

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO DEPARTAMENTO DE SISTEMAS E CONTROLE DE ENERGIA

# ESTUDO E MODELAGEM DINÂMICA DE GERADOR DE INDUÇÃO ACIONADO POR MÁQUINA DE COMBUSTÃO INTERNA COM CONTROLE DE TENSÃO E DE FREQÜÊNCIA POR MEIO DE INVERSOR PWM

*Valmir Machado Pereira* Orientador: Prof. Dr. José Antenor Pomilio Co-orientador: Prof. Dr. Paulo Augusto Valente Ferreira

24 de Fevereiro de 2003



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO DEPARTAMENTO DE SISTEMAS E CONTROLE DE ENERGIA

# ESTUDO E MODELAGEM DINÂMICA DE GERADOR DE INDUÇÃO ACIONADO POR MÁQUINA DE COMBUSTÃO INTERNA COM CONTROLE DE TENSÃO E DE FREQÜÊNCIA POR MEIO DE INVERSOR PWM

*Valmir Machado Pereira* Orientador: Prof. Dr. José Antenor Pomilio Co-orientador: Prof. Dr. Paulo Augusto Valente Ferreira

### **Banca Examinadora:**

Prof. Dr. Enes Gonçalves Marra – UFG Prof. Dr. Gilberto Costa Drumond Sousa – UFES Prof. Dr. Carlos Rodrigues de Souza – FEEC/Unicamp Prof. Dr Pedro Luis Dias Peres – FEEC/Unicamp Prof. Dr Akebo Yamakami – FEEC/Unicamp

> Tese apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para obtenção do título de **Doutor** em Engenharia Elétrica.

24 de Fevereiro de 2003

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

P414e	Pereira, Valmir Machado Estudo e modelagem dinâmica de gerador de indução acionado por máquina de combustão interna com controle de tensão e de freqüência por meio de inversor PWM / Valmir Machado PereiraCampinas, SP: [s.n.], 2003.
	Orientadores: José Antenor Pomilio e Paulo Augusto Valente Ferreira. Tese (doutorado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.
	1. Máquinas elétricas de indução. 2. Eletrônica de potência. 3. Filtros elétricos. 4. Controle automático. 5. Motor diesel. I. Pomilio, José Antenor. II. Ferreira, Paulo Augusto Valente. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.

## RESUMO

Este trabalho apresenta o uso de gerador de indução com velocidade controlada e associado a um inversor PWM para fins de estabilização de amplitude e freqüência da tensão gerada. Trata-se de uma alternativa ao uso de geradores síncronos em sistemas de baixa potência acionados por máquina de combustão interna. O limite de potência para esse arranjo é associado à capacidade do inversor PWM e também à resposta dinâmica do sistema, a qual determina o valor de alguns componentes críticos, como o capacitor do barramento CC do inversor. Para os estudos experimentais, em laboratório, faz-se a emulação do comportamento dinâmico de um motor Diesel por intermédio de um motor de corrente contínua acionado por conversor eletrônico. A partir dos modelos e funções de transferências dos motores, encontram-se modelos correspondentes de ordem reduzida e se obtêm os filtros que devem ser utilizados para alcançar o casamento dos modelos, para que se produza enfim a resposta equivalente à que seria obtida com o uso do próprio motor Diesel. Resultados simulados e experimentais mostram que se consegue a adequada reprodução das características dinâmicas do motor Diesel, de modo que o sistema experimental permite o desenvolvimento de metodologias de projeto para o sistema baseado no gerador de indução. A obtenção de tensão estabilizada e com freqüência constante é verificada em um protótipo de 3 CV.

# ABSTRACT

This work presents the use of self-excited induction generator with controlled speed and associated with a PWM inverter. The inverter allows stabilizing voltage and frequency, while the power flow is controlled adjusting the speed. It is discussed the use of induction generator as an alternative to synchronous generators in low power, internal combustion engine driven systems. The power limit for this approach is related with the PWM inverter capacity and also to the dynamic system response that determines the design of some critical components, as the DC capacitor. For experimental purposes, in laboratory, it is made the emulation of the dynamic behavior of a diesel engine through a DC motor driving system. Considering the models and open-loop transfer functions of both motors, reduced-order dynamic representations and the necessary filters to match the models are obtained. Both, simulated and experimental results confirm that the experimental setup based on a DC motor can be used for laboratorial studies, so that the experimental system allows the development of project methodologies for induction generator based system. The obtaining of regulated voltage with constant frequency is verified in a prototype of 3 CV.

Aos meus pais Deoclécio (Sinhô) e Conceição, à minha esposa Marcia e aos meus filhos Lariane e Lucas pelo incentivo, apoio, dedicação e compreensão em todos os momentos de minha vida.

# AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Dr. José Antenor Pomilio pela confiança demonstrada, pela dedicação, pelos conselhos valiosos, pelo estímulo e pela orientação ao longo de todo o desenvolvimento deste trabalho.

Ao Prof. Dr. Paulo Augusto Valente Ferreira pelas valiosas soluções técnicas na área de Controle no decorrer do trabalho e pela orientação na etapa final de elaboração deste texto.

A todos colegas do Laboratório de Condicionamento de Energia Elétrica (LCEE) e em geral do Departamento de Sistema e Controle de Energia (DSCE) que de alguma forma contribuíram para tornar possível esta tese. E, em especial, ao amigo Geomar pelos constantes incentivo e amizade, aos amigos Edson e Ricardo pelo auxílio no desenvolvimento prático e aos amigos Gustavo, André, Fernando, Luciana e Massakiti pelo apoio no dia a dia.

Ao pessoal do DSCE e da UNICAMP, em especial ao Nelson, a Mariza e a Solange.

Aos professores do Departamento de Engenharia Elétrica (DEL) da UFMS, pelo apoio ao afastamento integral das minhas atividades naquele departamento.

Às várias pessoas que colaboraram direta ou indiretamente para concretização deste trabalho por meio de apoio, incentivo, amizade e sugestões.

À Universidade Federal de Mato Grosso do Sul e ao programa PICD/CAPES pelo suporte financeiro.

vi

# SUMÁRIO

1	INTR	ODUÇ	ÃO	1
	1.1	Apres	entação	1
	1.2	Objeti	vo	3
	1.3	Revisa	ăo Bibliográfica	4
	1.4	Organ	ização do Texto	5
2	GERA	AÇÃO .	AUTÔNOMA DE ENERGIA	7
	2.1	Introd	ução	7
	2.2	Motor	es de Combustão Interna	8
	2.3	Motor	es Diesel	10
		2.3.1	Componentes Principais	11
		2.3.2	Sistemas Auxiliares	12
		2.3.3	Definições Básicas sobre Motores a Diesel	13
		2.3.4	Ciclos de Operação	14
		2.3.5	Bombas de Injeção de Combustível	16
		2.3.6	Bombas de Injeção de Combustível com Gerenciamento Eletrônico	17
	2.4	Regul	adores de Rotação	18
		2.4.1	Introdução	18
		2.4.2	Tipos de Controle	20
		2.4.3	Tipos de Reguladores	21
		2.4.4	O Motor Diesel como um Elemento de Controle	25
		2.4.5	Sistemas de Controle de Velocidade com Governadores Eletrônicos Tipo	
			Proporcional	25
		2.4.6	Regulação para Geradores de Indução	26
	2.5	Consi	derações Finais	28

MODELOS DE MOTORES CC E DIESEL		
3.1	Introdução	29
3.2	Modelos	30

		3.2.1	Motor Diesel	30
		3.2.2	Motor CC	34
	3.3	Deteri	ninação do Compensador para uma Perturbação no Conjugado da Carga	
		$(T_L(s))$	)	38
		3.3.1	Funções de Transferência Velocidade/ Torque	38
		3.3.2	Redução da Ordem de $\omega(s)/T_L(s)$ do MCC	38
		3.3.3	Fator de Ajuste	40
		3.3.4	Implementação do Fator Equalizador de Torques	41
	3.4	Comp	ensador para uma Perturbação na Entrada de Tensão	44
		3.4.1	Modelo Completo do MCC Incluindo Limitação e Realimentação de Cor-	
			rente	46
		3.4.2	Casamento de Modelos	47
		3.4.3	Ajuste dos Modelos Incluindo Filtro Passa-baixas	50
		3.4.4	Implementação dos Compensadores	55
	3.5	Result	ados Experimentais	60
	3.6	Consi	derações Finais	61
4	MOD	ELAG	EM DOS COMPONENTES DO SISTEMA BASEADO NO GI	63
	4.1	Introd	ução	63
	4.2	Máqu	ina de Indução Trifásica	63
		4.2.1	Introdução	63
		4.2.2	Modelo Dinâmico da Máquina de Indução	64
		4.2.3	Modelo da Máquina de Indução em Regime Permanente	68
		4.2.4	O Gerador de Indução	73
		4.2.5	Representação Computacional	80
	4.3	Invers	or PWM	88
		4.3.1	Introdução	88
		4.3.2	Esquema de Chaveamento PWM Senoidal	88
		4.3.3	Inversor Utilizado	89
		4.3.4	Filtro $L_f$ - $C_{ca}$	90
	4.4	Balan	ço de Potência	91
		4.4.1	Controle por Histerese Conectado no Link CC	93

	4.5	Considerações finais	94
5	ANÁI	LISE E IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE DE $V_{cc}$	95
	5.1	Introdução	95
	5.2	Configuração do sistema	95
	5.3	Controladores PID	96
		5.3.1 Introdução	96
		5.3.2 Implementação Analógica	97
	5.4	Regras de Sintonia para Controladores PID	98
		5.4.1 Regras de Sintonia de Ziegler e Nichols para Controladores PID	99
		5.4.2 Primeiro Método (Malha Aberta)	99
		5.4.3 Segundo Método (Malha Fechada)	101
	5.5	Sintonia Preliminar do Controlador	101
		5.5.1 Estudo Preliminar – Acionamento por Motor CC Padrão	101
		5.5.2 Resultado Experimental – Acionamento por Motor CC Padrão	103
	5.6	Determinação da Capacitância do Link CC Através de Simulação	105
	5.7	Identificação Experimental dos Parâmetros para Sintonia do Controlador PID	111
	5.8	Análise das Respostas para Variações da Carga CA	113
	5.9	Análise das Formas de Onda das Tensões e Correntes	122
	5.10	Considerações finais	128
6	CONO	CLUSÃO	129
	Referências Bibliográficas		

# LISTA DE FIGURAS

1.1	Configuração do sistema baseado no GI	3
2.1	Motor diesel de quatro tempos	15
2.2	Controle de velocidade: (a) Isócrono e (b) Droop	21
2.3	Esquema simplificado de um governador mecânico	22
2.4	Esquema básico de um servomecanismo hidráulico	23
2.5	Características do governador hidráulico Woodward PSG	23
2.6	Características do governador eletrônico Woodward PSG	24
2.7	Unidade de controle de velocidade isolada	25
2.8	Malha de controle fechada	26
2.9	<i>Picku</i> p magnético	27
2.10	Sistema de controle baseado no governador eletrônico	26
3.1	Problema de casamento de modelos	29
3.2	Diagrama de blocos do MD e do regulador de velocidade	31
3.3	Atraso de transporte de 25 ms e aproximações de Padé de 1 <sup>a</sup> , 2 <sup>a</sup> e 3 <sup>a</sup> ordens	34
3.4	Acionamento de máquina CC de excitação independente alimentada por conversor	35
3.5	Diagrama de blocos do MCC, alimentado por conversor, excitação independente e	
	constante	36
3.6	Respostas de $\omega(s)$ para um degrau em $T_L(s)$	38
3.7	Diagramas de Bode das funções de transferência $\omega(s)/T_L(s)$ do MD e do MCC	39
3.8	Diagrama de blocos para $\omega(s)/T_L(s)$ do MCC com $L_a=0$	39

3.9	Inclusão de <i>S</i> ( <i>s</i> ). ( $L_a = 0 \ e \ K = K_T K_E (1/R_a)$ )	40
3.10	Inclusão de <i>R</i> ( <i>s</i> )	41
3.11	Diagrama de blocos do MCC* = MCC + $R(s) K_3$	41
3.12	Respostas a degraus de conjugado em $t = 40, 60 e 80 s$	41
3.13	Resultado de simulação no MATLAB/SIMULINK do fator de ajuste $R(s)$	42
3.14	Configuração geral do equalizador de atraso	42
3.15	Representação de R(s) no simulador Pspice	43
3.16	Diagrama de Bode: resultado de simulação no Pspice do fator de ajuste $R(s)$	44
3.17	Comportamento da velocidade n para uma perturbação na entrada: a) MCC - de-	
	grau em $V_r$ e b) MD (ou MDR) – degrau em C	45
3.18	Diagrama Simulink do MCC, incluindo limitação ( $I_a = 0$ a 18 A) e realimentação,	
	<i>R</i> ( <i>s</i> ), de corrente	46
3.19	Diagramas de Bode relativos ao MD, ao MD com aproximação racional de Padé	
	de 2 <sup>a</sup> ordem e ao MCC com realimentação de $I_a$ (Eq. 3.26)	47
3.20	Diagramas de Bode relativos ao compensador sem redução de ordem (int), com	
	eliminação de 1 estado (red), com eliminação de 2 estados (red2) e com elimina-	
	ção de 3 estados (red3)	49
3.21	Diagrama de blocos do MCC* (com inclusão de $R(s)$ e $Q(s)$ no modelo do MCC)	49
3.22	Diagramas de bode: MD, MDR e MCC*	50
3.23	Resposta para degraus: MD e MCC*	50
3.24	Filtro ativo Butterworth passa-baixas de segunda ordem	51
3.25	Diagrama de Bode: resultado de simulação no Pspice do Filtro ativo Butterworth	
	passa-baixas de segunda ordem	52

3.26	Resultado experimental: Corrente de armadura (1), Tensões na saída do sensor de	
	efeito Hall (2) e na saída do filtro passa-baixas (3). Horiz.: 5 ms/div	53
3.27	Diagrama Simulink do MCC*, incluindo limitação ( $I_a = 0$ a 18 A) e realimenta-	
	ção, <i>R</i> ( <i>s</i> ), de corrente e filtro passa-baixas	53
3.28	Diagramas de Bode relativos ao MD com aproximação racional de Padé de 2ª	
	ordem (1), ao MCC com realimentação de $I_a$ (Eq. 3.26) (2) e ao MCC com reali-	
	mentação de $I_a$ e filtro passa-baixas (Eq. 3.32) (3)	54
3.29	Diagrama de blocos da realimentação de $I_a$ (Eq. 3.26) do MCC*	55
3.30	Diagrama de blocos ajustado da realimentação de $I_a$ (Eq. 3.26) do MCC*	56
3.31	Representação do modelo no programa Pspice do compensador que deve ser colo-	
	cado no sistema com o motor CC para que este emule o comportamento do motor	
	diesel para uma variação no conjugado	56
3.32	Resultado de simulação no Matlab/Simulink da resposta em freqüência do	
	compensador $Q_{red2}(s)$	57
3.33	Representação do modelo no programa Pspice do compensador que deve ser colo-	
	cado no sistema com o motor CC para que este emule o comportamento do motor	
	diesel para uma variação na alimentação	59
3.34	Resposta em freqüência do Compensador $Q_{red2}(s)$ , obtida com Pspice, que deve	
	ser colocado em série com o MCC para que ele emule o comportamento dinâmico	
	do MD para um degrau na tensão de entrada	60
3.35	(a) Velocidades, $n$ (rpm) e (b) Correntes de armadura, $I_a$ (A) do MCC e do MCC*	
	para um mesmo degrau de carga $(T_L)$	61
3.36	Comportamento da velocidade n (rpm) para um degrau na tensão de referência	
	$V_r$ (V): (a) MCC e (b) MCC*	62

4.1	Interpretação trigonométrica da mudança de variáveis abc para dq de uma máqui-	
	na de indução trifásica. (s) variáveis do estator, (r) variáveis do rotor	. 65
4.2	Representação por circuito equivalente do modelo de uma máquina de indução em um	
	eixo de referência arbitrário.	. 68
4.3	Circuito equivalente por fase de um motor de indução em regime permanente	. 69
4.4	Conjugado ( $T_{mec}/T_{nom}$ ) em função da velocidade mecânica do rotor ( $n_r$ )	. 71
4.5	Característica do conjugado $(T_{mec} / T_{nom})$ em função do escorregamento (s) da máquina	
	de 3 CV, mostrando s diversas regiões de operação	. 72
4.6	Gerador de Indução operando isolado com um banco de capacitores para suprir a potên-	
	cia reativa Q	. 73
4.7	Característica de magnetização da máquina de indução de 3 CV em 60 Hz. $I_m$ é a cor-	
	rente de fase sem carga (A) e $V_e$ é a tensão terminal de fase (=linha) em Volts	. 74
4.8	Circuito simplificado e diagrama fasorial para auto-excitação. (condição sem carga)	. 75
4.9	Pontos de operação para auto-excitação. A é o ponto de operação para 60 Hz	. 76
4.10	Auto-excitação do gerador de indução por capacitores	. 77
4.11	Circuito equivalente em regime permanente do gerador de indução auto-excitado por	
	capacitores	. 78
4.12	Relação entre a indutância de magnetização, M, (H) e a corrente de magnetização,	
	$I_{m}$ (A) (equivalente em delta)	. 78
4.13	Representação por circuito equivalente de um gerador de indução no eixo de referência	
	síncrono	. 79
4.14	Aproximação da saturação em componentes <i>qd</i>	. 82
4.15	Característica de magnetização (CM), linha de entreferro (LF), $\psi_m^{sat}$ e $\Delta \psi_m$	. 83

