um único conjunto de requisitos sobre a tensão de entrada e corrente de armadura e campo do motor. Estes requisitos são identificados para especificação dos estágio de potência.

Conversores de energia modernos constituem o estágio de potência para velocidade variável. Esses conversores de energia são escolhidos para uma determinada aplicação, dependendo de uma série de fatores como custo, fonte de alimentação de entrada, harmônicos, fator de potência, ruído, e a velocidade da resposta.

3.7 PRINCIPIO DE CONTROLE DE VELOCIDADE DO MOTOR CC

3.7.1 Relação Fundamental

A dependência da tensão induzida do fluxo de campo e a velocidade é dada pela equação 54:

$$e = K \phi_f \omega_m \quad (54)$$

Os termos da equação (55) explicam que o fluxo de campo é proporcional à corrente de campo se o entreferro não está saturado e é representado como

$$\phi_f \propto i_f \quad (55)$$

Substituindo (55) em (54) a velocidade é expressa como

$$\omega_m \propto \frac{e}{\phi_f} \propto \frac{e}{i_f} \propto \frac{(v - i_a R_a)}{i_f} \quad (56)$$

onde v e i_a são as tensões aplicadas e a corrente de armadura respectivamente.

Da equação (56), observa-se que a velocidade do rotor é dependente da aplicação da tensão e da corrente de campo. Sendo a queda de tensão resistiva na armadura muito pequena quando comparada com a tensão nominal aplicada, a corrente de armadura tem apenas um efeito secundário. Para fazer o seu efeito dominante, um resistor em série com armadura pode ser conectado. Nesse caso, a velocidade pode ser controlada variando passo a passo o valor do resistor externo em função da velocidade de operação. A dissipação de energia no resistor externo leva à menor eficiência energética.

Apenas duas outras formas de controle, utilizando tensão de armadura e corrente de campo são considerados neste capítulo.

3.7.2 Controle de Campo

No controle de campo a tensão de armadura aplicada v é mantida constante. Em seguida, a equação da velocidade é representada por (56) como

$$\omega_m \propto \frac{1}{i_f} \quad (57)$$

A velocidade do rotor é inversamente proporcional a variação da corrente de campo. Invertendo a corrente de campo também inverte o sentido de rotação. A velocidade máxima é limitada pelo comutador e as escovas, e o tempo necessário para desligar a corrente da armadura de um segmento do comutador. Não é possível aumentar o fluxo do campo além do seu valor nominal por conta da saturação das lâminas de aço. Por isso, o controle de campo para velocidades variadas não é adequado abaixo da velocidade nominal. À velocidade nominal, a corrente de campo também tem o valor de corrente de campo nominal, e, portanto, a densidade de fluxo é escolhida para estar perto do ponto de saturação da curva de magnetização das lâminas de aço (KRISHINAN, 2001).

3.7.3 Controle da Armadura

Neste modo, a corrente de campo é mantido constante. Então a velocidade é derivada da equação (56) como

$$\omega_m \propto (v - i_a R_a) \quad (58)$$

Assim, variando a tensão aplicada a velocidade se altera. Invertendo a tensão aplicada muda o sentido de rotação do motor.

Controle da armadura tem a vantagem de controlar a corrente de armadura rapidamente, ajustando a tensão aplicada. A resposta é determinada pela constante de tempo da armadura, que tem um valor muito baixo. Em contraste, o tempo de campo constante é pelo menos 10 a 100 vezes maior do que o tempo da armadura constante, o tempo de grandes constante do campo faz com que a resposta de um campo controlado por motor de acionamento de ser lento (KRISHINAN, 2001).

O controle de armadura é limitado em velocidade pela magnitude disponível de tensão e isolamento da armadura. Se a tensão de alimentação é variada de zero a seu valor nominal, então a velocidade pode ser controlada a partir de zero para o valor nominal.

Por isso, o controle de armadura é ideal para velocidades mais baixas do que velocidade nominal: controle de campo é adequado para velocidades superiores a velocidade nominal.

3.7.4 Controle de Armadura e Campo

Através da combinação do controle de armadura e de campo para velocidades abaixo e acima da velocidade nominal, respectivamente, uma ampla gama de controle de velocidade é possível. Para velocidades inferiores a velocidade nominal, a tensão de armadura aplicada é variada, enquanto a corrente de campo é mantido em seu valor nominal; para obter velocidades acima da velocidade nominal, a corrente de campo é reduzida, mantendo a tensão aplicada na armadura com seu valor constante. A fem induzida, potência, torque eletromagnético, e características campo-atual vs velocidade são mostrado na Figura 12.

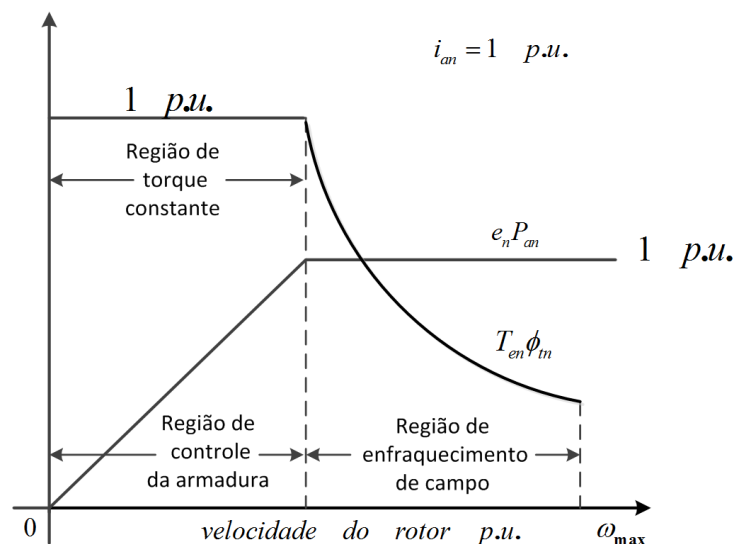


Figura 12 – Característica da variação de velocidade normalizada do motor CC.

Fonte: Krishinan (2001)

$$T_e = K \phi_f i_a \quad (59)$$

Equação (59) pode ser normalizada, se for dividida pelo torque nominal, que é expressa como

$$T_{er} = K \phi_f i_{ar} \quad (60)$$

onde o subscrito adicionais r denota o valor nominal correspondente. Então, a versão

normalizada da equação (59) é

$$T_{en} = \frac{T_e}{T_{er}} = K \frac{\Phi_f}{K \Phi_{fr} i_{ar}} = \left(\frac{\Phi_f}{\Phi_{fr}} \right) \left(\frac{i_a}{i_{ar}} \right) = \Phi_{fn} i_{an}, \quad p.u. \quad (61)$$

onde o subscrito n expressa as variáveis normalizadas, conhecida como por unidade (Por unidade (p.u.)).

$$T_{en} = \frac{T_e}{T_{er}} \quad p.u. \quad (62)$$

A normalização elimina as constantes da máquina, compacta das equações de desempenho, e permite a visualização de características de desempenho, independentemente do tamanho da máquina na mesma escala. O torque normalizado, fluxo e corrente de armadura são dadas por

$$\Phi_{fn} = \frac{\Phi_f}{\Phi_{ft}} \quad p.u. \quad (63)$$

$$i_{an} = \frac{i_a}{i_{ar}} \quad p.u. \quad (64)$$

Como a corrente de armadura é mantida em $p.u.$, o torque normalizado torna-se

$$T_{en} = \Phi_{fn} \quad p.u. \quad (65)$$

Assim, o torque eletromagnético normalizado coincide com o fluxo do campo normalizado, como mostrado na Figura 12. Similarmente a potência do entreferro é

$$P_{an} = e_n i_{an} \quad p.u. \quad (66)$$

onde e_n é a *fem* induzida normalizada, i_{an} como é definida como 1 $p.u.$, a potência normalizada do entreferro tornam-se,

$$P_{an} = e_n \quad p.u. \quad (67)$$

A característica da potência normalizada de saída é semelhante a *fem* induzida do motor *CC* no enfraquecimento de campo para regiões de torque constante. A *fem* induzida normalizada é o produto do fluxo normalizado e da velocidade. O fluxo é de 1 $p.u.$ na região

de controle de armadura, de modo que a *fem* induzida normalizada é igual a velocidade normalizada. O fluxo é hiperbólico na região de enfraquecimento de campo e tem uma relação inversa à velocidade. Para a velocidade nominal, o motor está drenando potência nominal com e_n e i_{an} em seus valores nominais.

Além da velocidade nominal a corrente de campo é reduzida para diminuir o fluxo de campo, este afetará a magnitude da *fem* induzida e, portanto, a potência de saída. É importante que a potência de saída de estado estacionário da máquina seja mantida excedendo seu valor de projeto, que é um *p.u.* A implicação da restrição de potência do entreferro é que a *fem* induzida e o fluxo de campo devem ser coordenados para alcançar este objetivo. A potência de saída é (KRISHINAN, 2001)

$$P_{an} = 1 \text{ p.u.} = e_n i_{an} = \varphi_{fn} \omega_{mn} i_{an} \quad (68)$$

se i_{an} é igual 1 *p.u.*, então

$$\varphi_{fn} \omega_{mn} = 1 \quad (69)$$

$$\varphi_{fn} = \frac{1}{\omega_{mn}} \quad (70)$$

Assim, a *fem* induzida normalizada é dada como:

$$e_n = \varphi_{fn} \omega_{mn} = \frac{1}{\omega_{mn}} \times \omega_{mn} = 1 \text{ p.u.} \quad (71)$$

A potência e a *fem* induzida são mantidas em seus valores nominais na região de enfraquecimento de campo pela configuração do fluxo do campo a ser inversamente proporcional à velocidade do rotor, o qual são mostrados na Figura 12.

3.8 OPERAÇÃO NOS QUATRO QUADRANTES

Muitas aplicações requerem partidas e paradas controladas do motor de corrente contínua, por exemplo na robótica. Considerando que a máquina esteja operando com uma velocidade constante ω_m , e deseja-se trazer a velocidade a zero. Existem duas formas de conseguir:

1. Cortar o fornecimento de tensão da armadura da máquina e deixar o rotor atingir

velocidade zero.

2. A máquina operando como gerador de corrente contínua, assim a energia cinética armazenada pode ser transferida para a fonte. Isso economiza energia e faz a máquina atingir rapidamente velocidade zero.

O corte de fornecimento produz uma resposta de velocidade não controlada, o segundo método fornece um controle de frenagem da máquina *CC*. Para tornar a operação da máquina de motor para o modo de gerador, tudo o que precisa ser feito é inverter o fluxo da corrente de armadura da máquina *CC*. Em primeiro lugar, a corrente de armadura traçada a partir da fonte tem que ser levado a zero, então uma corrente na direção contrária será induzida.

A corrente zero é alcançada fazendo a fonte de tensão *CC* zero ou, melhor, fazendo ser negativa. Depois disso, a corrente de armadura é gerada no sentido oposto, tornando a fonte de tensão menor que a *fem* induzida. Como a velocidade reduz, a *fem* induzida diminui, necessitando de uma redução contínua correspondente a fonte de tensão para manter constante a corrente de armadura. A tensão flui da armadura máquina para a fonte *CC*. Este modo de operação é chamado de frenagem regenerativa. A frenagem é realizada através da regeneração que implica num torque negativo gerado na máquina, por oposição ao torque positivo do motor. Por isso, um espelho de características velocidade-torque, é mostrado na Figura 12. Por conseguinte é necessário o quadrante IV para regeneração. O primeiro e o quarto quadrante são para um sentido de rotação, por exemplo, para a frente (KRISHINAN, 2001).

Algumas aplicações, requerem operação em ambas as direções de rotação. Nesse caso, o quadrante *II* significa sentido reverso e o quadrante *III* o modo de regeneração. Um motor capaz de operar em ambas as direções de rotação produzindo energia mecânica e regeneração é referido como operação nos quatro quadrantes de velocidade. As características torque-velocidade dos quatro quadrantes do motor *CC* são mostrados na Figura 13. Esta contém duas características, uma para a condição nominal de funcionamento, e o outro para a operação de curta duração, a característica de curto tempo é usada para aceleração e desaceleração da máquina; normalmente abrange de 50 a 100% do torque nominal das máquinas *CC*. As operações nos quatro quadrantes e suas relações com a velocidade, torque e potência são resumidas na Tabela 1.

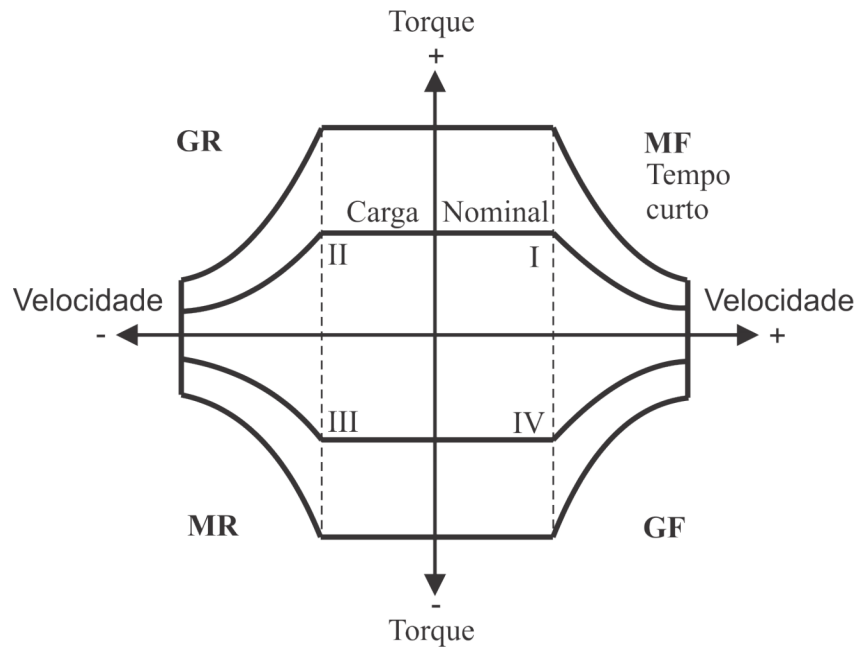


Figura 13 – Característica torque-velocidade nos quatro quadrantes.

Fonte: Krishinan (2001)

Tabela 1 – Operação nos quatro quadrantes

Fonte: Krishinan (2001)

Função	Quadrante	Velocidade	Torque	Potência de saída
Motor para frente (MF)	I	+	+	+
Gerador para frente (GF)	IV	+	-	-
Motor reverso	III	-	-	+
Gerador reverso	II	-	+	-

3.9 CHOPPER-CONTROLADOR CC

Sempre que a fonte de tensão é CC, um diferente tipo de conversor é necessário para converter a tensão constante em uma fonte de tensão variável/corrente variável para o controle de velocidade do motor CC. A tensão CC variável é controlada por um picotar da tensão de entrada, variando de *on – off* no tempo por um conversor, o conversor capaz de desempenhar essa função é o *chopper*.

3.9.1 Princípio de Operação do Chopper

O diagrama do chopper é apresentado na Figura 14, onde o controle de tensão é aplicado pelo *gate* V_c .

O conversor chopper é ligado no tempo t_{on} e de desligado em T_{off} . A frequência de operação é dada por

$$f_c = \frac{1}{(t_{on} + t_{off})} = \frac{1}{T} \quad (72)$$

A razão cíclica é definida por

$$d = \frac{t_{on}}{T} \quad (73)$$

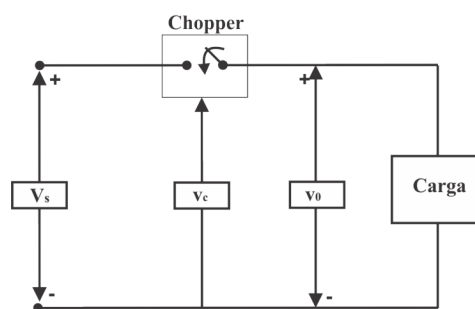


Figura 14 – Esquema do conversor *chopper* com quatro quadrantes.

Fonte: Krishinan (2001)

A tensão de saída da carga durante o tempo ligado é igual a diferença entre a fonte de tensão V_s e a queda de tensão através da chave de alimentação. Supondo que a chave seja ideal com queda de tensão zero, a tensão média de saída é dada como

$$V_{dc} = \frac{t_{on}}{T} V_s = dV_s \quad (74)$$

onde V_s é a tensão da fonte.

Variando a razão cíclica a tensão de saída também é variada, com apresentado na Figura 15 isto significa que o chopper é um amplificador de tensão. A razão cíclica d pode ser alterada de duas formas.

- manter a frequência de corte constante e variar o tempo de condução.
- manter o tempo de condução constante e variando a frequência de corte para obter diferentes valores de razão cíclica.

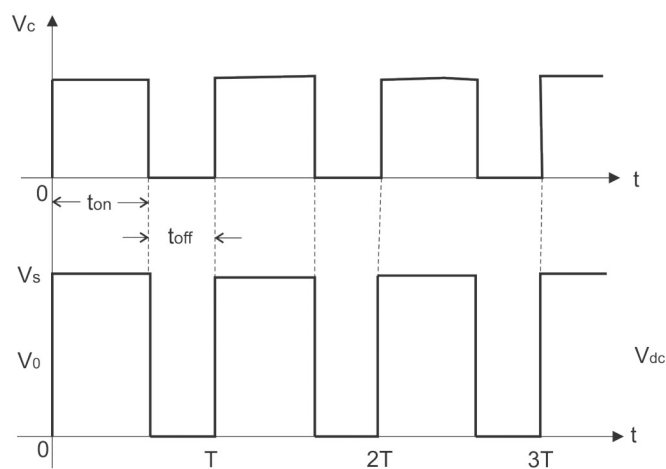


Figura 15 – Forma de onda da tensão.

Fonte: Krishinan (2001)

A frequência de chaveamento constante tem a vantagem de perdas de comutação da chave pré-determinadas, permitindo um melhor projeto de resfriamento para o circuito de alimentação e conteúdo harmônico pré-determinado o que permite um filtro de entrada ideal, essas vantagens são perdidas com a variação da frequência de chaveamento do chopper, portanto essa técnica não é predominante na prática.

O chopper com quatro quadrantes é mostrado na Figura 16, cada transistor tem um diodo de roda livre e um *snubber* para limitar o pico de tensão na chave. O circuito do *snubber* não é mostrado na figura.

A carga consiste de uma resistência, uma indutância e uma *fem* induzida, a fonte *CC* e um capacitor ligado a ela para manter a tensão constante.

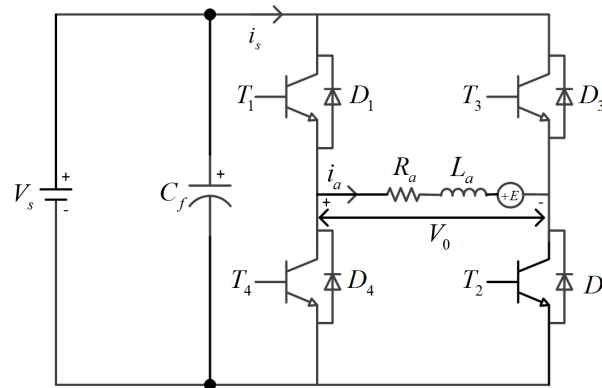


Figura 16 – Circuito do *chopper* de quatro-quadrantes.

Fonte: Krishinan (2001)

3.9.2 Operação no Primeiro Quadrante

A operação no primeiro quadrante corresponde a uma corrente e tensão de saída positiva. Isto é obtido pelo acionamento de T_1 e T_2 juntos, como mostrado na Figura 17 então a tensão de carga é igual a tensão da fonte. Para obter tensão zero, T_1 ou T_2 pode ser desligado. Supondo que T_1 é desligado, a corrente irá diminuir na chave e no indutor. Como a corrente tende a diminuir no indutor, uma tensão é induzida proporcional a queda de corrente com polaridade oposta a *fem* induzida. O D_4 fornece um caminho para a continuidade da corrente de armadura durante esse tempo. Conseqüentemente a configuração do circuito muda como mostrado na Figura 18. A carga é curto-circuitada, reduzindo a tensão a zero.

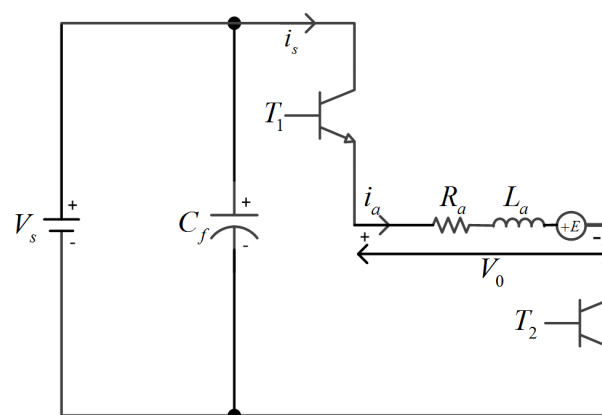


Figura 17 – Operação do conversor *chopper* no primeiro quadrante.

Fonte: Krishinan (2001)

As formas de onda da tensão e corrente para a condução da corrente contínua e descontínua são mostradas na Figura 19. No modo de corrente descontínua, a *fem* induzida da carga aparece do outro lado da carga quando a corrente é zero.

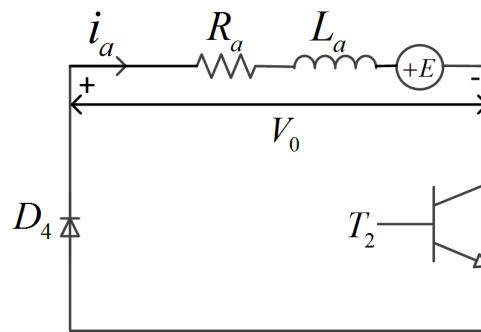


Figura 18 – Configuração para tensão nula no primeiro quadrante.