4.16	Detalhe da determinação de $\Delta \psi_m$	83
4.17	Diagrama de Blocos no Simulink para simulação da auto-excitação do gerador de indu-	
	ção, considerando acionamento em velocidade constante de1800 rpm	84
4.18	Conteúdo expandido do bloco "Maq_Indução c/saturação"	85
4.19	Conteúdo expandido do bloco "flux_q"	85
4.20	Conteúdo expandido do bloco "flux_d"	86
4.21	Conteúdo expandido dos blocos. a) "iqs_" e b) "ids_"	86
4.22	Tensão terminal de linha ( $v_{abs}$ ) do gerador durante a simulação dinâmica do processo de	
	auto-excitação, incluindo-se o efeito da saturação	87
4.23	Tensão terminal de linha do gerador, obtida experimentalmente durante o processo de	
	auto-excitação	87
4.24	Modulação em largura de pulso de 2 níveis	89
4.25	Inversor trifásico	90
4.26	Configuração geral do sistema baseado no GI	91
4.27	Esquema do sistema baseado no GI incluindo blocos de controle	92
4.28	Circuito para ação do controle de tensão através do controle da carga CC (Rext)	94

5.1	Diagrama esquemático da montagem experimental do sistema de geração baseado	
	no GI associado a inversor e acionado por motor diesel emulado	96
5.2	Representação em diagrama de blocos de um controlador PID	97
5.3	Implementação analógica do PID	98
5.4	Curva de reação de processo	100
5.5	Representação no Simulink do sistema baseado no GI, acionado por um motor CC	
	(acionamento padrão), com $C_{cc}$ = 3 mF e malha de retroação fechada	102

5.6	Determinação do ganho crítico para oscilação mantida – MCC – 3 mF	103
5.7	Montagem experimental - GI associado a inversor PWM e acionado por motor	
	CC	104
5.8	Transitório de carga sem correção da velocidade: (1) Tensão $V_{cc}$ (50 V/div.), (3)	
	Corrente de linha na carga (2A/div.) e (4) Tensão terminal de linha do gerador	
	(200V/div)	104
5.9	Transitório de carga com máquina primária regulada: (1) Tensão $V_{cc}$ (50 V/div.),	
	(2) Corrente de linha na carga (2A/div.) e (3) Tensão terminal de linha do gerador	
	(200V/div.).	105
5.10	Representação no Simulink do sistema baseado no GI, acionado por MD e malha	
	de realimentação fechada para sintonizar do controlador através do segundo mé-	
	todo	106
5.11	Determinação do ganho crítico para oscilação mantida – $MD - C_{cc} = 10 \text{ mF}$	106
5.12	Blocos <i>Simulink do</i> sistema baseado no GI, acionado por MD, com $C_{cc}$ = 10 mF e	
	sintonia do PID de acordo com a Tabela 5.3 para análise das respostas para de-	
	graus de carga	108
5.13	Comparação do afundamento da tensão no link CC, com $C_{cc}$ = 10 mF, para dife-	
	rentes degraus de carga, empregando o controlador PID sintonizado com base na	
	Tabela 5.3	108
5.14	Comparação do afundamento da tensão no link CC, com $C_{cc}$ = 20 mF, para dife-	
	rentes degraus de carga, empregando o controlador PID sintonizado com base na	
	Tabela 5.3	109

5.15	Comparação do afundamento da tensão no link CC, com $C_{cc}$ = 40 mF, para dife-	
	rentes degraus de carga, empregando o controlador PID sintonizado com base na	
	Tabela 5.3	109
5.16	Simulação de transitório de carga de 2200 W. $C_{cc}$ = 42 mF. Controlador PID com	
	sintonia fina ( $K_p = 25$ ; $K_i = 40$ ; $K_d = 2,5$ ; $T_n = 100$ )	110
5.17	Resposta da tensão $V_{cc}$ (Ch2) a um degrau na referência $V_{ref}$ (Ch1)	112
5.18	Transitório de carga de 200 W: (1) Corrente de linha na carga (1A/div.) e (2)	
	Tensão $V_{cc}$ (50 V/div.). Sintonia do PID de acordo com o 1° Método de ZN	113
5.19	Transitório de carga de 200 W e sintonia do PID anterior, sem ação derivativa ( $K_p$	
	= 5,28; $K_i$ = 5,28; $K_d$ = 0): (1) Corrente de linha na carga (1A/div.) e (2) Tensão	
	<i>V<sub>cc</sub></i> (50 V/div.)	114
5.20	Transitório de carga de 200 W e ajuste do PID com $K_d$ _aumentado ( $K_p = 5,28$ ; $K_i$	
	= 5,28; $K_d$ = 5,28): (1) Corrente de linha na carga (1A/div.) e (2) Tensão $V_{cc}$ (50	
	V/div.)	114
5.21	Transitório de carga de 500 W: (1) Corrente de linha na carga (1A/div.) e (2)	
	Tensão $V_{cc}$ (50 V/div.). Sintonia do PID de acordo com o 1° Método de ZN	115
5.22	Transitório de carga de 500 W e sintonia do PID anterior, sem ação derivativa ( $K_p$	
	= 5,28; $K_i$ = 5,28; $K_d$ = 0): (1) Corrente de linha na carga (1A/div.) e (2) Tensão	
	<i>V<sub>cc</sub></i> (50 V/div.)	115
5.23	Transitório de carga de 500 W: (1) Corrente de linha na carga (1A/div.) e (2)	
	Tensão $V_{cc}$ (50 V/div.). Sintonia do PID com aumento moderado da ação derivati-	
	va	116

5.24	Transitório de carga de 500 W: (1) Corrente de linha na carga (1A/div.) e (2)	
	Tensão $V_{cc}$ (50 V/div.). Sintonia do PID com aumento exagerado da ação deriva-	
	tiva	116
5.25	Transitório de carga de 500 W: (1) Corrente de linha na carga (1A/div.) e (2)	
	Tensão $V_{cc}$ (50 V/div.). Sintonia do PID com aumento moderado das ações pro-	
	porcional e derivativa	117
5.26	Transitório de carga de 500 W: (1) Corrente de linha na carga (1A/div.) e (2)	
	Tensão $V_{cc}$ (50 V/div.). Sintonia do PID com aumento moderado das ações inte-	
	gral e derivativa	117
5.27	Transitório de carga de 400 W: (1) Corrente de linha na carga (1A/div.) e (2)	
	Tensão $V_{cc}$ (50 V/div.). Sintonia fina do PID com aumento moderado das ações	
	integral e derivativa	118
5.28	Sistema operando com 200 W e carga adicional de 200 W: (1) Corrente de linha	
	na carga (1A/div.) e (2) Tensão $V_{cc}$ (50 V/div.). Sintonia do PID de acordo com o	
	1° Método de ZN	119
5.29	Sistema operando com 500 W e carga adicional de 200 W: (1) Corrente de linha	
	na carga (1A/div.). e (2) Tensão $V_{cc}$ (50 V/div.). Sintonia do PID de acordo com o	
	1° Método de ZN	119
5.30	Sistema operando com 500 W e carga adicional de 500 W: (1) Corrente de linha	
	na carga (2A/div.). e (2) Tensão $V_{cc}$ (50 V/div.). Sintonia do PID de acordo com o	
	1° Método de ZN	120
5.31	Transitório de carga de 1000 W: (1) Corrente de linha na carga (2A/div.) e (2)	
	Tensão $V_{cc}$ (50 V/div.). Sintonia do PID de acordo com o 1° Método de ZN	120

5.32	Conexão de 1000 W: Tensão terminal do GI (50 V/div). Sintonia do PID de acor-	
	do com o 1° Método de ZN: ( $K_p = 5,28$ ; $K_i = 5,28$ ; $K_d = 1,32$ )	121
5.33	Partida direta de motor de indução de 0,33 CV: (1) Corrente de linha na carga	
	(2A/div.) e (2) Tensão $V_{cc}$ (50 V/div.). Sintonia do PID de acordo com o 1° Méto-	
	do de ZN	122
5.34	Formas de Onda: (1) corrente do inversor (2A/div.) e tensão terminal de linha do	
	GI (200 V/div.)	122
5.35	Operação em regime com carga de 250 W: (M2) análise espectral (20dB/div.) e	
	(2) tensão terminal de linha do GI (200 V/div.)	123
5.36	Formas de onda das tensões de linha do GI operando em vazio e não associado ao	
	inversor. Vert.: 100V/div. e Horiz.: 2ms/div	124
5.37	Operação em regime com carga de 250 W: (1) corrente do inversor (1A/div.) e	
	(M2) análise espectral em baixa freqüência (20dB/div.)	124
5.38	Operação em regime com carga de 250 W: (1) corrente do inversor (1A/div.) e	
	(M2) análise espectral em alta freqüência (20dB/div.)	125
5.39	Transitório de carga de 200 W: (1) corrente de linha da carga (1A/div.) e (2) ten-	
	são de linha do GI (200V/div.)	125
5.40	Detalhe da figura 5.39	126
5.41	Transitório de carga de 500 W: (1) corrente no inversor (1A/div.) e (2) tensão de	
	linha do GI (200V/div.)	126
5.42	Operação em regime com carga de 550 W: (1) corrente no inversor (1A/div.) e (2)	
	tensão terminal de linha do GI (200 V/div.)	127
5.43	Carga não-linear (GI alimentando retificador trifásico): (1) corrente de linha na	
	carga não-linear (1A/div.) e (2) tensão terminal de linha do GI (200 V/div.)	127

# LISTA DE TABELAS

3.1	Parâmetros para Simulação.	32
3.2	Configuração de amplificadores operacionais para modelar as frações parciais	58
4.1	Parâmetros da Máquina de Indução de 3 CV, 220V (ligação delta), em 60 Hz.	71
5.1	Regra de sintonia de Ziegler-Nichols baseada na resposta do processo a controlar a uma	
	excitação em degrau (Primeiro Método)	100
5.2	Regra de sintonia de Ziegler-Nichols baseada no ganho crítico K <sub>cr</sub> e no período crítico P <sub>cr</sub>	
	(Segundo Método)	101
5.3	Sintonia do controlador com base em $K_{cr}$ e $P_{cr}$ (Segundo Método)	107

# INTRODUÇÃO

### 1.1 Apresentação

O aparecimento de um quadro de dificuldades para o atendimento do mercado de energia elétrica a partir de maio de 2001 alertou para o risco de redução da confiabilidade do fornecimento de eletricidade [Haddad et al., 2001]. Sendo assim, a conservação de energia e a geração descentralizada, com unidades menores e modulares próximas ao ponto de consumo, tendem a ser incentivadas, objetivando atenuar o risco de déficits nos próximos anos. Neste contexto, deve receber atenção especial o aproveitamento de fontes que forneçam energia em pequena escala, tais como a geração de energia elétrica a partir dos ventos, de pequenas quedas d'água e de pequenos motores de combustão interna.

Os chamados Grupos Geradores (GG) são equipamentos eletro-mecânicos projetados para produção autônoma de energia elétrica. Apresentam como componentes principais um motor de combustão interna, usualmente um motor diesel, um gerador de energia e uma unidade de supervisão e controle. São empregados em inúmeras situações: localidades que não possuem abastecimento elétrico; instalações onde o abastecimento elétrico não é suficiente para a demanda de energia; hospitais e muitas outras.

Usualmente o gerador de energia é uma máquina síncrona, a qual é fonte de tensão com freqüência constante desde que a resposta dinâmica do regulador de velocidade seja capaz de manter a velocidade do rotor constante para qualquer condição de carga. Contudo, apresenta alto custo de instalação e operação devido a aspectos construtivos e manutenção requerida pelo seu sistema de excitação.

A máquina de indução com rotor tipo gaiola (MI) é freqüentemente comparada de forma favorável em relação à máquina síncrona e à máquina de corrente contínua por ser robusta e apresentar custos de aquisição e manutenção reduzidos. Além disso, a capacidade de auto-proteção, a ausência de fonte de tensão contínua e anéis coletores para sua excitação e um melhor desempenho dinâmico que o gerador síncrono, há muito despertam o interesse pela utilização do Gerador de Indução (GI).

Uma máquina de indução externamente acionada pode operar como um GI com autoexcitação constante desde que um banco de capacitores adequado esteja conectado aos terminais do estator para fornecer a potência reativa requerida pela máquina de indução (Basset e Potter, 1935; Wagner, 1939). Embora os geradores de indução tenham tais características favoráveis, no passado raramente foram empregados devido às características de regulação de tensão bastante insatisfatória e freqüência variável com a carga, quando operam isolados da rede elétrica. Nas últimas décadas os GIs tornaram-se populares devido à conveniência destes geradores para várias aplicações com condições de acionamento em velocidade variável, tais como microcentrais hidráulicas e eólicas (Ekanayake, 2002, Murthy,1982 e Watson, 1979).

Para superar as desvantagens dos GIs, vários métodos foram propostos para regulação do perfil de tensão de um GI. As conexões *shunt* em composto curto ou composto longo dos enrolamentos do estator e as associações série/paralela dos capacitores proporcionam um método simples para melhorar a regulação da tensão de um GI (Wang, 2000; Wang et al., 1997 e Shridhar et al., 1995).

Aproveitando-se do rápido desenvolvimento das chaves semicondutoras de potência, um grande esforço em pesquisa tem sido realizado empregando conversores eletrônicos de potência e técnicas de controle de máquinas para aprimorar a regulação de tensão do GI. Arrilaga & Watson (1978) propuseram pela primeira vez empregar um conversor eletrônico para controlar continuamente a potência reativa fornecida a um sistema baseado no GI. Nos últimos anos vários autores tratam da excitação do GI, acionado em velocidade variável e em operação isolada da rede elétrica, por intermédio da utilização do compensador estático de reativos PWM (Leidhold et al.,1998; Jacobina et al., 1996). Trabalhos recentes propondo uma boa regulação de tensão e baseados no uso de conversores eletrônicos apresentam estruturas de controle com variados graus de sofisticação (Kuo e Wang, 2001; Sousa et al., 2001; Karshenas, 2001).

Foi mostrado (Pereira et al., 2001 e Marra e Pomilio, 2000) que é possível obter tensão trifásica regulada com freqüência constante a partir da associação entre um GI e um inversor bidirecional de tensão comercial chaveado no modo PWM, a fim de fixar a freqüência síncrona do GI e compensar a potência reativa do sistema. Este sistema é composto notadamente pelo GI trifásico em gaiola, excitado por um banco trifásico de capacitores ( $C_{ca}$ ) e conectado ao lado CA de um inversor PWM alimentado em tensão, através de indutâncias série ( $L_f$ ). Previsto o controle de velocidade, este é efetuado pelo próprio regulador de velocidade da máquina primária, conforme mostrado na Fig. 1.1.

Uma boa regulação de tensão é obtida nos terminais do gerador mantendo a tensão no capacitor do lado CC do inversor ( $V_{cc}$ ) invariável. Pereira et al. (2002<sup>1,2,3</sup>, 2001) mostraram que é

possível então empregar a tensão  $V_{cc}$  como um sinal de realimentação para o controle da máquina primária (MD) como apresentado na Fig. 1.1.



Figura 1.1 Configuração do sistema baseado no GI.

## 1.2 Objetivo

O objetivo deste trabalho é discutir o uso de geradores de indução com velocidade controlada e associados a um inversor PWM para fins de estabilização de amplitude e freqüência da tensão gerada como uma alternativa para geradores síncronos em sistemas de baixa potência acionados por máquina de combustão interna. O limite de potência para esse arranjo é associado à capacidade do inversor PWM e também à resposta dinâmica do sistema que determina o valor de alguns componentes críticos, como o capacitor no *link* CC do inversor.

Para os estudos experimentais deste sistema, em Laboratório, discute-se a emulação do comportamento dinâmico de um motor diesel por intermédio de um motor de corrente contínua. A partir dos modelos e funções de transferências dos motores, encontram-se modelos correspondentes de ordem reduzida e busca-se obter os filtros que devem ser utilizados para alcançar o casamento dos modelos, para que se produza, enfim, a resposta equivalente à que seria obtida com o uso do próprio MD.

## 1.3 Revisão Bibliográfica

Por tratar-se de um tema multidisciplinar, durante as distintas fases deste trabalho foi necessária uma revisão bibliográfica sobre diferentes áreas e assuntos: Máquinas Elétricas (especialmente geradores de indução), Motores Diesel e Reguladores de Velocidade, Eletrônica de Potência, Teoria de Controle, Acionamentos Elétricos, Circuitos Analógicos (amplificadores operacionais), Controladores PID, Modelos para Simulação em *Matlab/Simulink* e *PSpice*.

Em conseqüência, várias foram as fontes de pesquisa utilizadas: livros, apostilas de disciplinas do programa de pós-graduação da FEEC, periódicos do IEEE e do IEE, base de dados do NREL, anais de congressos nacionais e internacionais, *sites* na *internet* e manuais impressos de fabricantes.

Em vista da diversidade de assuntos, uma grande quantidade de literatura foi obtida. As contribuições das informações e referências mais relevantes para melhor compressão do trabalho serão apresentadas ao longo do texto, à medida que os diversos assuntos forem abordados.