Fonte: Krishinan (2001)

A tensão de carga, portanto, é uma forma de onda em degraus. A operação apresentada corresponde ao motor no sentido horário, ou para frente. Observa-se que a tensão média de saída irá variar de 0 a V_s , a razão cíclica pode variar de 0 a 1.

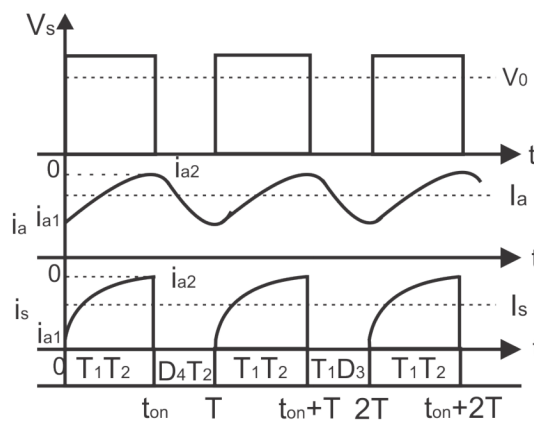


Figura 19 – Condução contínua para o primeiro quadrante.

Fonte: Krishinan (2001)

A tensão de saída também pode ser alterada por outra estratégia de chaveamento. A corrente de armadura é assumida contínua. Em vez de fornecer tensão zero em t_{off} para a carga, T_1 e T_2 são desligado para habilitar os diodos D_3 e D_4 . A tensão aplicada na carga é igual a tensão negativa da fonte, resultando em uma redução da tensão média da saída. As desvantagens dessa estratégia de chaveamento são as seguintes:

- (i) duplas perdas de chaveamento, devido os dois dispositivos estarem ligados em vez de apenas um.
- (ii) taxa de variação de tensão sobre a carga é o dobro da outra estratégia. Se a máquina é uma máquina CC , então há maiores perdas no isolamento e reduzindo a vida útil.

- (iii) uma vez que a energia está sendo distribuída entre a carga e a fonte em cada ciclo de comutação, a corrente de comutação harmônica é alta, resultando em perdas adicionais na carga e nos cabos de conexão entre a fonte e o conversor.
- (iv) a taxa de variação da corrente de carga é alta, contribuindo para a vibração da armadura, no caso caso da máquina CC.

3.9.3 Operação no Terceiro Quadrante

A operação no terceiro quadrante fornece a carga corrente e tensão negativa. Ligando T_3 e T_4 a corrente da carga aumenta e desligando um dos transistores de curtos-circuitos da carga diminui a corrente de carga. Dessa forma, a corrente de carga pode ser controlada dentro dos limites fixados. As configurações do circuito para os instantes de comutação são mostrados na Figura 20. As formas de onda de tensão e corrente contínua são mostrados na Figura 22. Observa-se a semelhança entre a operação no primeiro e terceiro quadrante.

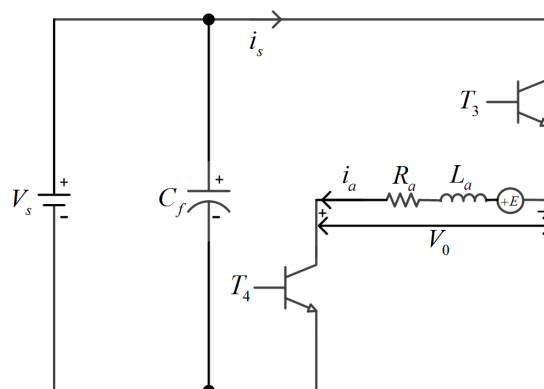


Figura 20 – Operação do conversor chopper no terceiro quadrante.
Fonte: Krishinan (2001)

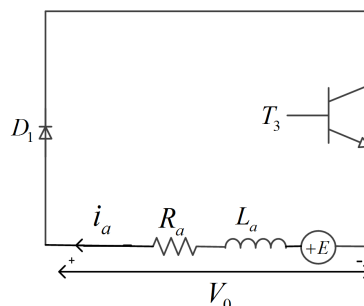


Figura 21 – Configuração para tensão nula no terceiro quadrante.
Fonte: Krishinan (2001)

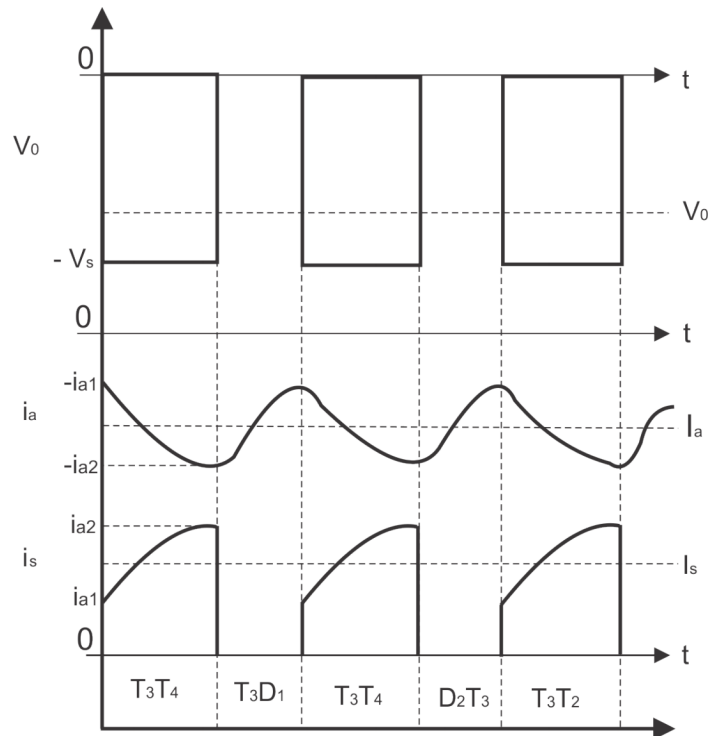


Figura 22 – Condução contínua para o terceiro quadrante.

Fonte: Krishinan (2001)

3.10 MODELAGEM DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

A modelagem do motor de indução trifásico se fundamenta num conjunto de equações diferenciais que descrevem o comportamento físico, tanto elétrico como mecânico da máquina. No estudo de sistemas envolvendo a conversão eletromecânica de energia, as transformações matemáticas são frequentemente usadas para separar as variáveis, facilitar a solução de equações com coeficientes variáveis no tempo, ou para submeter todas as variáveis para um quadro de referência comum. As transformadas permitem desacoplar os eixos de referência da máquina passando de um modelo trifásico para um bifásico balanceado o que simplifica o equacionamento matemático e também computacional no ambiente Matlab/Simulink.

Com o eixo de referência fixo q sempre alinhado com o estator do eixo da fase a e ω igual a zero, encontra-se as seguintes relações de tensão (1,2,3), definindo θ igual a zero na matriz de transformação de Clark (ONG, 1997), obtém:

$$v_{qs}^s = \frac{2}{3}v_{as} - \frac{1}{3}v_{bs} - \frac{1}{3}v_{cs} \quad (75)$$

$$v_{ds}^s = -\frac{1}{\sqrt{3}}v_{bs} + \frac{1}{\sqrt{3}}v_{cs} \quad (76)$$

$$v_{0s}^s = \frac{1}{3}(v_{as} + v_{bs} + v_{cs}) \quad (77)$$

onde v_{qs}^s é a tensão do estator no eixo- q referenciado no estator; v_{ds}^s é a tensão do estator no eixo- d referenciado no estator; v_{0s}^s é a tensão do estator no eixo-0 referenciado no estator; v_{as} é a tensão da fase a do estator; v_{bs} é a tensão da fase b do estator; v_{cs} é a tensão da fase c do estator.

A transformação das tensões do enrolamento do rotor no eixo- abc para o eixo- $dq0$ estacionário de referência (Figura 23) pode ser feita em duas fases distintas: Primeiro, transformar as tensões de fase do rotor para eixo de referência $dq0$ que é anexado ao rotor com o eixo- q alinhado com a fase a do enrolamento do rotor. As equações resultantes das tensões de rotor após a primeira transformação são semelhantes as das tensões do estator, conforme (ONG, 1997):

$$v_{qr}' = \frac{2}{3}v_{ar}' - \frac{1}{3}v_{br}' - \frac{1}{3}v_{cr}' \quad (78)$$

$$v_{dr}' = -\frac{1}{\sqrt{3}}v_{br}' + \frac{1}{\sqrt{3}}v_{cr}' \quad (79)$$

$$v_{0r}' = \frac{1}{3}(v_{ar}' + v_{br}' + v_{cr}') \quad (80)$$

onde v_{qr}' é a tensão induzida no rotor ao eixo- q referenciado no rotor; v_{dr}' é a tensão induzida no rotor no eixo- d referenciado ao rotor; v_{0r}' é a tensão induzida no rotor no eixo-0 referenciado ao rotor; v_{ar}' é a tensão induzida na fase a do rotor; v_{br}' é a tensão induzida na fase b do rotor; v_{cr}' é a tensão induzida na fase c do rotor. As tensões, v_{qr}' e v_{dr}' , apresentam-se com frequências defasadas.

Em seguida, realiza-se uma transformação de rotação sobre o eixo- dq do rotor para o mesmo eixo estacionário dq do estator.

$$v_{qr}^s = v_{qr}' \cos \theta_r(t) + v_{dr}' \sin \theta_r(t) \quad (81)$$

$$v_{dr}^s = -v_{qr}' \sin \theta_r(t) + v_{dr}' \cos \theta_r(t) \quad (82)$$

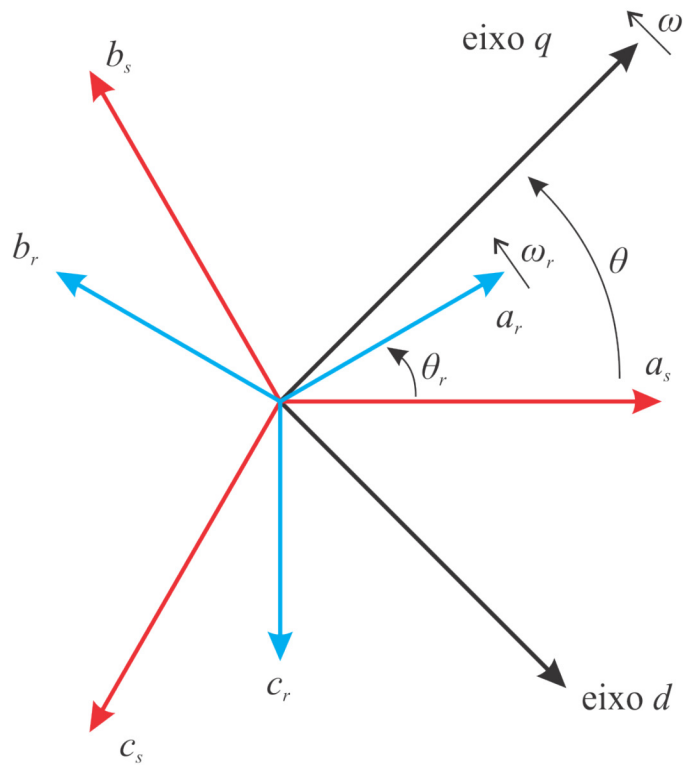


Figura 23 – Eixos de referências abc e dq0.