Destaca-se na revisão bibliográfica a oportunidade do estudo do GI que há muito tempo vem atraindo o interesse de diversos pesquisadores e que continua atual como mostrado pelo grande número de trabalhos citados neste texto, que abordam o assunto sob diferentes prismas e foram recentemente publicados.

## 1.4 Organização do Texto

Após este capítulo introdutório, a tese é desenvolvida em cinco capítulos. Os parágrafos a seguir apresentam as principais idéias de cada um deles.

O capítulo 2 apresenta uma descrição sucinta do funcionamento do motor diesel e dos dispositivos utilizados para realizar a regulação da sua velocidade.

No capítulo 3 discute-se a obtenção dos filtros que devem ser associados a um motor de corrente contínua (MCC) para que este emule o comportamento dinâmico do motor diesel (MD). São apresentados resultados de simulação e experimentais que comprovam a viabilidade da utilização em laboratório do MCC emulando o MD.

O capítulo 4 apresenta os modelos para simulação dos elementos principais do sistema baseado no GI: a máquina de indução operando como gerador, o inversor e o balanço de potência.

O capítulo 5 apresenta os resultados de simulação e experimentais para determinação da capacitância necessária no *link* CC do inversor, obtenção dos parâmetros para sintonia do controlador e análises do comportamento do sistema. As simulações usam o modelo do MD. Na montagem experimental é empregado um MCC associado aos filtros (determinados no capítulo 3) que permitem obter um comportamento dinâmico semelhante ao MD.

No capítulo 6 são apresentadas as conclusões sobre o estudo desenvolvido neste trabalho. Tópicos que poderão ser objetos de estudo e que poderão dar prosseguimento à presente tese estão citados também neste capítulo.

# GERAÇÃO AUTÔNOMA DE ENERGIA

### 2.1 Introdução

Embora a pesquisa de fontes de eletricidade tenha se voltado para configurações ainda pouco utilizadas, as formas mais tradicionais são a hidrelétrica, obtida pela transformação da energia mecânica de quedas d'água, e a térmica, constituída por centrais geradoras de energia alimentadas por combustíveis fósseis, vegetais ou fissão nuclear.

As possibilidades para a geração de energia elétrica em pequena escala são bastante distintas daquelas empregadas para os grandes sistemas de geração. O aproveitamento de fontes que forneçam energia nessa condição, tais como a geração de energia elétrica a partir dos ventos, de pequenas quedas d'água e de pequenos motores de combustão interna propicia, entre outros aspectos, a discussão do tipo de energia primária, a forma de energia pretendida e o tipo de gerador a ser utilizado. Nesse sentido a utilização da eletrônica de potência combinada com o uso de máquinas elétricas tradicionais viabiliza formas modernas e econômicas de aproveitamento de pequenas quantidades de energia, assim como o emprego do gerador de indução (tipo gaiola de esquilo), que apresenta como atrativos sua simplicidade e robustez, que proporcionam, entre outras vantagens, menores custos de operação e manutenção.

A energia térmica origina-se da combustão de combustíveis fósseis, vegetais ou fissão nuclear e pode se converter em energia mecânica por meio de uma série de mecanismos conhecidos. As máquinas a vapor e os motores de combustão interna tiram partido do choque de moléculas gasosas submetidas a altas temperaturas para impulsionar êmbolos, pistões e cilindros; as turbinas a gás utilizam uma mistura de ar comprimido e combustível para mover suas pás; os motores a reação se baseiam na emissão violenta de gases.

Os chamados Grupos Geradores (GG) são equipamentos eletro-mecânicos projetados para produção autônoma de energia elétrica. Apresentam como componentes principais um motor de combustão interna, usualmente um motor diesel (cujo combustível pode ser renovável, como um óleo vegetal ou biodiesel), um gerador de energia, normalmente um alternador (gerador síncrono) e uma unidade de supervisão e controle.

Os grupos geradores são usados em inúmeras aplicações:

- Localidades que não possuem abastecimento elétrico;
- Instalações onde o abastecimento elétrico não é suficiente para a demanda de energia;
- Fábricas que precisam fugir das sobretaxas em horários de pico de consumo;
- Sistemas de alta confiabilidade onde a energia precisa estar sempre disponível, como em salas de cirurgia;
- Alimentação de elevadores em condomínios e muitas outras.

Possuem diversas vantagens, tais como: são sistemas bem compactos, entram em carga em um tempo relativamente pequeno, são de manutenção rotineira e de fácil operação. Os motores de combustão interna têm a desvantagem de serem ruidosos, poluentes, instáveis quanto aos custos dos combustíveis e de necessitarem de transporte freqüente do combustível.

#### 2.2 Motores de Combustão Interna

São motores térmicos, ou seja, que usam como fonte de energia o calor liberado por reações químicas. Operam pela transformação em energia mecânica da energia calorífica resultante da queima ou da explosão de uma mistura ar-combustível feita no interior de um dos elementos da máquina: o cilindro. Diferem, portanto, de alguns motores térmicos em que a combustão se faz fora do ciclo da máquina motriz, como é o caso da turbina a vapor, em que o vapor de alta pressão se produz numa caldeira que não faz parte da estrutura do motor.

Os motores de combustão interna baseiam-se no princípio segundo o qual os gases se expandem quando aquecidos. Quando controlada, essa pressão pode ser utilizada para movimentar algum elemento da máquina. Tem-se, dessa maneira, a transformação da energia calorífica do combustível em energia mecânica. No entanto, a transformação da energia calorífica em trabalho num motor térmico nunca é completa, pois parte dela se perde no contato com outros elementos do motor que se encontram em temperatura inferior. Esses motores podem trabalhar com combustíveis líquidos voláteis tais como gasolina, querosene, álcool, diesel e óleos vegetais, ou com gases tais como butano e propano.

Segundo estudos termodinâmicos, as transformações que um fluido experimenta para voltar ao seu estado inicial constituem um ciclo. Graficamente representados em diagramas cartesianos denominados de Clapeyron, tendo como variáveis a pressão e o volume, alguns desses ciclos, estabelecidos em função do comportamento de um gás ideal, constituem a base teórica a partir da qual se planejaram os principais tipos de motores. O mais importante dos ciclos teóricos ideais, estabelecido pelo físico francês Sadi Carnot, não é determinante do comportamento de um tipo específico de motor, mas serve de base para vários deles. Segundo esse ciclo, o máximo rendimento da máquina térmica, sempre em termos ideais, corresponde a uma transformação cíclica reversível que passa por uma expansão isotérmica (sem variação de temperatura), uma subseqüente expansão adiabática (sem variação de pressão), uma compressão isotérmica e outra compressão adiabática final. A partir do ciclo ideal descrito por Carnot, derivam-se outros ciclos teóricos para os motores.

Dependendo do tipo de combustível que utilizam, os motores de combustão interna são classificados em motores do ciclo Otto (ignição por centelha) e motores do ciclo Diesel (ignição por compressão).

Motores do ciclo Otto ou de explosão são aqueles que aspiram à mistura ar-combustível preparada antes de ser comprimida no interior dos cilindros. A combustão da mistura é provocada por centelha produzida numa vela de ignição. É o caso de todos os motores a gasolina, álcool, gás, ou metanol. O corpo do motor consta de um cilindro em cujo interior se desloca, em sentido vertical, o pistão ou êmbolo. Na parte superior do motor fica a câmara de explosão, na qual se situa a vela ou dispositivo gerador da centelha que provoca a ignição, e duas válvulas, uma de admissão e outra de escape ou descarga.

Motores do ciclo Diesel ou de injeção são aqueles que aspiram ar, que após ser comprimido no interior dos cilindros, recebe o combustível sob pressão superior àquela em que o ar se encontra. A combustão ocorre por auto-ignição quando o combustível entra em contato com o ar aquecido pela pressão elevada. Na maioria dos motores do ciclo Diesel, o combustível injetado ao final da compressão do ar é o óleo diesel comercial, embora outros combustíveis, tais como nafta, óleos minerais mais pesados e óleos vegetais possam ser utilizados em motores construídos especificamente para a utilização destes combustíveis. O processo Diesel não se limita a combustíveis líquidos. Também é possível a utilização de gás nos motores conhecidos como de combustível misto ou conversíveis.

### 2.3 Motores Diesel

Os motores diesel devem seu nome ao inventor e engenheiro alemão Rudolf Christian Karl Diesel. Diesel dedicou-se ao desenvolvimento de um motor de combustão interna que se aproximasse ao máximo do rendimento teórico proposto por Carnot. Em 1890 concebeu a idéia que mais tarde resultaria no motor diesel, cuja patente obteve em 1892. No ano seguinte publicou uma descrição teórica e prática de seu mecanismo no livro Theorie und Konstruktion eines rationellen Wärmemotors (Teoria e Construção de um Motor Térmico Racional). O motor teve êxito imediato, sendo largamente utilizado em navios, veículos automotores e dirigíveis.

O motor Diesel é a máquina de combustão interna de maior eficiência (Heywood, 1988). É interessante observar que o tecnicamente realizável Ciclo Diesel não difere substancialmente do ciclo termodinamicamente ideal. A eficiência atinge a marca de 50% para motores de 2 tempos, enquanto que para grandes motores de 4 tempos já são encontrados valores de 48%. Mesmo pequenos motores Diesel, 4 tempos, com injeção direta e "turbo" podem alcançar eficiências de aproximadamente 40%. Além do próprio óleo diesel, pode-se utilizar qualquer tipo adequado de óleo combustível, como o biodiesel, que pode ser feito de várias matérias-primas facilmente encontráveis em todas as regiões do país como soja, algodão e óleo de cozinha, mesmo o reciclado. O biodiesel é um éster obtido a partir de um óleo vegetal por uma transformação conhecida como transesterificação. Trata-se da reação do óleo vegetal com álcool metílico ou etílico.

Os motores diesel diferem de várias maneiras dos motores a ignição por vela. As relações de compressão são mais elevadas (16 até 22:1 contra 6 até 8:1), a carga que entra nas câmaras de combustão durante o ciclo de admissão consiste só de ar - sem combustível misturado. Os injetores recebem da bomba o combustível a baixa pressão, o qual é injetado e pulverizado dentro das câmaras de combustão, no tempo devido e em quantidades iguais para todos os cilindros - pronto para ser queimado. A ignição do combustível pulverizado é provocada pela alta temperatura do ar (500 a 600°C dentro do cilindro) alcançada durante o ciclo de compressão.

O motor diesel possui algumas vantagens sobre os motores de ignição (gasolina e álcool) como: maior vida útil; maior rendimento, com redução no consumo de combustível (devida à taxa de compressão mais elevada, que resulta em maior conversão de energia calorífica em mecânica); menores custos de manutenção.

#### 2.3.1 Componentes Principais

O motor diesel é composto de um mecanismo capaz de transformar os movimentos alternativos dos pistões em movimento rotativo da árvore de manivelas, através da qual se transmite energia mecânica aos equipamentos acionados, como, por exemplo, um gerador de corrente alternada. Um motor diesel compõe-se dos seguintes componentes principais:

#### a) - <u>Bloco de cilindros</u>

Representa o motor propriamente dito. É onde se alojam os conjuntos de cilindros, compostos pelos pistões com anéis de segmento, camisas, bielas, árvores de manivelas (virabrequim) e de comando de válvulas, com seus mancais e buchas. Na grande maioria dos motores é construído em ferro fundido e usinado para receber a montagem dos componentes; alguns motores de pequeno porte são construídos com blocos de liga de alumínio. Define-se a seguir alguns termos referentes a peças componentes do bloco:

O *cilindro* é a peça fixa de formato cilíndrico, usinada no bloco ou em camisas removíveis, onde o pistão se desloca.

O pistão recebe diretamente o impulso da combustão e o transmite à biela.

A biela é a peça móvel que transmite o movimento alternativo dos pistões ao virabrequim.

O *virabrequim* transforma o movimento alternativo nos pistões em movimento de rotação contínua, que é transmitido ao volante.

O *volante* tem a função de armazenar energia durante os tempos de trabalho, para "ajudar" o motor a vencer a inércia nos tempos não motores (admissão, compressão e escape). Quanto maior for o número de cilindros do motor, menor a influência e contribuição do volante.

#### b) - Cabeçote

É a parte superior do motor. Funciona, essencialmente, como um "tampão" para os cilindros e acomoda os mecanismos das válvulas de admissão e escape, bicos injetores e canais de circulação do líquido de arrefecimento.

Dependendo do tipo de construção do motor, os cabeçotes podem ser individuais, quando existe um para cada cilindro, ou múltiplos, quando um mesmo cabeçote cobre mais de um cilindro. São fabricados em alumínio, pelo alumínio apresentar vantagens como leveza e elevado coeficiente de transmissão de calor.

11

### c) - <u>*Cárter*</u>

É o reservatório do óleo lubrificante utilizado pelo sistema de lubrificação.

### d) - <u>Seção dianteira</u>

É a parte dianteira do bloco onde se alojam as engrenagens de distribuição de movimentos para os acessórios externos, tais como bomba d'água, ventilador, alternador de carga das baterias, e para sincronismo da bomba de combustível e da árvore de comando de válvulas.

As válvulas servem para controlar o fluxo da mistura ar/combustível ou do ar para dentro e para fora do cilindro.

#### e) - Seção traseira.

Seção onde se encontra o volante e respectiva carcaça, para montagem do equipamento acionado.

#### 2.3.2 Sistemas Auxiliares

O motor é constituído também por uma série de sistemas auxiliares:

#### a) - *Sistema de alimentação*

É o responsável pela formação da mistura ar/combustível que alimenta os cilindros, sendo composto pelo tanque de combustível, canalizações, bomba injetora, filtros e bicos injetores.

### b) - <u>Sistema de arrefecimento</u>

Tem como fluido de trabalho a água. Em raríssimos casos, encontram-se motores diesel refrigerados a ar.

#### c) - *Sistema de lubrificação*

Consiste na inserção de uma película de óleo lubrificante através da bomba de óleo entre as partes móveis em contato para reduzir o atrito.

#### d) - Sistema de exaustão ou escapamento de gases

A cor e densidade do escapamento são um indicador seguro das condições do motor e de seu rendimento. Excesso de fumaça no escapamento pode indicar o emprego de combustível inadequado, filtro de ar sujo ou entupido, excesso de combustível nos injetores, ou ainda, más condições mecânicas do motor, seja na área de válvulas, seja na área dos cilindros. Se o motor expele excesso de fumaça, uma ação corretiva deve ser tomada.

O principal poluente dos motores diesel é o dióxido de nitrogênio (NO<sub>x</sub>). Não existe ainda um limite oficial para esse poluente no Brasil, mas nos países tecnologicamente mais avançados, é o que causa maiores dificuldades para o atendimento dos limites estabelecidos em lei (Domschke et al., 2001). Para instalações estacionárias a melhor maneira de reduzir o NO<sub>x</sub> é o tratamento catalítico seletivo, aplicado aos gases de escapamento, após o motor. Envolve o emprego de catalisadores, ditos seletivos, (sigla *SCR* do inglês "*Selective Catalitic Reduction*") que promovem a reação de NH<sub>3</sub> com NO<sub>x</sub>.

Somando-se aos anteriores tem-se também o sistema de partida do motor. Todos os cuidados de manutenção preventiva se concentram sobre os sistemas do motor. O mecanismo principal só recebe manutenção direta por ocasião das revisões gerais de recondicionamento ou reforma, quando é totalmente desmontado, ou se, eventualmente, necessitar de intervenção para manutenção corretiva, em decorrência de defeito ou acidente.

#### 2.3.3 Definições Básicas sobre Motores a Diesel

- Ponto morto inferior (PMI): é o ponto mais baixo que o pistão atinge no seu curso descendente.
- Ponto morto superior (PMS): é o ponto mais alto que o pistão atinge no seu curso ascendente.
- *Cilindrada:* é o volume deslocado pelo êmbolo (pistão) do PMS até o PMI, multiplicado pelo número de cilindros do motor. Corresponde ao volume máximo de ar admissível no cilindro. Calcula-se pela fórmula: V = π×h×r<sup>2</sup>×n, em que r = raio interno do cilindro; h = curso do pistão do PMS até o PMI e n = n° de cilindros do motor.

• *Taxa de compressão*: Também denominada de razão de compressão, é a relação entre o volume total do cilindro, ao iniciar-se a compressão, e o volume no fim da compressão, e constitui uma relação significativa para os diversos ciclos dos motores de combustão interna.

#### 2.3.4 Ciclos de Operação

Os ciclos de operação podem ser de *quatro tempos* - um ciclo de trabalho estende-se por duas rotações da árvore de manivelas, ou seja, quatro cursos do pistão - ou de *dois tempos* - o ciclo motor abrange apenas uma rotação da árvore de manivelas, ou seja, dois cursos do pistão.

Os motores diesel a dois tempos são utilizados em instalações diesel-elétricas de grande porte, enquanto que os do tipo a quatro tempos são utilizados em instalações para potências pequenas, objeto deste estudo, e portanto, aos quais será dada maior ênfase.

# A) - Motor de quatro tempos

A Fig. 2.1 (Farret, 1999) mostra como opera um motor diesel a quatro tempos. No primeiro tempo, ou tempo de *admissão*, o pistão está em seu movimento descendente e as válvulas de escape estão fechadas. A descida do pistão permite a entrada de ar no cilindro até preencher completamente o cilindro (giro de 180° na manivela). Nos motores turbo-alimentados (turbo-compressão), o ar em vez de ser sugado pelo pistão é fornecido aos cilindros sob pressão, conseguindo-se desta forma, uma maior quantidade de ar para a mesma capacidade do cilindro.

No segundo tempo, ocorre a *compressão*. No final do tempo de admissão, as válvulas de admissão se fecham e os pistões iniciam seu movimento ascendente. Como as válvulas de escape permanecem fechadas, o ar admitido no cilindro começa a ser comprimido pelo pistão que sobe. No final do tempo de compressão, o ar nas câmaras é obrigado a ocupar um espaço bem menor (dependendo do motor, de 1/14 a 1/16 do volume original) e conseqüentemente é aquecido até uns 500 ou 600°C, temperatura suficiente para provocar a auto-ignição do combustível pulverizado, que é injetado na câmara de combustão, no fim do ciclo de compressão e início do ciclo de combustão.



Figura 2.1. Motor diesel de quatro tempos.

No terceiro tempo, ou de tempo de *combustão*, a queima do combustível com ar provoca enorme volume de gases, elevando a pressão dentro das câmaras, pressão esta que força o pistão para baixo, tendo assim início o tempo de combustão, expansão ou tempo motor. Durante este tempo, tanto as válvulas de admissão quanto as válvulas de escape permanecem fechadas. A injeção do combustível ocorre de uma forma controlada, provocando uma combustão controlada.

No quarto tempo, ou tempo de *escape*, quando o pistão chega quase ao fim de seu curso descendente, no fim do tempo motor, as válvulas de escape se abrem, libertando a maior parte dos gases queimados. O pistão em movimento ascendente empurra os gases remanescentes para a atmosfera, tendo fim o tempo de escape quando o pistão chega novamente ao seu PMS.

Durante os quatro tempos – ou duas rotações – transmitiu-se trabalho ao pistão só uma vez. Para fazer com que as válvulas de admissão e escapamento funcionem corretamente, abrindo e fechando as passagens nos momentos exatos, a *árvore de comando de válvulas* (ou *eixo de cames*) gira a meia rotação do motor, completando uma volta a cada ciclo de quatro tempos. O bom funcionamento do motor depende basicamente de dois fatores, a saber: 1) Boa compressão para assegurar queima rápida e total do combustível e 2) uma dosagem correta de combustível nos cilindros no momento certo.

#### *B)* –*Utilização do motor de quatro tempos*

Os modelos a quatro tempos são construídos desde pequenas potências até modelos com 4.000 cv. Seu baixo consumo de combustível faz com que sejam empregados em aplicações em que a utilização diária é elevada (Domschke, 1968). O emprego de modelos de alta rotação é predominante, pois permite uma importante redução no peso e no custo para uma determinada potência. Em termos da aplicação visada por esta tese, a rotação elevada aproxima-se mais do valor adequado para geração de energia elétrica.

Em instalações modulares de geração, onde unidades são adicionadas em função do crescimento da demanda, a curva de carga não apresenta decréscimo sensível da eficiência, já que a curva de consumo específico (litros/kWh) é praticamente plana acima de 25 % (Domschke et al., 2001). Em instalações isoladas deve-se evitar que o motor opere com carga abaixo de 50 % da nominal por longos períodos para prevenir baixo rendimento e combustão incompleta (poluição) (Choi e Larkin, 1995).

#### 2.3.5. Bombas de Injeção de Combustível

A injeção do combustível diesel é controlada por uma bomba de pistões responsável pela pressão e distribuição do combustível para cada cilindro nos momentos corretos. Pode-se trabalhar com dois sistemas de injeção diferentes: a bomba em linha e a bomba rotativa. Ambas são construídas para o mesmo fim, ou seja, dosar a quantidade de combustível, ajustando-o à carga, de acordo com as ordens de um regulador.

Na maioria dos motores diesel utiliza-se uma bomba em linha dotada de um pistão para cada cilindro e acionada por uma árvore de cames que impulsiona o combustível quando o êmbolo motor (pistão) atinge o ponto de início de injeção, no final do tempo de compressão. Alguns motores utilizam bombas individuais para cada cilindro e há outros que utilizam uma bomba de pressão e vazão variáveis, fazendo a injeção diretamente pelo bico injetor acionado pela árvore de comando de válvulas. Dividindo a bomba em linha em duas partes, tem-se na parte inferior o óleo lubrificante e na parte superior o óleo diesel, que atua sobre os elementos de bombeamento. O óleo diesel é o encarregado de lubrificar as peças de bombeamento.

A bomba rotativa é constituída de um tambor e um eixo com furos, que distribuem o combustível para os cilindros num processo semelhante ao do distribuidor de corrente para as velas utilizado nos motores de automóveis. Na bomba rotativa a lubrificação não é feita com óleo lubrificante, e sim pelo próprio óleo diesel que também lubrifica suas peças rodantes. O óleo percorre um caminho dentro da bomba que propicia a combustão do motor e a lubrificação simultaneamente.

Para que funcionem as bombas injetoras, rotativas ou em linha, são instaladas no motor sincronizadas com os movimentos da árvore de manivelas.

#### 2.3.6 Bombas de Injeção de Combustível com Gerenciamento Eletrônico

O que aconteceu com os carros de passeio no início da década passada (anos 90) com a injeção eletrônica está se repetindo com os motores diesel. Nos carros praticamente desapareceu o carburador, e a tendência agora é reduzir significativamente o uso da bomba injetora convencional. O novo motor com gerenciamento eletrônico satisfaz os parâmetros atuais de emissão de poluentes. Consiste da substituição da bomba injetora por unidades injetoras independentes, gerenciadas por comandos eletrônicos. Um desses comandos tem a função de reconhecer parâmetros e funções de proteção, como verificar o engrenamento na hora da partida ou limitar a velocidade máxima. O outro é instalado no motor, contendo os dados específicos daquele veículo. Entre outras funções, promove a regulagem entre as unidades injetoras. Esses comandos trabalham a partir de informações enviadas por sensores diversos: de pressão e de temperatura do ar de sobrealimentação; de pressão atmosférica local; de temperatura de combustível; de posição do acelerador; de temperatura do líquido de arrefecimento, e de rotação do motor e posição do pistão. Assim, o sistema decide eletronicamente, a cada instante, qual o tempo necessário de injeção e a quantidade exata de combustível para cada um dos cilindros, obtendo o máximo de desempenho com o mínimo de consumo e emissão de poluentes. Permite, ainda, a ativação de funções de proteção e o uso do sistema de diagnóstico eletrônico. Uma grande vantagem dos motores eletrônicos sobre os convencionais é o maior torque com curva de torque plana.
# 2.4. Reguladores de Rotação

#### 2.4.1 Introdução

Apenas recentemente a regulação de velocidade de motores de combustão interna tem sido colocada em uma base mais científica pela aplicação da teoria de controle, mas na prática há ainda uma carência de modelos para algumas das aplicações mais complexas. O problema aumenta porque um motor está longe de ser um dispositivo linear. Apresenta muitos atrasos, não-linearidades e limitações em suas características.

Um regulador é um sistema ou dispositivo empregado para manter alguma variável de interesse (por exemplo, a velocidade do motor) constante. Um sistema de regulação freqüentemente utiliza-se de um servomecanismo que fornece a resposta e a potência necessárias para se obter o desempenho desejado da regulação. Este é o caso dos mais modernos reguladores (governadores) de rotação de motor.

Um regulador de rotação é necessário por duas razões básicas:

- (a) proporciona controle de velocidade preciso;
- (b) protege o motor contra condições perigosas de operação.

Um pequeno motor, tal como um motor de carro, não tem, e nem necessita, de um regulador. O motor está sob o controle direto do motorista, que estabelece e controla as condições de operação desejadas. A velocidade do motor é auto-regulada através da ação de estrangulamento do carburador ou do sistema de injeção eletrônica.

O combustível e o ar supridos para um motor diesel aumentam com a velocidade e assim o motor tende muito facilmente a girar sem parar e em circunstâncias extremas se auto destruirá. Aplicações empregando grandes motores diesel normalmente requerem grande precisão no controle da velocidade do motor, carga, etc. junto com uma proteção interna contra condições de operação adversas que não podem ser controladas diretamente pelo usuário.

Em pequenos motores diesel, os dispositivos empregados são simples reguladores mecânicos e/ou hidráulicos, que podem atuar em toda a faixa de velocidade ou serem dispositivos do tipo máximo-mínimo. Um regulador do tipo máximo-mínimo é inoperante sobre a faixa normal de velocidade e somente entra em operação quando a solicitação de velocidade é muito alta ou muito baixa. Por exemplo, a taxa de injeção de combustível do motor de um caminhão, com regulador desse tipo, estará sob controle direto do motorista até o momento que este tente exceder o limite superior de velocidade permitido ou remova seu pé do acelerador quando parado. Nesses casos o

regulador limita a velocidade no máximo ou mantém a velocidade de marcha-lenta, como apropriado.

Um sistema de regulação apropriadamente projetado proporcionará todas as funções necessárias e o projeto do motor incluirá um limite de sobrevelocidade independente para resguardar o motor se o regulador de rotação falhar.

A rotação de trabalho do motor diesel depende da quantidade de combustível injetada e da carga aplicada à árvore de manivelas (potência fornecida à máquina acionada). Também é necessário limitar a rotação máxima de trabalho do motor, em função da velocidade média do pistão, que não deve induzir esforços que superem os limites de resistência dos materiais, bem como da velocidade de abertura e fechamento das válvulas de admissão e escapamento, que a partir de determinados valores de rotação do motor, começam a produzir efeitos indesejáveis. Nas altas velocidades, começa haver dificuldade no enchimento dos cilindros, devido ao aumento das perdas de carga e a inércia da massa de ar, fazendo cair o rendimento volumétrico.

Como a quantidade de combustível injetada é dosada pela bomba injetora, por meio da variação de deflúvio controlada pelo mecanismo de aceleração, limita-se a quantidade máxima de combustível que pode ser injetada. Dependendo do tipo de motor, essa limitação é feita por um batente do acelerador, que não permite acelerar o motor além daquele ponto. O mecanismo de aceleração, por si só, não é capaz de controlar a rotação do motor quando esta tende a cair com o aumento da carga ou a aumentar com a redução da mesma carga. É necessário então outro dispositivo que assegure controle da dosagem de combustível em função das solicitações da carga.

Na maioria dos motores, este dispositivo é constituído por um conjunto de contrapesos girantes que por ação da força centrífuga atua no mecanismo de aceleração de modo a permitir o suprimento de combustível sem variações bruscas, respondendo de forma suave às solicitações da carga. Conhecidos como reguladores ou governadores de rotações, são utilizados em todos os motores diesel e, dependendo da aplicação, têm características distintas. No caso específico dos motores para grupos diesel-geradores, a regulação da velocidade é um item particularmente crítico, uma vez que a freqüência da tensão gerada no alternador, supondo um gerador síncrono, necessita ser mantida constante, ou seja, o motor diesel deve operar em rotação constante, independente das solicitações da carga. Isto significa que a cada aparelho elétrico que se liga ou desliga, o regulador deve corrigir a quantidade de combustível injetada, sem permitir variações de rotação, o que é impossível dado o tempo necessário para que as correções se efetivem.

#### 2.4.2 Tipos de Controle

## A) Controle de Velocidade Isócrono

Um controle de velocidade isócrono mantém o motor em uma velocidade constante qualquer que seja a carga aplicada. A máquina primária irá girar na mesma velocidade tanto em vazio como à plena carga. A Fig 2.2a ilustra a operação isócrona através de uma curva carga x velocidade.

Por mais rápidos que possam ser, os reguladores isócronos não podem corrigir instantaneamente as variações de rotação do motor devido à inércia natural do sistema. É necessário, primeiro, constatar que houve uma variação de rotação para, em seguida, efetuar a correção. O tempo de resposta é ajustado até um limite mínimo, a partir do qual o funcionamento do motor se torna instável, por excesso de sensibilidade. Além da sensibilidade é necessário ajustar o valor máximo que se pode permitir de queda ou de aumento de velocidade (que nem sempre pode ser zero). Esta variação é conhecida como "*droop*" (regulação de velocidade) e é necessária especialmente para grupos geradores que operam em paralelo (mais de um grupo Diesel-gerador alimentando a mesma carga).

# B) Controle de Velocidade "Droop"

Neste tipo de controle a velocidade diminui quando a carga aumenta. O *droop* é usualmente representado como um percentual da velocidade nominal. Como ilustração, considere-se um sistema gerador de 60 Hz em paralelo com um barramento infinito (sistema elétrico considerado infinito). Se, sem carga, a máquina primária está girando na velocidade nominal e, em plena carga, a velocidade da máquina é 5% abaixo da nominal, o sistema é dito ter 5% de *droop* (Fig. 2.2b).

*Droop* pode ser usado por muitas razões diferentes: para permitir partilha de carga ou para adicionar estabilidade em sistemas isolados em que a velocidade constante não é crítica. No paralelismo, o *droop* é usado em reguladores em que a interconexão de todos os controladores não é possível, como no paralelismo com um barramento infinito.



Figura 2.2. Controle de Velocidade: (a) Isócrono e (b) Droop.

#### 2.4.3 Tipos de Reguladores

Para regular a rotação de um motor diesel, existem três tipos básicos de reguladores (governadores) isócronos, que são:

#### a) <u>Reguladores mecânicos</u>

São dispositivos constituídos por um sistema de contrapesos, molas e articulações, como mostrado no esquema da Fig. 2.3 (Gant, 1984). Atuam no mecanismo de aceleração aumentando ou diminuindo o deflúvio de combustível sempre que a rotação se afasta do valor regulado (em geral, 1800 rpm para geração com máquina síncrona). Qualquer mudança na velocidade de rotação altera a posição de equilíbrio do mecanismo. O movimento é transmitido por intermédio de um sistema articulado para a válvula de combustível do motor, desta maneira efetivando o controle da velocidade de rotação. A força para operar a válvula de combustível é suprida diretamente pelos contrapesos. Portanto, os contrapesos devem ser bastante grandes, o que, devido a sua inércia, limita a resposta do regulador. Perdas como o atrito limitam a sua precisão. Em conseqüência, os reguladores mecânicos apresentam tempo de resposta considerado longo e permitem oscilações em torno do valor regulado. Se a carga for aplicada bruscamente, permitem quedas acentuadas da rotação e, na recuperação, permitem ultrapassar o valor regulado para, em seguida, efetuar nova correção de menor grau. São mais baratos e utilizados em grupos geradores que alimentam

equipamentos pouco sensíveis às variações de freqüência. Têm precisão de regulação em torno de 3%, podendo chegar até 1,5%.



Figura 2.3. Esquema simplificado de um regulador mecânico.

#### b) <u>Reguladores hidráulicos</u>

De maior precisão que os reguladores mecânicos, podem ser acionados pelo motor Diesel independentemente da bomba injetora e atuam sobre a alavanca de aceleração da bomba, exercendo a função que seria do pedal do acelerador do veículo. São constituídos por um sistema de contrapesos girantes, que fazem o papel de sensor de rotação e uma pequena bomba hidráulica que atua como um amplificador, produzindo a pressão de óleo necessária ao acionamento, conforme ilustrado no esquema da Fig. 2.4 (Gant, 1984).

O regulador é ajustado de forma tal que, na velocidade nominal, inexista ação do óleo sob pressão no cilindro de potência. Quando a velocidade real cai abaixo do valor desejado em virtude de algum distúrbio, o decréscimo na força centrífuga atua sobre o regulador e acarreta o movimento da válvula para baixo, fornecendo mais combustível ao motor e, como conseqüência, produzindo um aumento na velocidade do motor até que o valor desejado seja obtido. Por outro lado, quando a velocidade do motor aumenta acima do valor desejado, o aumento na força centrífuga faz com que a válvula se desloque para cima. Isto reduz o suprimento de combustível e a velocidade do motor é reduzida até ser alcançado o valor nominal.



Figura 2.4. Esquema básico de um servomecanismo hidráulico.

Por serem caros e necessitarem de um arranjo especial para montagem no motor, são pouco utilizados em motores pequenos. Um modelo existente no mercado é apresentado na Fig. 2.5.



Figura 2.5. Características do regulador hidráulico Woodward PSG.

# c) <u>Reguladores eletrônicos</u>

Atualmente estão sendo utilizados em maior escala devido ao seu custo decrescente nos últimos anos e características como precisão, versatilidade e altas taxas de resposta. Oferecem a melhor precisão de regulação que se pode conseguir e são constituídos por três elementos básicos: 1) um dispositivo sensor de velocidade 2) um regulador eletrônico propriamente dito (ou unidade de controle), que gera uma velocidade de referência, compara-a com a velocidade real e fornece como saída um sinal proporcional ao erro de velocidade, e 3) um atuador para posicionar o mecanismo de dosagem de combustível do motor primário. Adicionalmente, todos os elementos necessitam de uma fonte de potência elétrica e também usualmente devem dispor de filtros para remover ruídos do sinal de velocidade. A construção pode variar conforme o fabricante, mas todos funcionam segundo os mesmos princípios. Há atuadores que trabalham ligados à haste de aceleração da bomba injetora, como nos reguladores hidráulicos e outros que são instalados no interior da bomba e atuam diretamente sobre o fluxo de combustível. Os atuadores externos mais conhecidos são os fabricados pela Woodward - reguladores modelo EPG (Fig. 2.6) e os internos são os utilizados nos motores Cummins (regulador EFC).



Figura 2.6. Características do Regulador Eletrônico Woodward PSG.