Fonte: Adaptado de Krishinan (2001)

$$\theta_r(t) = \int_0^t \omega_r(t) dt + \theta_r(0) \quad (83)$$

onde v_{qr}^s é a tensão induzida no rotor no eixo- q referenciado no estator; v_{dr}^s é a tensão induzida no rotor no eixo- d referenciado no estator; θ_r posição do rotor em relação ao estator; v_{qr}^r é a tensão induzida no rotor no eixo- q referenciado no rotor; v_{dr}^r é a tensão induzida no rotor no eixo- d referenciado no rotor; ω_r velocidade angular do rotor.

As tensões $dq0$ em ambos os terminais do estator e rotor, refere-se ao mesmo eixo de referência $dq0$ estacionário. As mesmas serão usados como entradas, juntamente com o torque de carga, o modelo de equações da máquina de indução no eixo- $qd0$ estacionário para obter as correspondentes correntes no eixo de referência fixo $dq0$.

O modelo da máquina de indução no eixo estacionário $dq0$ pode ser rearranjado para a simulação:

$$\psi_{qs}^s = \omega_b \int \left\{ v_{qs}^s + \frac{r_s}{x_{ls}} (\psi_{mq}^s - \psi_{qs}^s) \right\} dt \quad (84)$$

$$\psi_{ds}^s = \omega_b \int \left\{ v_{ds}^s + \frac{r_s}{x_{ls}} (\psi_{md}^s - \psi_{ds}^s) \right\} dt \quad (85)$$

$$i_{0s}^s = \frac{\omega_b}{x_{ls}} \int \{ v_{0s} - i_{0s} r_s \} dt \quad (86)$$

onde ψ_{qs}^s é o fluxo no eixo- q do estator referenciado ao estator; ψ_{ds}^s é o fluxo no eixo- d do estator referenciado ao estator; i_{0s}^s é a corrente no eixo-0 do estator referenciada ao estator; r_s é a resistência do estator; x_{ls} é a reatância do enrolamento do estator; ψ_{md}^s é o fluxo magnetizante no eixo- d do estator; ψ_{mq}^s é o fluxo magnetizante no eixo- q do estator; $\omega_b = 2\pi f$, sendo a f a frequência nominal da máquina, em Hz.

$$\psi'_{qr}{}^s = \omega_b \int \left\{ v'_{qs}{}^s + \frac{\omega_r}{\omega_b} \psi'_{dr}{}^s + \frac{r'_r}{x'_{lr}} (\psi_{mq}^s - \psi'_{qr}{}^s) \right\} dt \quad (87)$$

$$\psi'_{dr}{}^s = \omega_b \int \left\{ v'_{dr}{}^s + \frac{\omega_r}{\omega_b} \psi'_{qr}{}^s + \frac{r'_r}{x'_{lr}} (\psi_{md}^s - \psi'_{dr}{}^s) \right\} dt \quad (88)$$

$$i'_{0r} = \frac{\omega_b}{x'_{lr}} \int \{ v'_{0r} - i'_{0r} r'_r \} dt \quad (89)$$

onde $\psi'_{qr}{}^s$ é o fluxo induzido no eixo- q do rotor referenciado ao estator; $\psi'_{dr}{}^s$ é o fluxo induzido no eixo- d do rotor referenciado ao estator; i'_{0r} é a corrente induzida no eixo-0 do rotor referenciado ao estator; r'_r é a resistência do rotor; x'_{lr} é a reatância induzida no enrolamento do rotor.

$$\psi_{mq}^s = x_m (i_{qs}^s + i'_{qr}{}^s) \quad (90)$$

$$\psi_{md}^s = x_m (i_{ds}^s + i'_{dr}{}^s) \quad (91)$$

onde x_m é a reatância mútua.

$$i_{qs}^s = \frac{\psi_{qs}^s - \psi_{mq}^s}{x_{ls}} \quad (92)$$

$$i_{ds}^s = \frac{\psi_{ds}^s - \psi_{md}^s}{x_{ls}} \quad (93)$$

$$i'_{qr}{}^s = \frac{\psi'_{qr}{}^s - \psi_{mq}^s}{x'_{lr}} \quad (94)$$

$$i'_{dr}{}^s = \frac{\psi'_{dr}{}^s - \psi_{mq}^s}{x'_{lr}} \quad (95)$$

onde $i'_{qs}{}^s$ é a corrente induzida no eixo- q do estator referenciada ao estator; $i'_{ds}{}^s$ é a corrente induzida no eixo- d do estator referenciada ao estator; $i'_{qr}{}^s$ é a corrente induzida no eixo- q do rotor referenciada no estator ; $i'_{dr}{}^s$ é a corrente induzida no eixo- d do rotor referenciada no estator.

O torque eletromagnético é dado pela equação (96):

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2\omega_b} (\psi_{ds}^s i'_{qs}{}^s - \psi_{qs}^s i'_{ds}{}^s) \quad (96)$$

onde T_{em} é o torque eletromagnético e P o número de pólos da máquina.

A equação do movimento do rotor é obtido pela equação do momento de inércia e o torque de aceleração.

$$J \frac{d\omega_{rm}}{dt} = T_{em} - T_{mech} - T_{damp} \quad (97)$$

onde J é o momento de inércia, T_{mech} é o torque de carga e T_{damp} é o atrito viscoso. Com base nas equações 75 a 97 é possível representar o comportamento eletromagnético do MIT.

4 CONTROLADOR PI NÃO-FALSEADO APLICADO EM MÁQUINA CC

Neste capítulo será apresentada uma estratégia de controle utilizando um Controlador PI Não-Falseado para o controle de uma máquina CC.

A teoria Não-Falseada é utilizada como um método alternativo para determinar as leis de controle, cuja capacidade de atender as especificações de desempenho que não sejam falseadas pelos dados disponíveis de entrada/saída da máquina CC.

A Figura 24 representa a máquina CC e o Controlador PI Não-Falseado utilizado nas simulações computacionais, onde tem-se uma máquina CC sendo controlada por um Chopper o qual recebe a ação de controle u do Controlador PI Não-Falseado fazendo o chaveamento da ponte-H utilizada no acionamento do motor CC. Os parâmetros do motor CC são apresentados na Tabela 2.

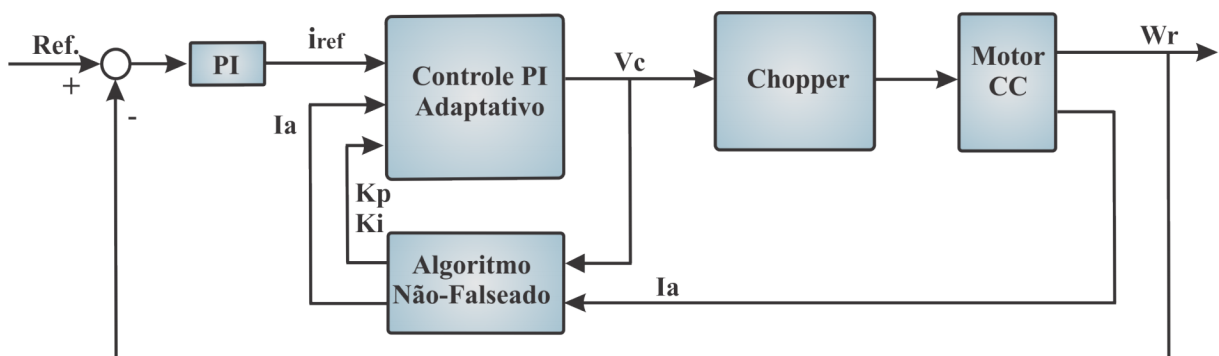


Figura 24 – Representação da simulação do Controlador PI Não-Falseado.

Fonte: Autoria própria

Na Figura 25 é possível a comparação do teste de *track* para diferentes valores de *setpoint* de rotação no sentido horário e anti horário para o controlador Não-Falseado e o controlador PI. Para o teste de *track* a Figura 26 apresenta uma comparação entre as correntes do controle Não-Falseado e do controlador PI. Para os testes foram utilizados os mesmos parâmetros do motor CC.

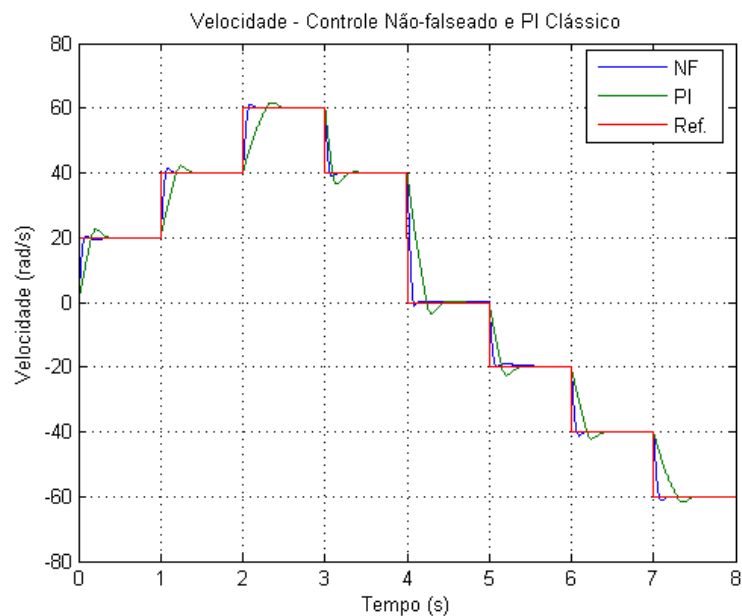
O conjunto de controladores candidatos K_i é inicialmente composto por 30 elementos, como representado na Figura 27. Durante a simulação do controle do Motor CC alguns controladores não satisfazem a especificação de desempenho T_{spec} , ou seja, o controlador é falseado e comutado para um novo ganho de k_p e k_I .

A Figura 28 apresenta os ganhos de k_p e k_I em cada instante de tempo e onde ocorreu a comutação de ambos os ganhos. A comutação do controlador indica que os ganhos atuais são falseados e um novo controlador é aplicado em malha fechada. Os

Tabela 2 – Parâmetros do motor *CC* utilizado nas simulações.

Fonte: Adaptado de Ong (1997)

Parâmetros do Motor CC		
V_a	Tensão de armadura	300 V
V_f	Tensão de campo	240 V
R_a	Resistência de armadura	11,2 Ω
L_a	Indutância de armadura	0,1215 H
R_f	Resistência de campo	281,3 Ω
L_f	Indutância de campo	156 H
L_{af}	Indutância mutual campo-armadura	1,976 H
J	Inércia	0,02215 $kg.m^2$
B_m	Coefficiente de viscosidade	0,002953 $N.m.s$
T_f	Coefficiente de atrito	0,5161 $N.m$
V_0	Velocidade inicial	0 rad/s

Figura 25 – Referência e velocidade do motor, teste de *track*.

Fonte: Autoria própria

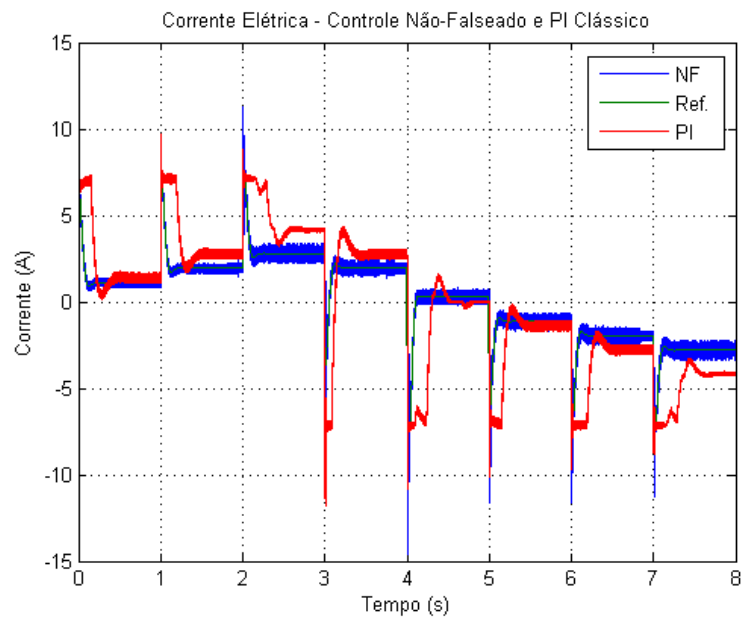


Figura 26 – Referência e corrente do motor.

Fonte: Autoria própria

parâmetros iniciais e finais do controlador são $(k_p=3, k_I=5)$ e $(k_p=250, k_I=500)$ respectivamente.

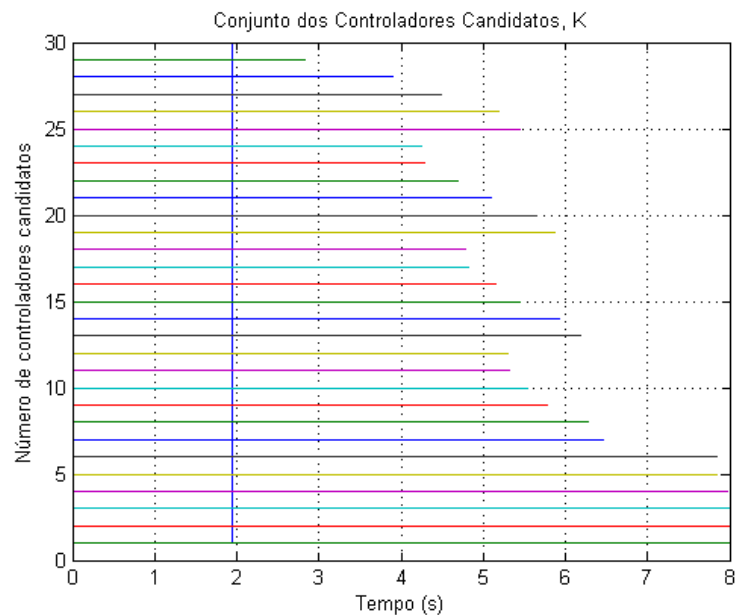


Figura 27 – Conjunto de controladores candidatos, K.

Fonte: Autoria própria

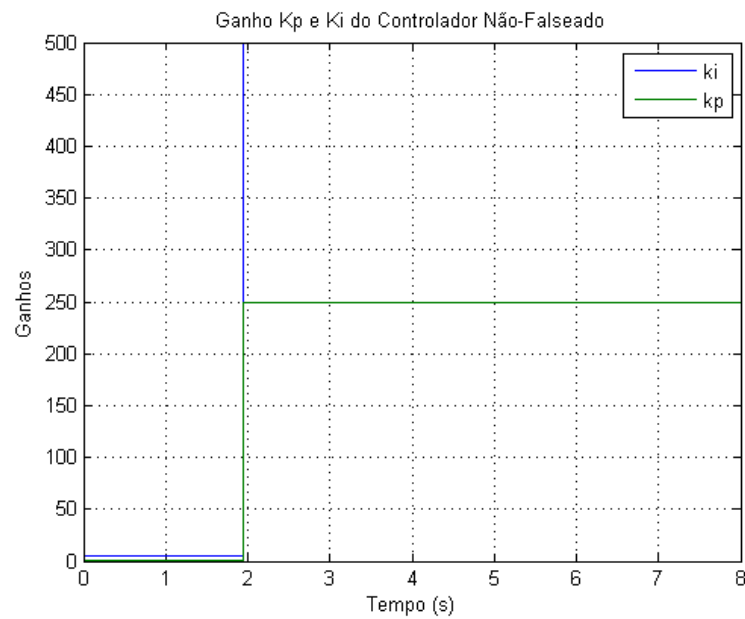


Figura 28 – Ganhos do Controlador PI Não-Falseado, k_p e k_i , teste de *track*.
Fonte: Autoria própria

As Figuras 29 à 32 apresentam o teste de perturbação de carga para uma rotação horária constante de 20 rad/s. Inicialmente o motor *CC* possui um conjugado de carga de 1 N/m e a cada segundo é acrescentado 1 N/m.

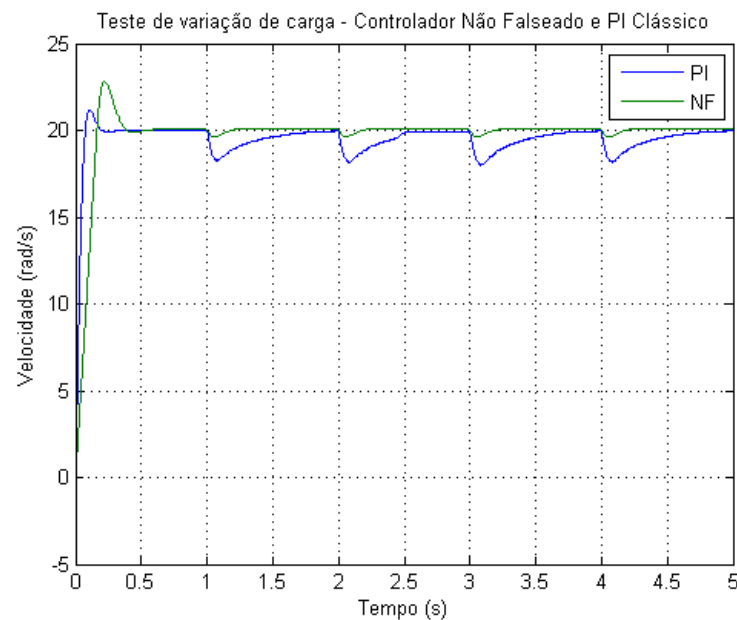


Figura 29 – Distúrbio de carga para controlador Não-Falseado e PI.
Fonte: Autoria própria

A Figura 31 apresenta o conjunto de controladores candidatos, que contém 30

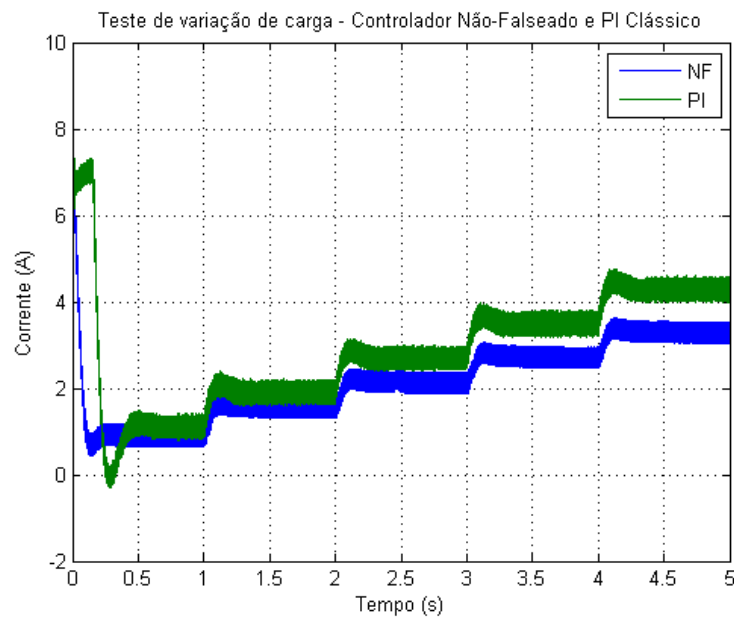


Figura 30 – Corrente para o teste de carga para controlador Não-Falseado e PI.
Fonte: Autoria própria

elementos, e com a variação de conjugado de carga alguns são falseados restando apenas um capaz de satisfazer o desempenho. Os ganhos k_p e k_I são apresentados na Figura 32.

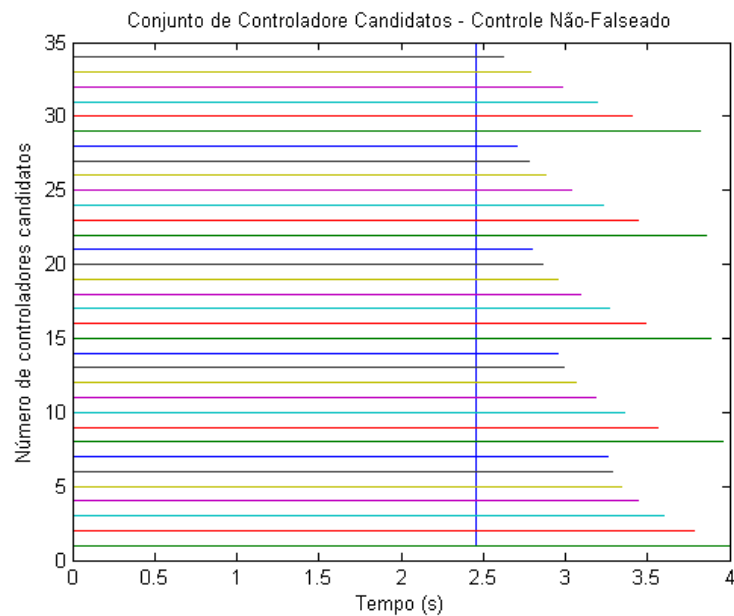


Figura 31 – Conjunto de controladores candidatos, K , distúrbio de carga.
Fonte: Autoria própria

Os gráficos apresentados nesta seção se deram através de dois teste do Controlador PI Não-Falseado aplicados na máquina CC, o primeiro é o teste de seguimento de

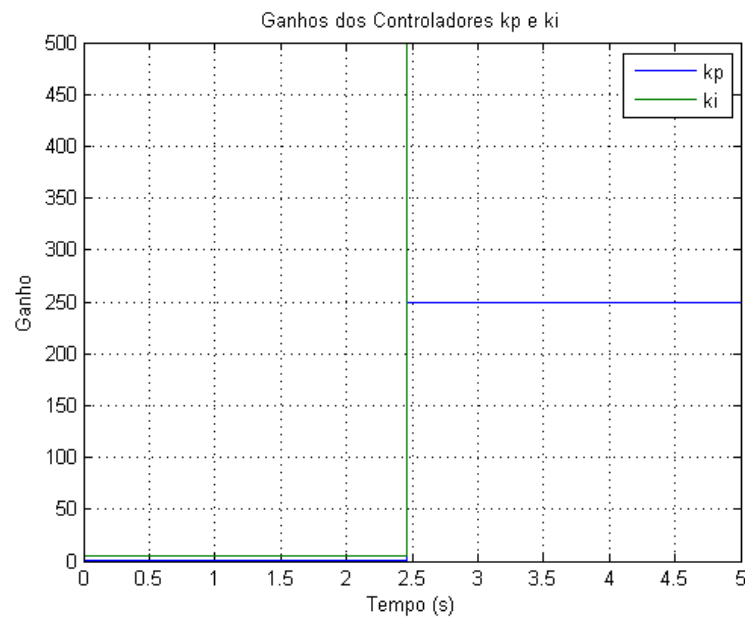


Figura 32 – Ganhos do Controlador Não-Falseado, k_p e k_i , para distúrbio de carga.
Fonte: Autoria própria

trajetória onde o controle foi capaz de rastrear de maneira satisfatória quando comparada ao controle PI clássico, o segundo teste realizado foi o teste de perturbação de carga onde o Controlador PI Não-Falseado se manteve a mesma velocidade para diferentes valores de cargas.