#### 2.4.4 O Motor Diesel como um Elemento de Controle

O principal objetivo do recente desenvolvimento do controle eletrônico do motor diesel é proporcionar o conjugado requerido com consumo mínimo de combustível e atendendo as restrições impostas pelas leis de emissão de gases e de ruídos. Isso requer uma "ótima" coordenação entre a injeção e o sistema de EGR (Recirculação de gases da exaustão) (Guzzella, 1998).

Felizmente, um modelo matemático realmente detalhado não é necessário para o entendimento básico da ação do regulador, e a estabilidade do sistema pode ser assegurada usando um modelo de "pequenos sinais" tal como o que será descrito no próximo capítulo. Modelos complexos podem ser necessários para grandes análises transitórias (tais como mudanças de velocidade devido a grandes mudanças de carga) em que características da turbo-alimentação predominam e muitas outras não-linearidades têm efeito significativo.

#### 2.4.5 Sistemas de Controle de Velocidade com Reguladores Eletrônicos tipo proporcional.



A Fig. 2.7 mostra os componentes básicos de um regulador eletrônico de velocidade.

Fig. 2.7. Unidade de Controle de Velocidade Isolada.

É importante observar que os componentes do regulador eletrônico compõem um sistema em malha fechada como mostrado na Fig 2.8.



Fig. 2.8. Malha de Controle Fechada.

A velocidade da máquina primária pode ser obtida por um *pickup* magnético. O sensor transdutor de velocidade é normalmente uma bobina enrolada sobre um núcleo ferromagnético e instalado na carcaça do volante, com a proximidade adequada dos dentes da cremalheira (Fig. 2.9). Com o motor em funcionamento, cada dente da cremalheira, ao passar próximo ao sensor magnético, induz um pulso de corrente elétrica que é captado pelo detector. Outro método é medir a freqüência de um gerador (o primário ou um auxiliar) acionado pelo motor primário.

O sinal de velocidade obtido é então convertido no circuito detector para um nível de tensão proporcional à velocidade do motor. Essa tensão é comparada com a velocidade (tensão) de referência. Se uma diferença existe, a saída do amplificador (Fig. 2.10) comanda um movimento do atuador que minimize o erro. A compensação é tipicamente proporcional + integral (PI) ou atraso/avanço, como no regulador mecânico. Normalmente a ação derivativa não é incluída no caminho direto, pois poderia amplificar o conteúdo de alta freqüência.



Fig. 2.9. Pickup magnético.



Figura 2.10 - Sistema de controle baseado no regulador eletrônico.

# 2.4.6 Regulação para Geradores de Indução.

Os geradores de indução não são auto-excitados. O campo magnético do rotor é criado (induzido) quando o rotor "escorrega" em relação à velocidade síncrona. Se a máquina de indução gira abaixo da velocidade síncrona atuará como um motor de indução; se gira mais rápido que a velocidade síncrona, atuará como um gerador de indução (GI). Quanto mais negativo for o escorregamento maior será a energia gerada. Tipicamente, o escorregamento do GI 4 pólos está numa faixa entre 10 a 50 rotações por minuto (rpm).

Para o sistema baseado no GI, a velocidade do rotor tem que de ser ajustada para atender às necessidades de potência do GI, ao contrário dos sistemas com gerador síncrono em que a velocidade do rotor tem de ser mantida constante. Conseqüentemente, o valor de referência para o regulador de velocidade é variável. A referência de velocidade é variável e a velocidade do rotor depende da potência da carga.

# 2.5 Considerações Finais

Ao longo deste capítulo foram abordados conceitos relevantes referentes ao motor diesel e aos dispositivos responsáveis pela sua regulação de velocidade. Essas informações são importantes para o leitor entender os modelos e resultados apresentados na seqüência do texto.

Verificou-se que tem sido marcante a evolução alcançada pelos Motores de Combustão Interna do tipo Diesel na busca de melhores eficiências e no uso de combustíveis alternativos mais econômicos. O uso destas máquinas em aplicações estacionárias de geração elétrica em instalações industriais, comerciais e até mesmo residenciais (condomínios) têm apresentado competitividade em relação ao nível de tarifas praticado em cada segmento. Além disso, a geração elétrica com MD apresenta modularidade, custo de implantação praticamente constante com a capacidade, e sobretudo flexibilidade, redundando em aplicações interessantes na geração isolada ou até mesmo no sistema interligado.

Quanto à regulação de velocidade do motor diesel acionando o GI, a velocidade do rotor tem de ser ajustada para atender as necessidades de potência do GI, ao contrário dos sistemas com gerador síncrono em que a velocidade do rotor tem de ser mantida constante.

# DETERMINAÇÃO E IMPLEMENTAÇÃO DE FILTROS PARA CASAMENTO DE MODELOS DE MOTORES CC E DIESEL

# 3.1 Introdução

O problema de casamento de modelos *(model matching)* é tradicional em Teoria de Controle. O objetivo é projetar um filtro (compensador) para uma dada planta (dispositivo ou sistema) existente tal que a resposta do sistema resultante emule o comportamento dinâmico de um modelo especificado de referência.

Dados um sistema, chamado de modelo de referência M, que descreve o desejado comportamento entrada-saída que deve ser emulado e um outro sistema  $M_1$ , chamado planta, com um dado comportamento, o problema do casamento de modelos é encontrar um compensador  $M_2$ , que modifique o comportamento de  $M_1$  de uma maneira tal que o sistema controlado, denotado  $M_1 \circ M_2$ , emule o comportamento desejado (Fig. 3.1). Nenhuma modificação interna de  $M_1$  é permitida.

Em laboratório, para análise experimental da estrutura mostrada na Fig. 1.1, pretende-se emular o comportamento dinâmico do motor diesel (MD) por intermédio de um motor de corrente contínua (MCC).

Neste capítulo discute-se a obtenção dos filtros que devem ser associados ao MCC para que se produza a resposta equivalente à que seria obtida com o uso de um MD. O significado preciso de "comportamento" para as diferentes relações entrada-saída é definido por intermédio de funções de transferência e as correspondentes composições  $M_1 \circ M_2$  são determinadas.



Figura 3.1 - Problema de casamento de modelos.

O problema se apresenta como segue. Conhecida a matriz de transferência do MD, a qual define o comportamento da velocidade do motor (saída) em função das variações do combustível e do conjugado da carga (entradas), determinar em malha aberta, para uma faixa de freqüências conveniente, um ou mais compensadores que associados ao MCC alimentado por conversor eletrônico, possibilitem obter um comportamento da velocidade do MCC equivalente ao que seria obtido com o motor diesel.

# 3.2 Modelos

Para estudar somente um transitório de velocidade, modelos de ordem elevada do comportamento das máquinas não são necessários. Assim, para simular a dinâmica de tais sistemas é suficiente apenas um modelo de menor ordem.

#### 3.2.1 Motor Diesel

A rotação de trabalho do motor diesel depende da quantidade de combustível injetada e da carga aplicada à árvore de manivelas (potência fornecida à máquina acionada). Também é necessário limitar a rotação máxima de trabalho do motor, em função da velocidade média do pistão, que não deve induzir esforços que superem os limites de resistência dos materiais, bem como da velocidade de abertura e fechamento das válvulas de admissão e escapamento.

Os reguladores ou governadores de rotações são dispositivos mecânicos, eletromecânicos, eletrônicos ou microprocessados utilizados em todos os motores diesel para assegurar o controle automático da dosagem de combustível em função das solicitações da carga, atuando no mecanismo de aceleração de modo a permitir o suprimento de combustível sem variações bruscas e respondendo de forma suave às variações da carga. No caso específico dos motores para grupos diesel / geradores síncronos, a regulação da velocidade é um item particularmente crítico, uma vez que a freqüência da tensão gerada no alternador necessita ser mantida constante, ou seja, o motor diesel deve operar em rotação constante, independente das solicitações da carga. Isto significa que a cada aparelho elétrico que se liga ou desliga, o governador deve corrigir a quantidade de combustível injetada, sem permitir variações de rotação, o que é quase impossível, dado o tempo necessário para que as correções se efetivem.

Um modelo matemático abrangente é muito difícil de ser obtido porque o motor diesel está longe de ser um dispositivo linear. Motores de combustão interna apresentam atrasos, nãolinearidades e limitações em suas características. Assim, para simular a dinâmica completa do MD seria necessário um sistema de ordem elevada. Contudo, um modelo detalhado do comportamento da máquina primária é desnecessário para estudar somente transitórios de velocidade (Roy et al., 1991; Roy et al., 1993). Um modelo simples do MD (Stavrakakis e Kariniotakis, 1995; Rahman et al., 1996) pode ser dividido em três partes, como mostrado na Fig. 3.2.



Figura 3.2 - Diagrama de blocos do MD e do regulador de velocidade.

O bloco "Regulador de Velocidade" representa um dispositivo ou mecanismo que controla a taxa de injeção de combustível C(s) determinando o conjugado de saída do motor  $T_E$ . Seu comportamento dinâmico pode ser aproximado por um modelo de primeira ordem, com uma constante de tempo  $\tau_2$ . Esta constante de tempo é função da temperatura do óleo fluindo no Regulador de Velocidade (Atuador), porém sua variação devido à temperatura é desprezível em pequenos intervalos de tempo.

O bloco "Fluxo de Combustível" é um ganho que ajusta a relação entre o conjugado e o consumo de combustível. O bloco "Combustão" representa um atraso de transporte devido à inércia do motor em situações de aceleração ou desaceleração. Qualquer diferença entre  $T_E$  e o conjugado da carga  $T_L$  acelera (ou desacelera) a carga representada pelo momento de inércia *J*.

Do ponto de vista do controle, o tempo morto representa uma característica muito significativa do motor diesel: a maneira descontínua em que a potência é produzida, de acordo com a combustão seqüencial de um número relativamente pequeno de cilindros (Haddad, 1984). Em malha fechada, esta característica é importante por duas razões: primeiro, significa que há um tempo entre a ação do governador em realizar uma mudança na taxa de abastecimento e a resposta do motor para esta mudança. Segundo, o virabrequim não gira em uma velocidade uniforme, ao contrário, experimenta uma variação cíclica no torque que causa uma variação cíclica na velocidade. Um governador sensível responderá a essas variações na velocidade e exibirá um pequeno movimento rítmico (*jiggle*) em sua saída. Tais movimentos são indesejáveis e normalmente devem ser filtrados no circuito do governador.

31

Empiricamente, o tempo morto da combustão é dado aproximadamente pelo tempo para que pistões consecutivos cheguem no ponto de injeção adicionado de um quarto de uma revolução do virabrequim (Haddad, 1984). Assim, o efetivo atraso de transporte de combustão é

$$\tau_1 = \frac{60N_t}{2nN_c} + \frac{60}{4n} \tag{3.1}$$

no qual  $N_t = 2$  ou 4 para motores de 2 ou 4 tempos;  $N_c = n^{\circ}$  de cilindros e n = velocidade em rpm.

# A. Aproximação Racional da Função de Transferência do Motor Diesel

Considerando-se que a aplicação em estudo refere-se ao acionamento de um gerador de indução de pequeno porte, o motor diesel apropriado para essa finalidade apresenta as seguintes características típicas:  $N_t$  = 4 tempos, n = 1800 rpm e  $N_c$  = 4 cilindros.

Aplicando esses valores em (3.1) tem-se

$$\tau_1 = \frac{60 \times 4}{2 \times 1800 \times 4} + \frac{60}{4 \times 1800} = 0,025 \,\mathrm{s}$$

Assim, o valor adotado para o tempo morto de combustão é  $\tau_1 = 25$  ms.

Os demais parâmetros de um MD, como sugeridos na literatura (Roy et al., 1993), são apresentados na tabela 3.1.

Parâmetro	<u>Valor (pu)</u>	DEFINIÇÃO
K	0,8-1,5	Ganho que ajusta a relação entre o consumo de combustível e o conjugado produzido
J	0,1-0,5	Constante de inércia do conjunto motor+carga (kgm <sup>2</sup> )
$ au_1$	0,0-0,25	Tempo morto do motor (limites)
$\tau_2$	0,05-0,2	Constante de tempo do atuador do governador de velocidade

Fabela 3.1 - Parâmetros para Simulação	).
--	----

Considerando-se os valores da tabela 3.1 e também tomando por base para *J* e *B* (constante de atrito, em N·m/rad/s) os valores apresentados em (Voigt, 1991) adota-se K = 1, J = 0,1, B = 0,021 e  $\tau_2 = 75$  ms. Desta forma, considerada-se o valor calculado  $\tau_1 = 25$  ms, as funções de transferência do sistema representado na Fig. 3.2 são as seguintes:

$$F_{Di1}(s) = \frac{\omega(s)}{T_L(s)} = \frac{-10}{s+0,21}$$
(3.2)

$$F_{Di2}(s) = \frac{\omega(s)}{C(s)} = \frac{1}{(1+0,075s)(0,021+0,1s)}e^{-0,025s}$$
(3.3)

O atraso de transporte  $(e^{-\tau_1 s})$  apresenta um comportamento de fase não-mínima e possui um atraso de fase excessivo, sem atenuação de módulo, nas altas freqüências. É possível mostrar que o comportamento de uma planta com atraso de transporte pode ser aproximado, com a precisão necessária, por uma função de transferência racional em *s*, de ordem apropriada, numa dada faixa de freqüências (Sharaf, 1989).

Desde que estamos interessados em sistemas de controle, operando tipicamente em baixas freqüências, necessita-se uma aproximação que seja boa para s = 0 e valores próximos. A maneira mais comum para se obter tal aproximação é atribuída a H. Padé (Franklin et al., 1994). A técnica consiste em combinar (*matching*) a expansão em série da função não racional  $e^{-\tau_1 s}$  com a expansão em série de uma função racional, cujo numerador é um polinômio de grau p e cujo denominador é um polinômio de grau q. O resultado é chamado de aproximação (p,q) de Padé para  $e^{-\tau_1 s}$ . Assumindo p = q = 1, a resultante aproximação (1,1) de Padé é  $e^{-\tau_1 s} \cong (1-\tau_1 s/2)/(1+\tau_1 s/2)$ . Assumindo p = q = 2, a aproximação (2,2) de Padé é dada por

$$e^{-\tau_{1}s} \cong \frac{1 - \frac{\tau_{1}s}{2} + \frac{(\tau_{1}s)^{2}}{12}}{1 + \frac{\tau_{1}s}{2} + \frac{(\tau_{1}s)^{2}}{12}}$$
(3.4)

Na ocorrência de uma função temporal de entrada suave e contínua e valores muitos pequenos de  $\tau_1$ , pode-se usar a aproximação (0,1) de Padé, que é dada por  $e^{-\tau_1 s} = 1/(\tau_1 s + 1)$ .

No diagrama de Bode apresentado na Fig. 3.3, comparando-se as respostas em freqüência de um atraso de transporte de  $\tau_1 = 25$  ms e as aproximações utilizando a técnica de Padé de primeira (1,1), segunda (2,2) e terceira (3,3) ordens, verifica-se que a aproximação de Padé de 2<sup>a</sup> ordem consegue um comportamento semelhante para freqüências até 100 rad/s, o que é adequado para o sistema em análise. De (3.4) tem-se a seguinte aproximação racional para o atraso de transporte de 25 ms:

$$e^{-0.025s} = \frac{s^2 - 240s + 19200}{s^2 + 240s + 19200}$$
(3.5)

Substituindo (3.5) em (3.3) e reagrupando, tem-se a relação  $\omega(s)/C(s)$  do MD com aproximação racional (MDR) dada por

$$F_{Da}(s) = \frac{133,3s^2 - 3,2 \cdot 10^4 s + 2,56 \cdot 10^6}{s^4 + 253,5s^3 + 2,2 \cdot 10^4 s^2 + 2,6 \cdot 10^5 s + 5,4 \cdot 10^4}$$
(3.6)



Figura 3.3 - Atraso de transporte de 25 ms e aproximações de Padé de 1<sup>a</sup>, 2<sup>a</sup> e 3<sup>a</sup> ordens.

# 3.2.2 Motor CC

O diagrama esquemático do circuito do acionamento de um motor CC (MCC) de excitação separada, alimentado por conversor eletrônico, com controle em malha aberta, é mostrado na Fig. 3.4. A velocidade do motor é ajustada pela variação da tensão de referência (ou de controle)  $v_r$ .

Em torno do ponto de operação, considera-se que o conversor eletrônico pode ser representado pelo ganho  $K_2$ . A tensão média terminal da armadura do motor é

$$v_a = K_2 v_r \tag{3.7}$$



Figura 3.4 - Acionamento de máquina CC de excitação independente alimentada por conversor.

Como a corrente de campo do motor,  $I_f$ , e a constante de *fcem*,  $K_v$  permanecem constantes durante transitórios, as equações do sistema são

$$e_g = K_v I_f \omega \tag{3.8}$$

$$v_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_g = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + K_v I_f \omega$$
(3.9)

$$T_d = K_t I_f I_a \tag{3.10}$$

$$T_d = K_t I_f I_a = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_L$$
(3.11)

nas quais

 $\omega$  = velocidade da máquina, em rad/s;

B = constante de atrito, em N·m/rad/s;

 $K_v$  = constante de tensão, em V/A·rad/s;

- $K_t$  = constante de conjugado;
- $L_a$  = indutância do circuito de armadura, em H;

 $R_a$  = resistência do circuito de armadura, em  $\Omega$ ;

 $T_d$ ,  $T_L$  = conjugados desenvolvido e da carga, em N·m.