4.1 CONTROLE ESCALAR PI NÃO-FALSEADO APLICADO NO MIT

O controle escalar, comumente denominado controle V/f , consiste no controle de velocidade do MIT alternando a frequência e a amplitude da tensão de alimentação buscando manter o fluxo produzido pela máquina constante na maior faixa de frequência possível. Para isto, o fluxo eletromagnético produzido pelo MIT deverá permanecer constante.

O controlador PI é utilizado para o controle de velocidade do MIT por ser um controlador com baixo erro em regime permanente devido à presença do integrador. O ganho proporcional eleva a curva de ganho e aumenta a frequência de cruzamento, consequentemente, a banda passante.

A simulação é realizada da seguinte forma: Em cada amostragem de tempo $T = k\Delta t$, os dados $u(k\Delta t)$ e $y(k\Delta t)$ são medidos. Então, o procedimento do Controlador Não-Falseado é chamado para determinar qual, se for o caso, Controladores Não-Falseados anteriormente são falseados com base no teste de consistência

$$\tilde{J}(i, k\Delta t) \leq 0 \quad (98)$$

Em cada época, na comutação o algoritmo de controle redefine os estados do termo integrador

$$\left(kp_i + \frac{k_{Ii}}{s}\right) \quad (99)$$

impedindo qualquer descontinuidade em qualquer um dos seus respectivos sinais de saída, $u_{PI}(t)$. Isso assegura que o sinal de controle $u(t) = u_{PI}(t)$ é suave, evitando bruscas alterações ou picos elevados que poderiam resultar das trocas (k_p, k_I) . A Tabela 3 apresenta os parâmetros do MIT e do controlador não-falseado utilizados na simulação.

O diagrama em blocos do modelo Simulink/Matlab utilizado na simulação é apresentado na Figura 33. No algoritmo não-falseado é definido o conjunto K_i dos controladores candidatos, a especificação de performance T_{spec} , o período de amostragem e o critério de consistência inicial $\tilde{J}(i, 0)$. Em cada tempo $\tau = k\Delta t$ é medido $u(k\Delta t)$ e $y(k\Delta t)$ para cada K_i é calculado $\tilde{x}_i((k+1)\Delta t)$ e $\tilde{r}(k\Delta t)$ usando aproximação de discretização c2d.m e, em seguida, é testado o critério de consistência $\tilde{J}(i, k\Delta t)$. Os controladores candidatos que não foram falseados pela especificação de desempenho T_{spec} , têm ganhos k_p e k_I enviados ao

Tabela 3 – Parametros do MIT e do controlador não-falseado.

Fonte: Ong (1997)

Linha Standard -IV Pólos - 60Hz - 220/380 V	
Potência	1 cv
Resistência de Estator	7,32Ω
Resistência de Rotor	2,78Ω
Indutância de Dispersão do Enrolamento de Estator	8,95.10 ⁻³ H
Indutância de Dispersão do Enrolamento de Rotor	5,44.10 ⁻³ H
Indutância de Magnetização	1,41.10 ⁻¹ H
Momento de Inércia do Rotor	2,71.10 ⁻³ Kg.m ²
Velocidade Síncrona	188,49rad/s
Escorregamento Nominal	3,8%
Torque Nominal	4,1Nm
Condição inicial ρ	0
Ruído δ	0
Filtro 1	$w_1(s) = \frac{s+10}{2s+0,2}$
Filtro 2	$w_2(s) = \frac{0,10}{1,2s+(s+1)^3}$
k_P	3,6, 10, 15
k_I	3, 32, 62, 120

controle PI adaptativo o qual passa por um limitador de frequência de 60 Hz e aplica a ação de controle no algoritmo de modulação do inversor de frequência.

A simulação foi realizada com passos de cálculo fixos de 10 microssegundos, sem distúrbio, sem ruído e as condições iniciais iguais a zero, embora isto não seja essencial.

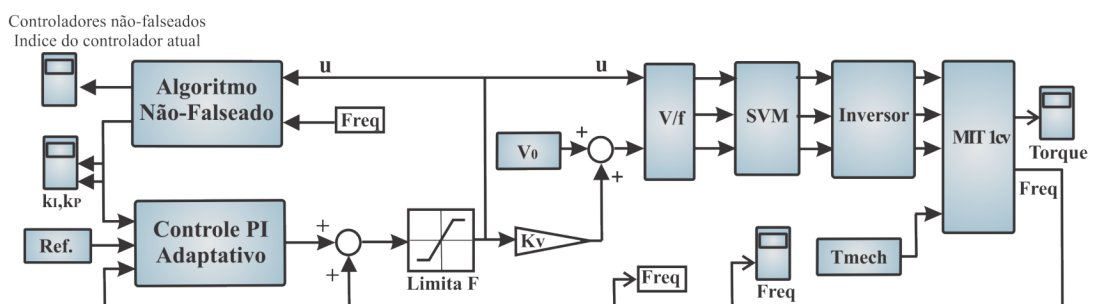


Figura 33 – Diagrama em blocos da simulação.

Fonte: Autoria própria

O bloco V/f representa o controle escalar, bloco SVM (*Space Vector Modulation*) é a técnica de modulação utilizada e o bloco inversor a fonte de tensão.

O sinal de referência é gerado na forma de degraus a cada 1 segundo e a resposta é representado na Figura 34. O conjunto de controladores candidatos K_i é inicialmente composto por 12 elementos, como representado na Figura 35. Durante a simulação do

controle do MIT alguns controladores não satisfazem a especificação de desempenho T_{spec} , ou seja, o controlador é falseado e comutado para um novo ganho de k_P e k_I .

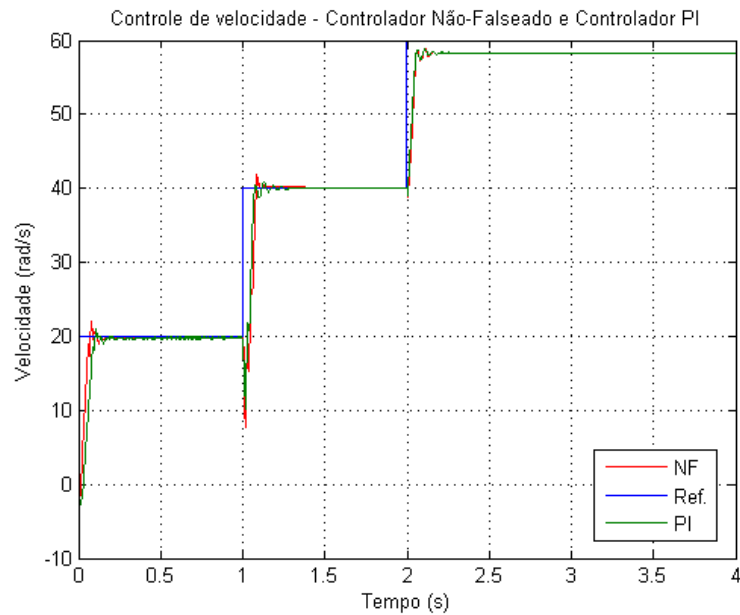


Figura 34 – Referência e saída dos controladores.

Fonte: Autoria própria

A Figura 36 apresenta os ganhos de k_P e k_I em cada instante de tempo e onde ocorreu a comutação de ambos os ganhos. A comutação do controlador indica que os ganhos atuais são falseados e um novo controlador é aplicado em malha fechada. Os parâmetros iniciais e finais do controlador são $(k_P=1, k_I=3)$ e $(k_P=5, k_I=50)$ respectivamente.

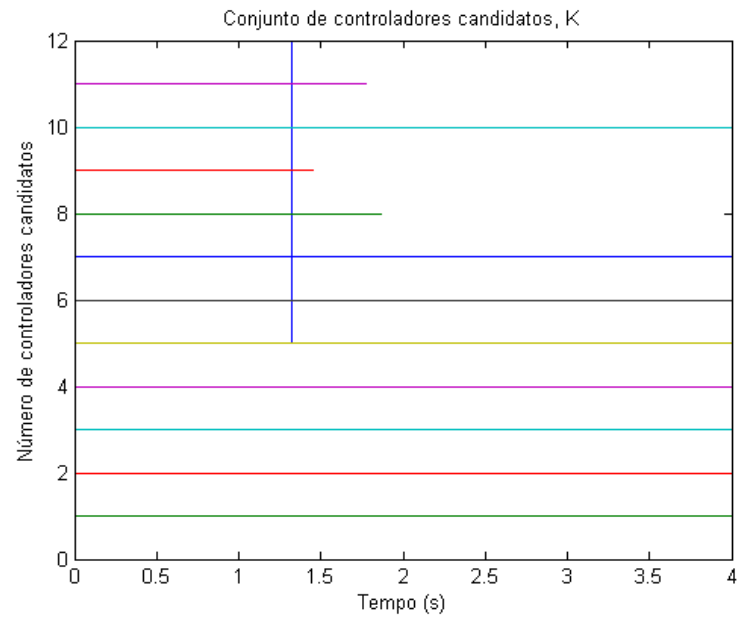


Figura 35 – Conjunto K_i de Controladores Não-Falseados, teste de *track*.