O seu comportamento dinâmico pode ser analisado tomando-se as transformadas de Laplace das equações (3.7) – (3.11) com condições iniciais iguais a zero. Como a corrente de campo do motor,  $I_f$  e as constantes da tensão gerada e de conjugado,  $K_v \in K_t$ , permanecem constantes durante perturbações transitórias, pode-se escrever  $K_v I_f = K_E$  e  $K_t I_f = K_T$ . Efetuando-se as transformações e isolando-se a corrente de armadura e a velocidade do motor, resulta

$$I_{a}(s) = \frac{V_{a}(s) - K_{E}\omega(s)}{R_{a} + sL_{a}}$$
(3.12)

$$\omega(s) = \frac{K_T I_a(s) - T_L(s)}{B + sJ}$$
(3.13)

Tomando-se como entradas  $V_r(s)$  e  $T_L(s)$ , e como saídas  $I_a(s)$  e  $\omega(s)$ , o diagrama de blocos básico do MCC alimentado por conversor e com excitação independente e constante é mostrado na Fig. 3.5.



Figura 3.5 - Diagrama de blocos do MCC, alimentado por conversor, excitação independente e constante.

A partir do modelo da fig. 3.5 pode-se obter por superposição uma expressão para a velocidade da máquina:

$$\omega(s) = \frac{K_T}{(R_a + sL_a)(B + sJ) + K_T K_E} V_r(s) - \frac{R_a + sL_a}{(R_a + sL_a)(B + sJ) + K_T K_E} T_L(s)$$
(3.14)

Fazendo  $T_L(s)=0$ , a relação dinâmica entre a velocidade e a tensão é:

$$\frac{\omega(s)}{V_r(s)} = \frac{K_2 K_T}{\left(R_a + sL_a\right)\left(B + sJ\right) + K_T K_E}$$
(3.15)

Fazendo  $V_r(s)=0$ , a relação dinâmica entre a velocidade e o torque da carga é:

$$\frac{\omega(s)}{T_L(s)} = -\frac{R_a + sL_a}{\left(R_a + sL_a\right)\left(B + sJ\right) + K_T K_E}$$
(3.16)

Efetuando o produto indicado e ordenando o denominador de (3.15) segundo a potência de *s*, tem-se

$$\frac{\omega(s)}{V_r(s)} = \frac{K_2 K_T / L_a J}{s^2 + \left(\frac{R_a J + L_a B}{L_a J}\right)s + \left(\frac{R_a B + K_T K_E}{L_a J}\right)}$$
(3.17)

O MCC utilizado em laboratório para emular o comportamento do motor diesel é de 5 CV, tensão e corrente de armadura de 240 V e 18,3 A respectivamente. A tensão do campo de excitação (que durante este trabalho foi mantida em um valor constante) pode variar entre 100 V e 200 V fornecendo velocidades nominais entre 1750 e 2300 rpm. Foi fabricado pela GE do Brasil, carcaça 218ATY e seus parâmetros elétricos (fornecidos pelo fabricante) são os seguintes:

Resistência de armadura (incluindo interpolos) a  $25^{\circ}$ C –  $R_a = 2,0 \Omega$ Indutância do circuito de armadura a  $25^{\circ}$ C –  $L_a = 11,5 \text{ mH}$ Constante de velocidade –  $K_E = 1,15 \text{ V/rad/s}$ Constante de torque –  $K_T = 1,11 \text{ N}\cdot\text{m/A}$ 

Outros parâmetros foram determinados experimentalmente. Desconectando-se a alimentação do MCC, a velocidade do conjunto MCC + MI diminui exponencialmente com a constante de tempo mecânica  $\tau_m = J/B$ . A interseção da inclinação inicial da curva de desaceleração da velocidade com o eixo do tempo representa  $\tau_m$ . O valor de *B* pode ser obtido a partir do valor das perdas rotacionais, as quais podem ser determinadas com boa precisão. O ganho do conversor é obtido verificando-se a razão entre a tensão na armadura da máquina e a tensão de referência aplicada na entrada do conversor para operações em torno do ponto de trabalho.

Ganho do conversor  $-K_2 = 23,5$ Momento de inércia equivalente  $-J = 0,071 \text{ Kg} \cdot \text{m}^2$ Constante de atrito  $-B = 0,0062 \text{ N} \cdot \text{m/rad/s};$ 

Substituindo-se os valores dos parâmetros e tomando como entradas  $V_r(s)$  e  $T_L(s)$ , e como saída  $\omega(s)$ , obtêm-se as seguintes funções de transferência para o MCC:

$$F_{CC1}(s) = \frac{\omega(s)}{T_L(s)} = \frac{-14,08s - 2449,5}{s^2 + 174s + 1578,6}$$
(3.18)

$$F_{CC2}(s) = \frac{\omega(s)}{V_r(s)} = \frac{31947}{s^2 + 174s + 1578,6}$$
(3.19)

# 3.3 Determinação do Compensador para uma Perturbação no Conjugado da Carga (*T<sub>L</sub>(s*))

#### 3.3.1 Funções de Transferência Velocidade/ Torque

As funções de transferência  $\omega(s)/T_L(s)$  do MD e do MCC são dadas pelas equações (3.2) e (3.18) respectivamente. As correspondentes respostas de  $\omega(s)$  quando da ocorrência de um degrau na entrada  $T_L(s)$  são apresentadas na Fig. 3.6. Verifica-se que para degraus em  $T_L$ , de mesmas amplitudes, o MD apresenta uma redução de velocidade muito mais acentuada.

O diagrama de Bode apresentado na Fig. 3.7 permite comparar as respostas em freqüência das funções de transferência  $\omega(s)/T_L(s)$  do MD e do MCC.



Figura 3.6 - Respostas de  $\omega(s)$  para um degrau unitário em  $T_L(s)$ .

#### 3.3.2 Redução da Ordem de $\omega(s)/T_L(s)$ do MCC

Com a finalidade de emular o comportamento do MD, investiga-se nesta seção a viabilidade de se reduzir a ordem do modelo do MCC através de técnicas tradicionais de redução de modelos. A partir da função de transferência original, obtém-se a chamada *realização balanceada* (Chen, 1999) do sistema, na qual modos fracamente controláveis e observáveis, caso existam, são evidenciados na diagonal da matriz conhecida como *Grammiano de Controlabilidade*.

Utilizando Matlab<sup>®</sup>, o vetor *G* que contém a diagonal do Grammiano da realização balanceada de  $F_{CCI}(s)$  é dado por G =  $[0.77794, 0.0020853]^{t}$ .



Figura 3.7 - Diagramas de Bode das funções de transferência  $\omega(s)/T_L(s)$  do MD e do MCC.

Os elementos do vetor G acima indicam que o segundo estado da realização balanceada pode ser eliminado sem afetar significativamente a resposta em freqüência de  $F_{CCI}(s)$ . Assim, podese rescrever (3.18) como

$$T_{CC1r}(s) = \frac{-14,0845}{s+9,077} \tag{3.20}$$

Este resultado é importante por demonstrar que a dinâmica definida pela indutância de armadura  $L_a$  pode ser desprezada. Considerando o MCC não-saturado e com  $V_r(s)$  constante, resulta o diagrama de blocos apresentado na Fig. 3.8.



Figura 3.8 - Diagrama de blocos para  $\omega(s)/T_L(s)$  do MCC com  $L_a=0$ .

#### 3.3.3 Fator de Ajuste

Para emular o comportamento do MD para uma perturbação na carga é necessário ajustar a função de transferência  $\omega(s)/T_L(s)$  do MCC à função de transferência do MD,  $F_{Di1}(s)$ .

Para que isso aconteça, é preciso contrabalançar a realimentação natural de velocidade do MCC e a seguir equalizar a constante de atraso (mecânica) do MCC em relação ao MD. O efeito somado dessas duas operações pode ser determinado incluindo um fator S(s) = a.s + b em série no ramo de realimentação do MCC, como mostrado na Fig. 3.9. Assim,

$$\frac{\omega(s)}{T_L(s)} = \frac{\frac{-1}{0.071s + 0.0062}}{\frac{0.071s + 0.0062 + 0.63825 \cdot S(s)}{0.071s + 0.0062}} \cong \frac{-1}{0.1s + 0.021}$$

$$S(s) = 0,0454s + 0,0232 \tag{3.21}$$



Figura 3.9 - Inclusão de S(s).  $(L_a = 0 \ e \ K = K_T K_E \cdot (1/R_a))$ 

Uma forma de realização conveniente é amostrar o valor de  $I_a(s)$ , o qual é diretamente proporcional a  $T_{CC}(s)$ , e executar um circuito de realimentação, como apresentado na Fig. 3.10, que compense qualquer variação em  $E_g(s)$ . A função de transferência R(s) no ramo de realimentação de  $I_a$  que produz um efeito equivalente ao fator S(s) é  $\frac{1}{1+1\cdot R(s)} = S(s)$ , segue que

$$R(s) = \frac{-0.0454s + 0.9768}{0.0454s + 0.0232}$$
(3.22)

A Fig. 3.11 mostra a inclusão de R(s) e  $K_3$  no diagrama de blocos completo do MCC. O ganho  $K_3$  ajusta a relação entre a saída de R(s) e a tensão de referência  $V_r(s)$ . A Fig. 3.12 permite

observar que as respostas do MCC, incluindo R(s), e do MD não diferem significativamente para degraus de conjugado (carga).



Figura 3.10 - Inclusão de R(s).



Figura 3.11 - Diagrama de blocos do MCC\* = MCC +  $R(s) K_3$ .



Figura 3.12 - Respostas a degraus de conjugado em t = 40, 60 e 80 s.

# 3.3.4 Implementação do Fator Equalizador de Torques

A função de transferência do fator de ajuste R(s) é novamente apresentada a seguir para facilidade de visualização

$$R(s) = \frac{-0,0454s + 0,9768}{0,0454s + 0,0232} = -\frac{s - 21,5154}{s + 0,5110}$$
(3.23)

O diagrama de Bode apresentado na Fig. 3.13 mostra a resposta em freqüência de (3.23). Observa-se que a magnitude de R(s) é unitária (0 dB) para sinais com freqüência acima de 10 Hz e o atraso de R(s) é 180° para freqüências maiores do que aproximadamente 50 Hz.



Figura 3.13. Resultado de simulação no MATLAB/SIMULINK do fator de ajuste R(s).

Exceto pelo ganho (-1), usando a técnica das impedâncias, R(s) pode ser escrita da seguinte forma

$$R(s) = \frac{Z_1 Z_3 - Z_2 Z_4}{Z_1 (Z_3 + Z_2)}$$
(3.24)

que corresponde à função de transferência de uma rede corretiva conhecida como equalizador de atraso, cuja configuração geral empregando um amplificador operacional (Milmann, 1981) é apresentada na fig. 3.14.



Figura 3.14 - Configuração geral do equalizador de atraso.

Fazendo  $Z_1 = R_1, Z_3 = R_3, Z_4 = R_4 e Z_2 = 1/Cs$  tem-se

$$T_{ea}(s) = \frac{R_1 R_3 - R_4 \binom{1}{Cs}}{R_1 R_3 - R_1 \binom{1}{Cs}} = \frac{R_1 R_3 Cs - R_4}{R_1 R_3 Cs + R_1} = \frac{s - \binom{R_4}{R_1 R_3 C}}{s + \binom{1}{R_3 C}} = \frac{(s - 21, 5154)}{(s + 0, 511)}$$
(3.25)

Então, com base em (3.25) obtém-se

$$\frac{1}{R_3C} = 0,511 \text{ e tomando-se } C = 4,4 \text{ }\mu\text{F tem-se } R_3 = 445 \text{ }\mathrm{k}\Omega \ (R_3 = 430 \text{ }\mathrm{k}\Omega)$$
$$\frac{R_4}{R_1R_3C} = 21,5154 \text{ e tomando-se } R_1 = 4,3 \text{ }\mathrm{k}\Omega \text{ tem-se } R_4 = 181 \text{ }\mathrm{k}\Omega \ (R_4 = 180 \text{ }\mathrm{k}\Omega)$$

Os valores entre parênteses são valores comerciais disponíveis. A fig. 3.15 mostra a representação do equalizador R(s) no programa de simulação de circuitos Pspice. Na Fig. 3.16 é apresentada a resposta em freqüência de R(s) utilizando o simulador, observando-se grande similaridade com o resultado mostrado na Fig. 3.13.



Figura 3.15. Representação de R(s) no simulador Pspice.



Figura 3.16 - Diagrama de Bode: resultado de simulação no Pspice do fator de ajuste R(s).

## **3.4. Compensador para uma Perturbação na Entrada de Tensão**

Busca-se neste item encontrar um segundo compensador que associado ao MCC alimentado por conversor eletrônico e com a realimentação de corrente apresentada no item anterior, possibilite obter um comportamento da velocidade do MCC,  $\omega(s)$ , em relação às variações da tensão de referência,  $V_r(s)$ , equivalente ao comportamento da velocidade do MD,  $\omega(s)$ , para variações da entrada de combustível C(s).

As funções de transferência  $\omega(s)/C(s)$  do MD,  $\omega(s)/C(s)$  do MDR e  $\omega(s)/V_r(s)$  do MCC são dadas pelas equações (3.3), (3.6) e (3.19) respectivamente. As correspondentes respostas de  $\omega(s)$ quando da ocorrência de um degrau na entrada (C(s) ou  $V_r(s)$ ) são apresentadas na Fig. 3.17. Verificam-se respostas muito mais lentas para os modelos do MD.



Figura 3.17 - Comportamento da velocidade n para uma perturbação na entrada: a) MCC - degrau em  $V_r$  e b) MD (ou MDR) – degrau em C.

#### 3.4.1 Modelo Completo do MCC Incluindo Limitação e Realimentação de Corrente

Normalmente em sistemas de acionamento de motores CC, o conversor de potência possui malha de controle da corrente. Para efeito de simulação no Matlab/Simulink considera-se que o efeito da referida malha seja o de limitar o valor da corrente de armadura entre zero e o valor nominal. A Fig. 3.18 apresenta o modelo do MCC, incluindo limitação e realimentação de corrente, conforme implementado no programa Simulink.

Uma vez que a realimentação de corrente produz uma subtração no valor da tensão de referência na entrada do conversor, é necessário aplicar um ganho  $k_5$  na tensão de referência  $V_r$  do MCC de forma que, quando aplicado um degrau (unitário), a resposta (velocidade) do MCC seja da mesma amplitude da resposta que ocorreria com o mesmo degrau aplicado na entrada C(s) do MD. Na implantação do sistema, o valor de  $k_5$  depende dos valores do ganho do conversor e da carga considerada para efetuar a emulação.



Figura 3.18 - Diagrama Simulink do MCC, incluindo limitação ( $I_a = 0$  a 18 A) e realimentação, R(s), de corrente.

Valendo-se do diagrama da Fig. 3.18, a relação  $\omega(s)/V_r(s)$  do MCC alimentado por conversor e incluindo R(s) é dada por

$$F_{CC2I}(s) = \frac{52649s + 26904}{s^3 + 87,6s^2 + 2749s + 570,6}$$
(3.26)

As respostas em freqüência em malha aberta  $\omega(s)/C(s) \in \omega(s)/V_r(s)$  correspondentes ao MD, ao MD racionalizado e ao MCC incluindo realimentação de corrente são apresentadas na Fig. 3.19.

Observa-se na Fig. 3.19 diferença ainda significativa entre as respostas em freqüência, mesmo quando a comparação é para baixas freqüências.



Figura 3.19 - Diagramas de Bode relativos ao MD, ao MD com aproximação racional de Padé de  $2^a$  ordem e ao MCC com realimentação de  $I_a$  (Eq. 3.26).

#### 3.4.2 Casamento de Modelos

O problema de casamento de modelos pode ser formulado para sistemas representados por funções de transferência da seguinte forma (Doyle et al., 1992): seja  $\mathbf{RH}_{\infty}$  o conjunto das funções de transferências racionais (razões de polinômios), reais (coeficientes reais), estáveis (pólos do semiplano esquerdo) e próprias (graus dos numeradores menores ou iguais aos dos denominadores). Dadas duas funções  $F_1(s), F_2(s) \in \mathbf{RH}_{\infty}$  determinar a função de transferência  $Q(s) \in \mathbf{RH}_{\infty}$  tal que a *norma infinita* 

$$\left\|F_{1}(s) - F_{2}(s) \cdot Q(s)\right\|_{\infty} \tag{3.27}$$

seja mínima. Em (3.27)  $F_1$  é um modelo,  $F_2$  é uma planta, Q é uma função de transferência em cascata projetada tal que  $F_2Q$  aproxima  $F_1$  e  $(F_1 - F_2Q)$  é a função de transferência do erro. A quantidade em (3.27) pode ser vista como a máxima magnitude (em termos de diagrama de Bode) da resposta em freqüência de  $F_1(s) - F_2(s)Q(s)$ .

Sejam  $F_1(s) = F_{Da}(s) =$  Eq. (3.6) e  $F_2(s) = F_{CC2I}(s) =$  Eq. (3.26). No presente caso, a solução do problema é analítica dada por

$$Q(s) = \frac{F_{Da}(s)}{F_{CC2I}(s)} = \frac{0,0025325(s+0,2089)}{(s+13,33)(s+0,511)} \cdot \frac{(s^2+87,35s+2731)(s^2-240s+19200)}{(s+0,21)(s^2+240s+19200)}$$

Segue que

$$Q(s) = \frac{10s^5 - 1524s^4 + 9359s^3 + 1,022 \times 10^7 s^2 + 5,265 \times 10^8 s + 1,096 \times 10^8}{3949s^5 + 1,003 \times 10^6 s^4 + 8,917 \times 10^7 s^3 + 1,075 \times 10^9 s^2 + 7,383 \times 10^8 s + 1,085 \times 10^8}$$
(3.28)

Verifica-se facilmente que  $Q(s) \in \mathbf{RH}_{\infty}$ . A solução encontrada permanece válida qualquer que seja a ordem da aproximação do atraso de transporte pela expansão de Padé.

Utilizando Matlab<sup>®</sup>, o vetor *G* que contém a diagonal do Grammiano da realização balanceada de Q(s) é dado por G = [0.52157, 0.015403, 0.0022899, 0.00071855, 0.000528]<sup>t</sup>.

Os elementos do vetor G indicam que pelo menos os 3 últimos estados da realização balanceada de Q(s) podem ser eliminados sem afetar significativamente a resposta em freqüência de Q(s).

A Fig. 3.20 apresenta um diagrama de Bode que permite comparar as respostas em freqüência do compensador sem redução de ordem com aqueles obtidos pela eliminação de 1, 2 ou 3 estados. Os diagramas dos modelos completo e com redução de um e dois estados não apresentam diferenças notáveis. Observa-se que a eliminação de 3 estados afeta significativamente a resposta em freqüência para freqüências maiores que 10 rad/s.

Optando pela eliminação de 2 estados, devido à maior facilidade de implementação, a Eq. (3.28) toma a seguinte forma

$$Q_{red2}(s) = \frac{0,002532s^3 - 0,5255s^2 + 28,86s + 1165}{s^3 + 215,2s^2 + 2347s + 1153}$$
(3.29)

A Fig. 3.21 mostra a inclusão de  $Q(s) = Q_{red2}(s)$  no diagrama de blocos do MCC.



Figura 3.20 - Diagramas de Bode relativos ao compensador sem redução de ordem (int), com eliminação de 1 estado (red), com eliminação de 2 estados (red2) e com eliminação de 3 estados (red3).



Figura 3.21 - Diagrama de blocos do MCC\* (com inclusão de  $R(s) \in Q(s)$  no modelo do MCC).

O diagrama de Bode apresentado na Fig. 3.22 permite comparar as respostas em freqüência de  $\omega(s)/C(s)$  do MD, Eq. (3.3), do MDR, Eq (3.6) e  $\omega(s)/V_r(s)$  do MCC\* (Fig. 3.21). Observa-se que para freqüências menores que 100 rad/s, as 3 respostas em ganho e fase não apresentam diferenças significativas. A diferença de fase decorrente deverá ser levada em conta no projeto de controle do sistema.



Figura 3.22 - Diagramas de bode: MD, MDR e MCC\*.

A Fig. 3.23 apresenta as respostas no tempo dos modelos do MD e do MCC\* para degraus em  $V_r(s)$  e  $T_L(s)$  verificando-se grande semelhança entre elas.



Figura 3.23 - Resposta para degraus: MD e MCC\*.

#### 3.4.3 Ajuste dos Modelos Incluindo Filtro Passa-baixas

Ambos os filtros (compensadores) para o casamento dos modelos (R(s) e Q(s)) foram determinados considerando-se o valor médio da corrente de armadura. Entretanto, devido ao tipo de conversor empregado para acionamento do MCC, o sinal amostrado de  $I_a(s)$  apresenta uma pulsação

de 360 Hz e deverá ser filtrado por intermédio de um filtro passa-baixas antes de passar por R(s). Por essa razão, investiga-se nesta seção a influência da função de transferência de um filtro passabaixas nas respostas ajustadas.

A Fig. 3.24 mostra o desenho esquemático de um amplificador operacional configurado como filtro ativo passa-baixas. A tensão  $V_{in}$  é o valor obtido na saída de um sensor de efeito Hall, cuja entrada é a corrente de armadura. O filtro é configurado como amplificador não-inversor e fornece a resposta Butterworth.



Figura 3.24 - Filtro ativo Butterworth passa-baixas de segunda ordem.

A função de transferência de um filtro Butterworth de segunda ordem é da forma:

$$F_{B2}(s) = A_{vo} \frac{\omega_o^2}{s^2 + \sqrt{2}\omega_o s + \omega_o^2}$$
(3.30)

em que  $\omega_o$  é a freqüência no ponto correspondente à atenuação de 3 dB e  $A_{vo} = 3 - \sqrt{2}$  é o ganho de tensão em baixa freqüência. Estabelecendo uma freqüência de corte  $f_o = 5$  Hz, tal que  $\omega_o = 2\pi f_o = 10\pi$  rad/s, segue que a função de transferência do filtro Butterworth para freqüência de corte projetada é

$$F_{B2,30}\left(s\right) = 1,586 \frac{987}{s^2 + 44,43s + 987} \tag{3.31}$$

Considerando o circuito mostrado na Fig. 3.24 tem-se  $\omega_o = 1/R_1C = 10\pi$ . Assim, escolhendo  $C = 1 \ \mu\text{F}$  tem-se  $R_1 = 31,8 \ \text{k}\Omega$ . De maneira análoga, o ganho de tensão é  $A_{vo} = 1+R_3/R_2$ . Então, para  $R_2 = 10 \ \text{k}\Omega$  tem-se  $R_3 = 5,8 \ \text{k}\Omega$ .

A resposta em freqüência do circuito da Fig.3.24 foi obtida utilizando-se o programa Pspice. A Fig. 3.25 mostra o resultado da simulação empregando-se os parâmetros apresentados no parágrafo anterior. Verifica-se que para 5 Hz o ganho é -3dB e que para freqüências superiores ao valor de corte a atenuação é de 40 dB/dec.



Figura 3.25 - Diagrama de Bode: resultado de simulação no Pspice do Filtro ativo Butterworth passa-baixas de segunda ordem.

A Fig. 3.26 apresenta a forma de onda da corrente de armadura para o MCC funcionando em vazio e os correspondentes sinais em tensão obtidos na saída do sensor de efeito Hall e na saída do filtro passa-baixas,  $V_{in}$  e  $V_o$  na Fig 3.24, respectivamente. Verifica-se a adequada atuação do filtro implementado.

A Fig. 3.27 apresenta o modelo do MCC, incluindo limitação e realimentação de corrente e o filtro passa-baixas, conforme implementado no programa Simulink.



Figura 3.26 - Resultado experimental: Corrente de armadura (1), Tensões na saída do sensor de efeito Hall (2) e na saída do filtro passa-baixas (3). Horiz.: 5 ms/div.



Figura 3.27 - Diagrama Simulink do MCC\*, incluindo limitação ( $I_a = 0$  a 18 A) e realimentação, R(s), de corrente e filtro passa-baixas.

Com base no diagrama da Fig. 3.27, a função de transferência  $\omega(s)/V_r(s)$  do MCC alimentado por conversor e incluindo R(s) e filtro passa-baixas é dada por

$$\frac{\omega(s)}{V_r(s)} = \frac{15974s^3 + 4,267 \times 10^6 s^2 + 5,697 \times 10^8 s + 2,9 \times 10^8}{s^5 + 441,1s^4 + 82942s^3 + 3,347 \times 10^6 s^2 + 9,779 \times 10^7 s + 2,027 \times 10^7}$$
(3.32)

O diagrama de Bode apresentado na Fig. 3.28 permite comparar a resposta em freqüência de (3.32) com as respostas em freqüência do MCC sem filtro passa-baixas na realimentação de corrente (3.26) e do MD com aproximação racional de Padé de 2<sup>a</sup> ordem (3.6)


Figura 3.28 - Diagramas de Bode relativos ao MD com aproximação racional de Padé de 2<sup>a</sup> ordem (1), ao MCC com realimentação de  $I_a$  (Eq. 3.26) (2) e ao MCC com realimentação de  $I_a$  e filtro passa-baixas (Eq. 3.32) (3).

Uma vez que não se observa na Fig. 3.28 grande diversidade entre as respostas de  $\omega(s)/V_r(s)$  dos modelos do MCC com e sem filtro na realimentação da corrente de armadura, buscase a seguir comprovar de forma analítica a viabilidade de se reduzir a ordem da função de transferência dada em (3.32) para condição dada em (3.26). Valendo-se de (3.32) obtém-se a *realização balanceada* do sistema com a finalidade de investigar se os modos (dois) acrescentados em relação a (3.26) são modos fracamente controláveis e observáveis.

Utilizando Matlab<sup>®</sup>, o vetor *G* que contém a diagonal do Grammiano da realização balanceada de  $\omega(s)/V_r(s)$  em (3.32) é dado por G = [4.8929, 3.7539, 1.4937, 0.017333, 0.017103]<sup>t</sup>.

Os elementos do vetor G acima indicam que os dois últimos estados da realização balanceada de (3.23) são, de fato, modos fracamente controláveis e observáveis. Assim, para efeito da determinação de função de transferência  $\omega(s)/V_r(s)$  do MCC pode-se desconsiderar a inclusão do filtro passa-baixas, permanecendo válida a relação dada em (3.26) e consequentemente o segundo fator para o casamento de modelos Q(s) expresso em (3.29).

#### 3.4.4 Implementação dos Compensadores

# *A. Sistema para obter a realimentação de corrente de armadura e efetuar a adição do sinal resultante com a tensão de referência*

A tensão de saída do amplificador operacional é a diferença entre as tensões das entradas multiplicada pelo ganho, limitada, porém, a valores entre -V e +V, tensões de polarização do amplificador. Dependendo da configuração projetada, basta uma mínima diferença entre as tensões das entradas para levar o amplificador operacional ao estado de saturação.

Tomando-se por base a Fig. 3.27, o diagrama de blocos da malha de realimentação de corrente do MCC\*, com tensão de referência mantida constante e em regime permanente é mostrado na Fig. 3.29.



Figura 3.29 - Diagrama de blocos da realimentação de  $I_a$  (Eq. 3.26) do MCC\*.

Para análise inicial, considere-se a tensão de alimentação dos amplificadores operacionais (ideais) iguais a  $\pm$  15V. Em baixa freqüência, para  $I_a = 1$  A (MCC\* funcionando em vazio), a saída em R(s) seria igual a 3,6 V, valor que está dentro da faixa de operação não saturada do amplificador operacional. Para  $I_a = 12$  A (MCC\* acionando o GI em plena carga), a saída em R(s) seria igual a 43 V. Assim, para a implementação do compensador R(s), em virtude do alto ganho em baixa freqüência do equalizador de atraso, expressão (3.23), é necessário adequar o seu sinal de entrada.

Para operação em toda a faixa de correntes de funcionamento do MCC\* é necessário então adequar o valor da tensão de entrada em R(s). Limitando-se o valor da tensão de saída em R(s) a 12 V e utilizando-se álgebra de blocos, obtém-se o diagrama de blocos mostrado na Fig. 3.30. Os blocos acrescentados são  $K_a$ ,  $K_{a1}$  e  $K_{a2}$ . Para implementação utilizam-se seis amplificadores operacionais configurados como: filtro passa-baixas, equalizador R(s), somador e ganhos  $G_{pe}$ ,  $G_{pc}$  e  $K_{a2}$ . A representação do modelo do compensador no programa Pspice que deve ser colocado no sistema com o motor CC para que este emule o comportamento do motor diesel para uma variação no conjugado é mostrada na Fig. 3.31.



Figura 3.30 - Diagrama de blocos ajustado da realimentação de Ia (Eq. 3.26) do MCC\*.



Figura 3.31 - Representação do modelo no programa Pspice do compensador que deve ser colocado no sistema com o motor CC para que este emule o comportamento do motor diesel para uma variação no conjugado.

# B. Implementação do compensador Q(s)

Seja a expressão (3.29), por conveniência, escrita a seguir

$$Q_{red2}(s) = \frac{0,002532s^3 - 0,5255s^2 + 28,86s + 1165}{s^3 + 215,2s^2 + 2347s + 1153}$$
(3.33)

A resposta em freqüência de (3.33) obtida com Matlab/Simulink é apresentada na Fig. 3.32. Atentar para a resposta em função da freqüência em Hz, enquanto que na Fig. 3.20, a curva correspondente (red2) foi obtida em função da freqüência em rad/s.



Figura 3.32 - Resultado de simulação no Matlab/Simulink da resposta em freqüência do compensador  $Q_{red2}(s)$ .

Para sua implementação analógica é conveniente separar a função em frações simples. Aplicando o método do cálculo dos resíduos (função *"residue"* do Matlab) obtém-se

residuos =	polos =	ganho =	
-1.2238 -0.38775 0.54114	-203.69 -10.978 -0.51582	0.0025325	

As frações simples resultantes são:

$$fs1 = 0,002532$$
 (3.34)

$$fs2 = -\frac{1,224}{s+203,7} \tag{3.35}$$

$$fs3 = -\frac{0,3878}{s+10,98} \tag{3.36}$$

$$fs4 = \frac{0,5411}{s+0,5158} \tag{3.37}$$

Então, uma expressão equivalente para (3.33) é dada por

$$Q_{red2}(s) = fs1 + fs2 + fs3 + fs4 = 0,002532 - \frac{1,224}{s+203,7} - \frac{0,3878}{s+10,98} + \frac{0,5411}{s+0,5158}$$
(3.38)

Os circuitos correspondentes e os componentes necessários para implementar as funções de transferências (3.34) - (3.37) são mostrados na tabela 3.2.

Função	Circuito	Componentes	
fs1	$R_{e1}$ $V_{in}$ $R_{e1}$ $V_{o}$ $R_{c1}$ $R_{c1}$	$-\frac{R_{f1}}{R_{e1}} = 0,0025325$ Tomando-se $R_{f1} = 2,2 \text{ k}\Omega$ tem-se $R_{e1} = 869 \text{ k}\Omega$ $R_{c1} \cong R_{f1} //R_{e1} \cong 2,2 \text{ k}\Omega$	
fs2	$R_{c2}$	$-\frac{R_{f2}(1/C_2R_{f2})}{R_{e2}}\frac{1}{s+(1/C_2R_{f2})} = -\frac{1,224}{(s+203,7)}$ Tomando-se $C_2 = 2,2 \ \mu\text{F}$ tem-se $R_{f2} = 2,2 \ \text{k}\Omega$ e $R_{e2} = 366 \ \text{k}\Omega.$	
fs3	$ \begin{array}{c} I \\ R_{e3} \\ V_{in} \\ R_{c3} \\ \hline \\ \\ \hline \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\$	$-\frac{R_{f3}(1/C_3R_{f3})}{R_{e3}}\frac{1}{s+(1/C_3R_{f3})} = -\frac{0,3878}{s+10,98}$ Tomando-se $C_3 = 4,4 \ \mu\text{F}$ tem-se $R_{f3} = 20,7 \ \text{k}\Omega$ e $R_{e3} = 586 \ \text{k}\Omega$ . A inversão de sinal é compensada no circuito somador	
fs4	$ \begin{array}{c} I \\ R_{e4} \\ V_{in} \\ R_{c4} \\ \hline U4A \\ V_{o} \end{array} $	$-\frac{R_{f4}(1/C_4R_{f4})}{R_{e4}}\frac{1}{s+(1/C_4R_{f4})} = \frac{0,5411}{(s+0,5158)}$ Tomando-se $C_4 = 4,4$ µF tem-se $R_{f4} = 440$ k $\Omega$ e $R_{e4} = 419$ k $\Omega$ . A inversão de sinal é compensada no circuito somador	

Tabela 3.2 - Configuração de amplificadores operacionais para modelar as frações parciais.

A fig. 3.33 apresenta o circuito completo com a dinâmica definida em (3.33), conforme implementado na interface simbólica do programa PSpice (Schematics®). A seção do circuito que contém o amplificador operacional U1A corresponde ao ganho fs1 = 0,0025325. As seções que contém U2A, U3A e U4A correspondem às frações parciais fs2, fs32 e fs4, respectivamente. A seção do circuito que contém o amplificador operacional U5A realiza a inversão de sinal para fs2 e fs3. A soma das parcelas em (3.38) é realizada pela seção do circuito que contém o amplificador operacional U6A.



Figura 3.33 - Representação do modelo no programa Pspice do compensador que deve ser colocado no sistema com o motor CC para que este emule o comportamento do motor diesel para uma variação na alimentação.

A fig. 3.34 apresenta os resultados da simulação do circuito da fig. 3.33 utilizando o programa Pspice. Verifica-se que a resposta em freqüência do circuito com dinâmica definida em (3.33) é semelhante àquela mostrada na Fig. 3.32, obtida utilizando o programa Matlab/Simulink para simular a correspondente função de transferência.



Figura 3.34 – Resposta em freqüência do Compensador  $Q_{red2}(s)$ , obtida com Pspice, que deve ser colocado em série com o MCC para que ele emule o comportamento dinâmico do MD para um degrau na tensão de entrada.

# 3.5 Resultados Experimentais

Os dois sistemas de acionamento do MCC, normal e emulando o MD, ilustrados nas figuras 3.5 e 3.27 respectivamente, foram montados em bancada utilizando um motor CC de 5 CV, alimentado por conversor eletrônico, em malha aberta. Ambos os sistemas foram submetidos a um degrau de carga, como apresentado na Fig. 3.35. Verifica-se que na situação do MCC emulando o MD (MCC\*) o decréscimo da velocidade é muito mais acentuado, como previsto na Fig. 3.6.