Fonte: Autoria própria

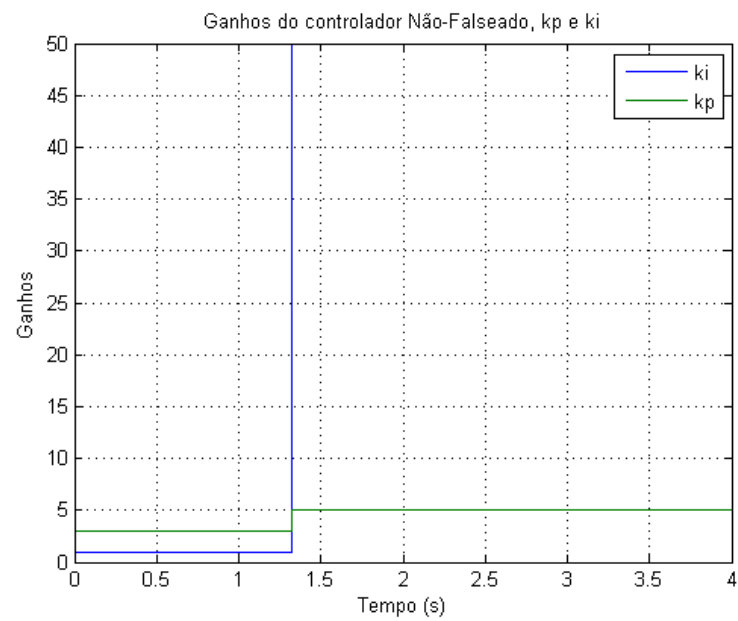


Figura 36 – Ganho k_p e k_i do Controlador Não-Falseado.

Fonte: Autoria própria

Os testes de carga são apresentados nas Figuras 37 à 39 para uma velocidade de 30rad/s sendo aplicado degraus de carga de 1Nm a cada segundo. A Figura 38 apresenta o conjunto de controladores candidatos para os ganhos k_P e k_I , onde os ganhos são apresentados na figura 39.

A figura 37 apresenta um comparativo entre o Controlador PI Não-Falseado e o Controlador PI clássico, a velocidade de 30rad/s é escolhida como referência para o teste de distúrbio de cargas, o qual será adicionado 1N/m a cada 1 segundo.

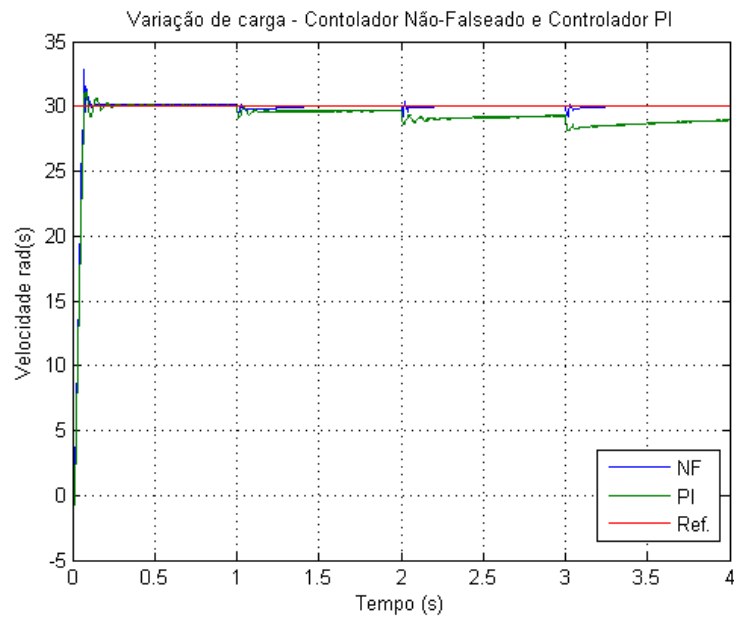


Figura 37 – Teste de carga com setpoint de 30 rad/s 1Nm a cada segundo

Fonte: Autoria própria

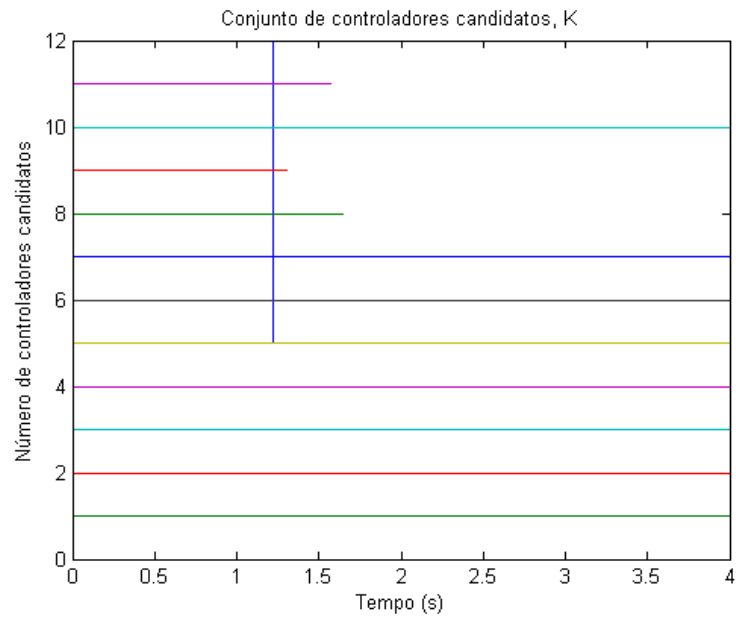


Figura 38 – Teste de carga para velocidade de 30 rad/s

Fonte: Autoria própria

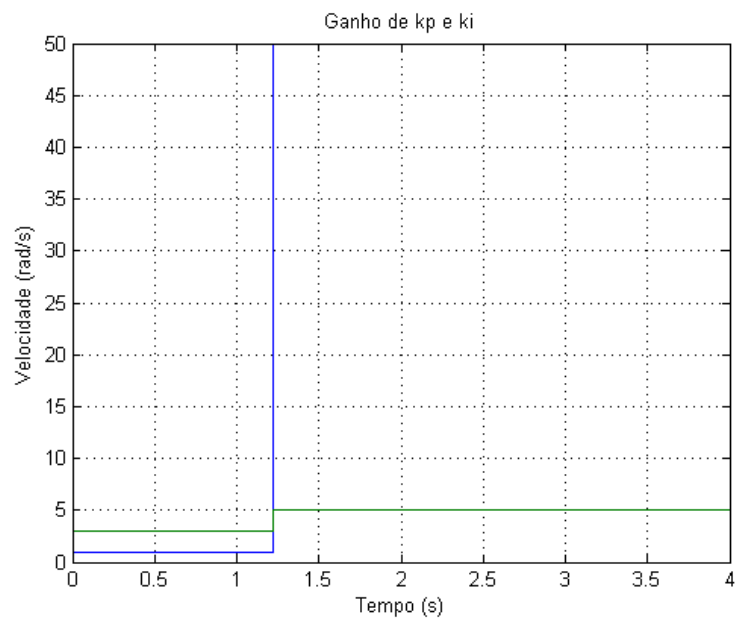


Figura 39 – ganhos k_p e k_i do controlador Não-Falseado.

Fonte: Autoria própria

As Figuras 40 à Figura 42 apresentam os resultados do comparativo do controlador Não-falseado e controlador PI para o setpoint de 20 rad/s. Os conjuntos de controladores candidatos são apresentados na Figura 41, onde seu ganhos são apresentados na Figura 42.

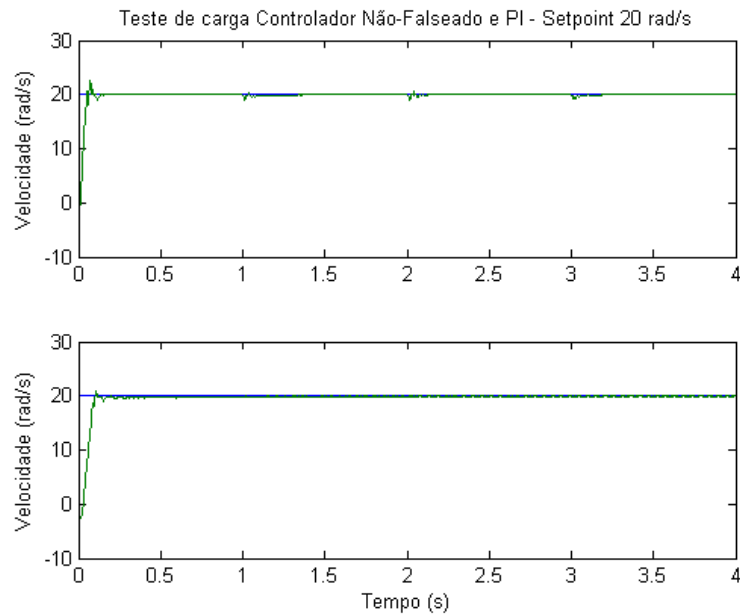


Figura 40 – Teste de carga, Controlador PI Não-Falseado e Controlador PI.
Fonte: Autoria própria

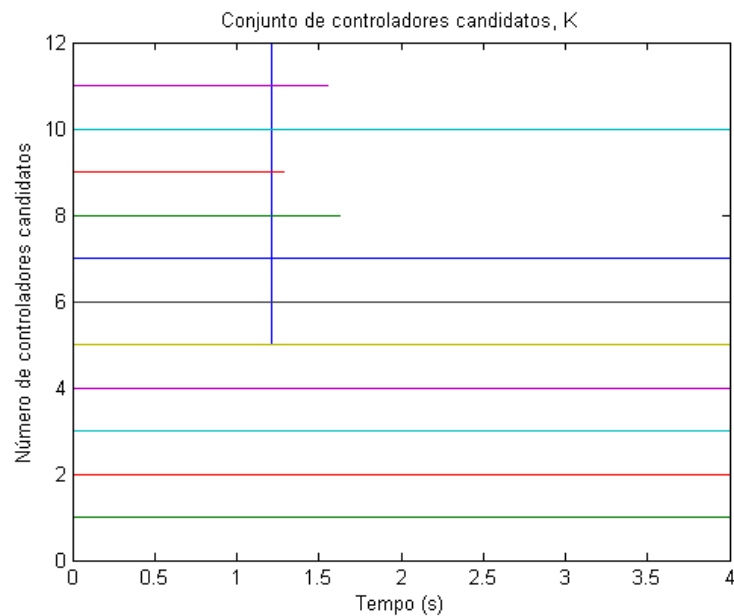


Figura 41 – Conjunto de controladores candidatos K_i para o teste de 20rad/s.
Fonte: Autoria própria

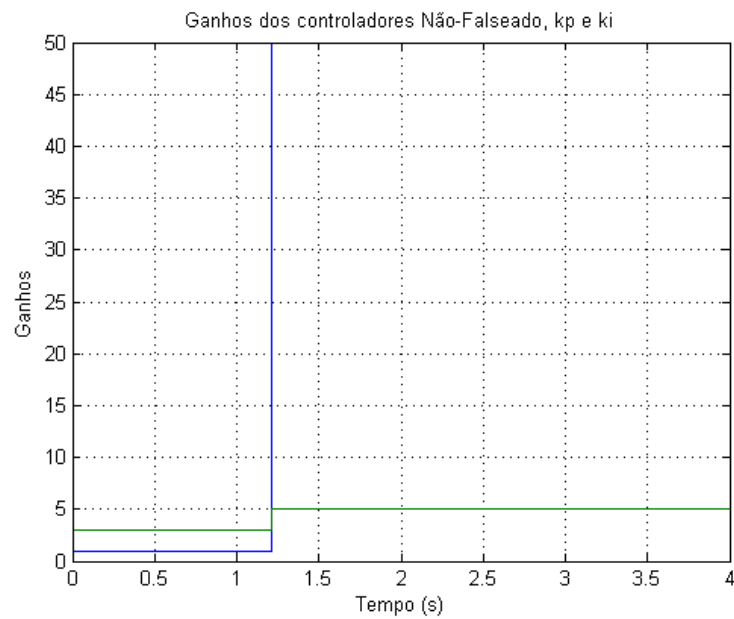


Figura 42 – Ganhos do Controlador Não-Falseado para o teste de variação.

Fonte: Autoria própria

Nesta seção 4.1 também foram aplicados dois testes no Controlador PI Não-Falseado e comparados com o Controlador PI clássico, sendo primeiro aplicado o teste de rastreamento (*track*) do controlador para diferentes faixas de velocidades onde observou-se que o Controlador PI Não-Falseado foi capaz de rastrear as referências de maneira satisfatória se comparada ou Controlador PI, em segundo o teste de distúrbio de carga foram aplicados para a faixa de 20rad/s e 30rad/s onde observá-se que alguns controladores candidatos foram falseados por não satisfazer o desempenho de especificação, e comparados ao método clássico de controle.

5 CONCLUSÃO

Neste trabalho apresentou, no Capítulo 2 uma abordagem geral a teoria Não-Falseada para caso simples e para o caso dinâmico, no capítulo 3 revisa-se a modelagem de motores elétricos de corrente contínua, suas formas de acionamento e controle como também motores de indução trifásico. No capítulo 4 a definição do Controlador PI Não-Falseado aplicados no motor *CC* e também no MIT, os resultados de controle foram comparados com a teoria clássica de controlador PI.

Tendo em vista que na literatura a Teoria Não-Falseada não é aplicada no controle de motores, o presente trabalho apresentou uma abordagem alternativa de controle de motores elétricos utilizando tal teoria. Com a leitura deste trabalho constata-se que nenhum modelo de máquina e conversor é necessário e também nenhum método de identificação de sistemas, apenas o par de entrada/saída (u, y) em tempo real do motor a ser controlado.

A partir dos resultado de simulação conclui-se que a Teoria Não-Falseada pode ser aplicada no controle de motores *CC* e controle escalar de motores de indução trifásico satisfazendo uma especificação de desempenho fornecida pelo projetista, o qual os ganhos deste controlador é comutado para um novo ganho toda vez que o mesmo não satisfaz a especificação de desempenho T_{spec} . Também é possível observar que a cada troca do termo proporcional e integral é feita de maneira suave, evitando bruscas alterações ou picos elevados na saída de cada processo.

Apesar da literatura contar com poucos trabalhos na área de controle utiliza-se a teoria Não-Falseada como uma estratégia de controle para sistemas industriais, o trabalho contribui com a comprovação da possibilidade de aplicação de diversas teorias em conjunto, teoria de estabilidade, teoria Não-Falseada, teoria de aprendizagem de máquinas e teoria de controle PID. A partir deste trabalho utilizando o Controlador PI Não-Falseado espera-se que novos trabalhos sejam desenvolvidos com objetivo de buscar resultados cada vez melhores de baixo esforço computacional.

Trabalhos futuros incluem a validação do controle aplicado em máquinas elétricas em bancada experimental, e assim comprovar a teoria em sistemas físicos reais com ruídos e condições diversas de *setpoint* e conjugado de carga, além de teste com outros controladores sendo aplicados além do controle PI.

REFERÊNCIAS

- ÅSTRÖN, K. J.; HAGGLÜND, T. Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins. **Automatica**, v. 20, p. 645–651, 1984.
- ÅSTRÖN, K. J.; HAGGLÜND, T. The future of PID control. **Control Engineering Practice**, n. 9, p. 1163–1175, 2001.
- BATTISTELLI, G. et al. Unfalsified adaptive switching supervisory control of time varying systems. p. 805–810, dec. 2009.
- BATTISTELLI, G. et al. Stability of unfalsified adaptive switching control in noisy environments. **Automatic Control, IEEE Transactions on**, v. 55, n. 10, p. 2424 –2429, oct. 2010.
- CHIANG, M.-L.; HUA, C.-C.; LIN, J.-R. Direct power control for distributed pv power system. v. 1, p. 311 –315 vol.1, 2002.
- FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, C.; UMANS, S. D. **Electric Machinery**. New York: McGraw-Hill, 2003.
- GOEDEL, A. **Estimador Neural de Velocidade para Motores de Indução Trifásicos**. Tese (Doutorado) — Escola de Engenharia de São Carlos - Universidade de São Paulo, São Carlos, 2007.
- HELVOORT, J. J. M. van. **Unfalsified Control: Data-Driven Control Design for Performance Improvement**. Tese (Doutorado) — Technische Universiteit Eindhoven, Vlijmen, December 2007.
- JR., E. G. C.; FAN, C.; MILLETT, R. Automated PI tuning for a weigh belt feeder via unfalsified control. v. 1, p. 785 –790 vol.1, 1999.
- KOSUT, R. L. Adaptive uncertainty modeling: On-line robust control design. p. 245 –250, june 1987.
- KOSUT, R. L.; LAU, M. K.; BOYD, S. P. Set-membership identification of systems with parametric and nonparametric uncertainty. **Automatic Control, IEEE Transactions on**, v. 37, n. 7, p. 929 –941, jul 1992. ISSN 0018-9286.
- KRAUSE, J. M. Stability margins with real parameter uncertainty: Test data implications. p. 1441 –1445, june 1989.
- KRAUSE, J. M.; STEIN, G.; KHARGONEKAR, P. Robust performance of adaptive controllers with general uncertainty structure. p. 3168 –3175 vol.6, dec 1990.
- KRAUSE, P. C.; WASYNGZUCK, O.; SUDHOFF, S. **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems**. New Delhi: John Wiley & Sons, 2002.
- KRISHINAN, R. **Motor Drivers: Modeling, Analysis, and Control**. New Jersey: Prentice Hall, 2001.
- MITCHELL, T. M. **Machine Learning**. New York: McGraw-hill, 1997.

- NISHIKAWA, Y. et al. A methods for auto-tuning of PID control parameters. **Automatica**, v. 20, p. 321–332, 1984.
- ONG, C. M. **Dynamic Simulation of Electric Machinery Using Matlab/Simulink**. New Jersey: Prentice Hall, 1997.
- POOLLA, K. et al. A time-domain approach to model validation. **Automatic Control, IEEE Transactions on**, v. 39, n. 5, p. 951 –959, may 1994. ISSN 0018-9286.
- POPPER, K. R. **Conjectures an Refutations: The Growth of Scientific Knowledge**. London: Routledge, 1963.
- POSTALI, F. B. et al. Estratégia de controle escalar do motor de indução trifásico utilizando a teoria não-falsada. **X Congresso Brasileiro de Inteligência Computacional**, 2011.
- SAFONOV, M. The unfalsified control concept and learning. **IEEE Transactions Automatic Control**, v. 42, n. 6, p. 843–847, 1997.
- SAFONOV, M. G. **Robustness and Stability Aspects of Stochastic Multivariable Feedback System Design**. Tese (Doutorado) — Dep. Elec. Eng., MIT, Massachusetts, 1977.
- SAFONOV, M. G. Stability and robustness of multivariable feedback systems. 1980.
- SAFONOV, M. G. Automatic pid tuning: An application of unfalsified control. McGraw-hill, p. 328–333, 1999.
- SAFONOV, M. G.; ATHANS, M. On stability theory. n. 10-12, p. 301 –314, January 1979.
- SAFONOV, M. G.; TSAO, T. C. The unfalsified control condept: A direct path from experiment to controller. v. 1, p. 196 – 214, 1995.
- SANDBERG, I. W. A frequenci-domain condition for the stability of feedback systems containing a single-varying nonlinear element. **Bell System Technical Journal**, v. 43, n. 4, p. 1601 – 1608, July 1964.
- SANDBERG, I. W. On the l_2 -boundedness of solutions of nonlinear functional equations. **Bell System Technical Journal**, v. 43, n. 4, p. 1581 – 1599, July 1964.
- SHAOMIN, X.; XINPING, G.; XIAOYUAN, L. Trajectory tracking and optimal obstacle avoidance of mobile agent based on data-driven control. In: **Control Conference (CCC), 2010 29th Chinese**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 4619 –4623.
- SMITH, S. R.; DOYLE, J. C. Model invalidation: A connection between robust control and identification. p. 1435 –1440, june 1989.
- SUETAKE, M. **Implementação de Sistemas Inteligentes em Processadores Digitais para Controle de máquinas Elétricas Rotativas**. Dissertação (Mestrado) — Escola de Engenharia de São Carlos - Universidade de São Paulo, São Carlos, Maio 2008.
- TAN, F.-X. et al. Tracking control of nonholonomic mobile robot based on unfalsified adaptive PID theory. p. 2598–2603, july 2010.
- TSAO, T.; SAFONOV, M. Unfalsified direct adaptive control of a two-link robot arm. p. 680–686, 1999.

TSAO, T. C. **Set theoretic adaptor systems**. Tese (Doutorado) — University of Southern California, California, May 1994.

TSAO, T.-C.; SAFONOV, G. M. Set theoretic adaptor control systems. p. 3043 –3048, june 1993.

TSAO, T.-C.; SAFONOV, M. G. Convex set theoretic adaptor control systems. p. 582 –584 vol.1, dec 1993.

TSAO, T.-C.; SAFONOV, M. G. Data, consistency and feedback: a new approach to robust direct adaptive control. v. 2, p. 1243 – 1247 vol.2, june-1 july 1994.

WILLEMS, J. C. Paradigms and puzzles in the theory of dynamical systems. **Automatic Control, IEEE Transactions on**, v. 36, n. 3, p. 259 –294, mar 1991. ISSN 0018-9286.

WONGHONG, T.; ENGELL, S. Real-time PI controller tuning via unfalsified control. p. 1008 –1013, sept. 2011. ISSN 2158-9860.

ZAMES, G. Functional analysis applied to nonlinear feedback systems. **Circuit Theory, IEEE Transactions on**, v. 10, n. 3, p. 392 –404, september 1963. ISSN 0018-9324.

ZAMES, G. On the input-output stability of time-varying nonlinear feedback systems—part ii: Conditions involving circles in the frequency plane and sector nonlinearities. **Automatic Control, IEEE Transactions on**, v. 11, n. 3, p. 465 – 476, jul 1966. ISSN 0018-9286.

ZAMES, G. On the input-output stability of time-varying nonlinear feedback systems part one: Conditions derived using concepts of loop gain, conicity, and positivity. **Automatic Control, IEEE Transactions on**, v. 11, n. 2, p. 228 – 238, apr 1966. ISSN 0018-9286.

ZIEGLER, J. G.; NICHOLS, N. B. Optimum setting for automatic controllers. **Trans. ASME**, v. 64, p. 759–768, 1942.