Figura 3.35 - (a) Velocidades, *n* (rpm) e (b) Correntes de armadura,  $I_a$  (A) do MCC e do MCC\* para um mesmo degrau de carga ( $T_L$ ).

A Fig. 3.36 apresenta as respostas da velocidade, n, para o MCC (1s/div) e o MCC\* (10s/div) quando da aplicação de um degrau em  $V_r$ . Na Fig. 3.36b pode-se observar uma variação aproximada de 200 rpm na amplitude da velocidade ao fim de um intervalo de tempo de cerca de 20s. Assim, verifica-se a efetiva atuação dos filtros projetados possibilitando que o MCC\* emule o comportamento dinâmico do MD apresentado na Fig. 3.17b.

# 3.6 Considerações Finais

Foram apresentados filtros que devem ser adicionados a um MCC para que este emule o comportamento dinâmico do MD para fins experimentais. Resultados de simulação e experimentais comprovam a viabilidade da utilização em laboratório do MCC emulando o MD. A configuração obtida será utilizada no estudo de um sistema composto de GI associado a inversor PWM e acionado por MD.



Figura 3.36 - Comportamento da velocidade n (rpm) para um degrau na tensão de referência  $V_r$  (V): (a) MCC e (b) MCC\*.

# MODELAGEM DOS COMPONENTES DO SISTEMA BASEADO NO GI 4.1 Introdução

Este capítulo apresenta os modelos para simulação dos elementos principais do sistema baseado no GI: a máquina de indução operando como gerador, o inversor e o balanço de potência.

Para a maior parte das aplicações da máquina de indução operando como motor, o modelo clássico em regime permanente é útil. No entanto, quando se deseja simular a máquina de indução como um componente de um sistema de controle em malha fechada e sujeito a perturbações, um estudo do comportamento dinâmico é fundamental.

# 4.2 Máquina de Indução Trifásica

#### 4.2.1 Introdução

De todos os tipos de motores elétricos, o motor de indução com rotor gaiola de esquilo é o tipo mais usado. Essa popularidade deve-se ao fato de ser um motor de construção simples, relativamente barato por não apresentar comutadores, anéis coletores, nem quaisquer contatos móveis entre o rotor e o estator. Isto implica numa operação quase isenta de manutenção, caraterizando-a como uma máquina de grande robustez. Sua velocidade é substancialmente independente da carga dentro do ciclo normal de trabalho.

São máquinas em que os enrolamentos do estator são alimentados com tensões CA trifásicas equilibradas e que produzem tensões induzidas nos enrolamentos do rotor devido à ação de transformação. Dada a característica trifásica da alimentação do estator e à distribuição espacial dos enrolamentos, o campo produzido pelo estator é girante, ou seja, sua resultante possui um movimento rotacional. O campo produzido pelas correntes induzidas no rotor terá a mesma característica, procurando sempre acompanhar o campo girante do estator, de modo que, da interação de ambos campos magnéticos será produzido o torque que leva a máquina à rotação.

#### 4.2.2 Modelo Dinâmico da Máquina de Indução

A análise dinâmica de uma máquina de indução, com base em suas equações diferenciais em variáveis naturais (ou variáveis da máquina) é bastante complicada devido à variação senoidal das indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator e do rotor com relação ao deslocamento angular do rotor. Ou seja, quando o rotor gira, esses termos acoplados variam com o tempo. Em conseqüência, as equações diferenciais das tensões apresentam indutâncias variáveis no tempo (equações diferenciais não-lineares).

Por isso, foram desenvolvidas técnicas baseadas em transformações matemáticas que têm por finalidade eliminar essa variação temporal dos coeficientes das equações de estado da máquina em relação à posição angular do rotor (Szczesny et al., 1991, Krause et al., 1986 e Krause et al., 1965).

A modelagem apresentada a seguir considera, sem perda de generalidade, máquinas de indução simétricas trifásicas. Máquinas de indução trifásicas são máquinas de velocidade assíncrona, operando abaixo da velocidade síncrona quando funcionam como motor e acima da velocidade síncrona quando operam como gerador. Uma máquina simétrica é normalmente definida como uma máquina polifásica com

- 1) entreferro uniforme (constante);
- 2) circuito magnético linear (a saturação não é considerada);
- enrolamentos do estator idênticos, distribuídos espacialmente para produzir uma onda de força magnetomotriz (*f.m.m*) senoidal no espaço e arranjados de forma tal que somente uma onda de *f.m.m* girante é estabelecida por correntes de estator simétricas,
- enrolamentos ou barras do rotor tais que, em qualquer tempo dado, a onda de *f.m.m* do rotor pode ser considerada senoidal no espaço, tendo o mesmo número de pólos da onda de *f.m.m* do estator.

#### A) Transformação de Eixos de Referência

A indesejável característica de coeficientes variáveis no tempo pode ser eliminada por uma mudança apropriada de variáveis que efetive a transformação de tensões e correntes do estator e do rotor para um eixo de referência comum.

Se a máquina de indução é ligada a um sistema trifásico equilibrado, a *transformação* trifásica-bifásica, ou teoria dos dois eixos ou transformação dq0 é largamente empregada para estudos dinâmicos (Ong, 1997, Novotny e Lipo, 1996 e Krause et al. 1986). Nessa teoria, os parâmetros variáveis no tempo são eliminados e as variáveis e parâmetros são expressos em um sistema de dois eixos ortogonais (ou mutuamente desacoplados): direto (*d*) e quadratura (*q*). A interpretação trigonométrica da mudança de variáveis para um sistema de referência comum que está girando em uma velocidade  $\omega$  na direção da rotação do rotor é mostrada na Fig. 4.1. A transformação é expressa em função do ângulo,  $\theta$ , entre o eixo *q* e o eixo *as*. O eixo *q* adianta-se do eixo *d* por  $\pi/2$ .



Figura 4.1 - Interpretação trigonométrica da mudança de variáveis *abc* para *dq* de uma máquina de indução trifásica. (s) variáveis do estator, (r) variáveis do rotor.

A equação de transformação de *abc* para o eixo de referência dq0 é dada por

$$\mathbf{f}_{qd0} = \mathbf{K}_{qd0} \mathbf{f}_{abc} \tag{4.1}$$

onde  $(\mathbf{f}_{qd0})^T = \begin{bmatrix} f_{qs} & f_{ds} & f_{0s} \end{bmatrix} \mathbf{e} (\mathbf{f}_{abc})^T = \begin{bmatrix} f_{as} & f_{bs} & f_{cs} \end{bmatrix}.$ 

A variável f pode representar as tensões de fase, fluxos concatenados ou correntes da máquina. Os subscritos q,  $d \in 0$  se referem aos eixos quadratura, direto e de seqüência zero, respectivamente. Os subscritos a,  $b \in c$  se referem às variáveis naturais da máquina.

A matriz de transformação  $\mathbf{K}_{qd\theta}$  é definida como

$$\mathbf{K}_{qd0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ \sin\theta & \sin(\theta - 120^\circ) & \sin(\theta + 120^\circ) \\ 0,5 & 0,5 & 0,5 \end{bmatrix}$$
(4.2)

e sua inversa é dada por

$$\left(\mathbf{K}_{qd0}\right)^{-1} = \mathbf{K}_{abc} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1\\ \cos(\theta - 120^{\circ}) & \sin(\theta - 120^{\circ}) & 1\\ \cos(\theta + 120^{\circ}) & \sin(\theta + 120^{\circ}) & 1 \end{bmatrix}$$
(4.3)

Para a condição trifásica equilibrada a seqüência zero não existe. Esta foi considerada somente para resultar em relações de transformação únicas.. O modelo dinâmico dq de uma máquina pode ser expresso em um eixo de referência estacionário ou girante. No eixo estacionário, os eixos de referência d e q são fixados sobre o estator ( $\omega = 0$ ) e é conveniente fazer  $\theta = 0$ , tal que o eixo q coincida com o eixo as. O eixo de referência girante pode ser fixado sobre o rotor ( $\omega = \omega_r$ ) ou mover-se na velocidade do campo girante (síncrono) ( $\omega = \omega_s$ ). A vantagem do eixo de referência síncrono está em que, com alimentação senoidal e em regime permanente, as variáveis aparecem como quantidades CC, podendo ser representadas por seus valores de pico.

#### B) Representação da Máquina de Indução em um Eixo de Referência Arbitrário

É conveniente desenvolver as equações para um sistema de eixos de referência com velocidade arbitrária  $\omega$  e, dessas equações gerais, obter as equações para qualquer referência, podendo esta ser o campo girante, o rotor ou o estator.

Normalmente os parâmetros da máquina são medidos com relação aos enrolamentos do estator. Com as variáveis do rotor referidas para o lado do estator e com a indutância própria separada em componentes de dispersão e magnetização, as equações de tensão podem ser expressas como (Ong, 1997; Krause, 1965)

$$v_{qs} = p\lambda_{qs} + \omega\lambda_{ds} + R_s i_{qs} \tag{4.4}$$

$$v_{ds} = p\lambda_{ds} - \omega\lambda_{qs} + R_s i_{ds} \tag{4.5}$$

$$v'_{qr} = p\lambda'_{qr} + (\omega - \omega_r)\lambda'_{dr} + R'_r i'_{qr}$$

$$(4.6)$$

$$v'_{dr} = p\lambda'_{dr} - (\omega - \omega_r)\lambda'_{qr} + R'_r i'_{dr}$$

$$(4.7)$$

onde as equações dos fluxos concatenados são definidas como

$$\lambda_{qs} = L_{ls}i_{qs} + M\left(i_{qs} + i'_{qr}\right) \tag{4.8}$$

$$\lambda_{ds} = L_{ls}i_{ds} + M\left(i_{ds} + i'_{dr}\right) \tag{4.9}$$

$$\lambda'_{qr} = L'_{lr} i_{qr} + M \left( i_{qs} + i'_{qr} \right)$$
(4.10)

$$\lambda'_{dr} = L_{lr}i'_{dr} + M\left(i_{ds} + i'_{dr}\right)$$
(4.11)

O torque eletromagnético desenvolvido pela máquina em variáveis dq é dado por

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) M \left(\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}\right)$$
(4.12)

O comportamento dinâmico do sistema eletromecânico é determinado por

$$T_{mec} = T_L + B \frac{2}{P} \omega_r + \frac{2J}{P} \left( p \omega_r \right)$$
(4.13)

$$T_{mec} = T_e \tag{4.14}$$

Os apóstrofos denotam quantidades do rotor referidas para o lado do estator. As equações (4.4) - (4.11) sugerem o circuito equivalente mostrado na Fig. 4.2. Tem-se que *p* é o operador d/dt,  $\omega$  é a velocidade arbitrária em que gira (na direção da rotação do rotor) o sistema de eixos de referência,  $\omega_r$  é a velocidade angular elétrica equivalente do rotor. Os parâmetros  $R_s$  e  $R'_r$  são a resistências do estator e do rotor referida ao estator. As quantidades  $L_s$ ,  $M \in L'_r$  são as indutâncias por fase do estator, de magnetização e do rotor referida ao estator, respectivamente. Em (4.12) – (4.13) P é o número de pólos da máquina; J é a constante de inércia do rotor em kg.m<sup>2</sup>; B é a constante de atrito rotacional em kg.m<sup>2</sup>/s e  $T_L$  é o conjugado de carga em Nm. O modelo da máquina de indução representado em (4.4) a (4.13) corresponde ao modo de operação como motor. Para funcionamento como gerador é suficiente considerar o torque da carga  $T_L$  em (4.13) como negativo.

Caso não disponíveis, os parâmetros a serem utilizados nas equações anteriores podem ser determinados valendo-se do modelo em regime permanente mediante os ensaios em vazio e de curto-circuito.



Figura 4.2 - Representação por circuito equivalente do modelo de uma máquina de indução em um eixo de referência arbitrário.

#### 4.2.3 Modelo da Máquina de Indução em Regime Permanente

O modelo de circuito por fase da máquina de indução, com todos os parâmetros refletidos ao lado do estator é apresentado na Fig. 4.3. Pode ser derivado tomando como base o circuito da Fig. 4.2 ou partindo das equações das tensões da máquina em regime permanente e resolvendo-as em relação à corrente. O circuito é constituído basicamente pelas resistências e reatâncias de dispersão dos enrolamentos do estator e do rotor ( $R_s$ ,  $X_s$ ) e (R'r,  $X'_r$ ), respectivamente.  $X_m$  é a reatância de magnetização do entreferro e  $R_m$  representa a resistência para as perdas de excitação (ou no núcleo).  $V_s$  é a tensão terminal por fase no estator e  $E_s$  é tensão de entreferro por fase. O escorregamento s é a velocidade de escorregamento da *f.m.m* do rotor por unidade da velocidade angular elétrica da onda de *f.m.m* do estator ( $\omega_s$ ), o que pode ser expresso por

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \tag{4.15}$$

em que  $\omega_r$  é a velocidade angular elétrica do rotor e  $\omega_s$  é a freqüência da rede em rad/s.



Figura 4.3 - Circuito equivalente por fase de um motor de indução em regime permanente.

#### Características de Desempenho

Desprezando as perdas no núcleo, tem-se que a potência transferida eletromagneticamente do estator para o rotor, a chamada potência de entreferro,  $P_g$ , é a diferença entre a potência de entrada,  $P_i$ , e as perdas no estator, isto é

$$P_g = P_i - I_s^2 R_s [W/\text{fase}]$$
(4.16)

Essa é a potência total no rotor dissipada no resistor  $R'_r/s$ . Portanto, para uma máquina trifásica

$$P_g = 3I_r^{'2} \frac{R_r'}{s} \tag{4.17}$$

A potência total no rotor pode ser dividida em duas componentes:

• Perdas ôhmicas no cobre do rotor (resistência *R*'<sub>*r*</sub>):

$$P_{j} = 3I_{r}^{'2}R_{r}^{'} \tag{4.18}$$

Potência que aparece num resistor tendo um valor ôhmico (1-s)R'r/s, que corresponde à carga, ou seja, a potência eletromagnética desenvolvida pela máquina. Então, subtraindo P<sub>j</sub> de P<sub>g</sub> obtém-se

$$P_d = P_g - P_j = (1 - s)P_g$$
(4.19)

A potência de perdas rotacionais,  $P_{rot}$ , deve ser subtraída de  $P_d$  para então se obter a potência mecânica desenvolvida no eixo da máquina  $P_{mec}$ 

$$P_{mec} = P_d - P_{rot} \tag{4.20}$$

Caso as perdas rotacionais não sejam consideradas, pode-se escrever que

$$P_{mec} = (1 - s)P_g$$
 (4.21)

$$P_{mec} = 3I_r^{'2} R_r^{'2} \frac{(1-s)}{s}$$
(4.22)

O conjugado eletromagnético desenvolvido ( $T_{mec}$ ) pode ser obtido lembrando que a potência mecânica é igual ao conjugado multiplicado pela velocidade, assim

$$P_{mec} = \frac{2}{P} \omega_r T_{mec} \tag{4.23}$$

$$\omega_r = (1 - s)\omega_s \tag{4.24}$$

$$T_{mec} = \frac{P}{2} \frac{3}{\omega_s} \frac{R_r^{'2}}{s} I_r^{'2}$$
(4.25)

Na montagem experimental, detalhada mais adiante neste trabalho, utilizou-se uma máquina de indução trifásica com rotor em gaiola, quatro pólos, potência de 3 CV, 220 V (ligação delta), fabricação Weg, linha Alto Rendimento Plus. Os parâmetros do circuito equivalente em regime permanente da Fig. 4.3 podem ser obtidos com aceitável precisão através dos ensaios a vazio e com rotor bloqueado.

Os parâmetros fornecidos pelo fabricante, referidos a 40°C (análise da aceleração) e 90°C (análise de desempenho), estão apresentados na Tabela 4.1. Neste trabalho, sempre que se citar máquina de 3 CV, estar-se-á fazendo referência a esta máquina que tem os parâmetros apresentados na tabela 4.1.

A Fig. 4.4 apresenta a curva de conjugado da máquina de 3 CV acionada com freqüência síncrona,  $f_s$ , de 60 Hz, em função da velocidade mecânica do rotor (em % da velocidade síncrona  $\omega_s$ ). O conjugado é apresentado como a relação entre  $T_{mec}$  e o conjugado nominal da máquina,  $T_{nom}$ . Os dados utilizados são os apresentados na tabela 4.1, coluna 40°C. Observa-se que quando a velocidade mecânica é igual à velocidade síncrona da máquina (100% de  $\omega_s$ ), o conjugado mecânico desenvolvido pela máquina é nulo.

A curva de conjugado - velocidade também pode ser mostrada em função do escorregamento (Fig. 4.5). O sentido da velocidade síncrona ( $\omega_s$ ) é convencionado como positivo.

	40°C	90°C
Resistência de estator (R <sub>S</sub> )	2,5000 Ω	2,9554 Ω
Resistência do rotor (R <sub>r</sub> )	1,8029 Ω	1,9557 Ω
Reatância de dispersão do estator (X <sub>S</sub> )	2,4110 Ω	3,6247Ω
Reatância de dispersão do rotor (X <sub>r</sub> )	2,0223 Ω	3,8214 Ω
Reatância de magnetização (X <sub>m</sub> ) (2.π.60.L <sub>ms</sub> )	100,12 Ω	80,087 Ω
Resistência de perdas mecânicas e elétricas (R <sub>m</sub> )	1768 Ω	2125,9 Ω
Escorregamento (s)	1,0000 pu	0,0391 pu
Potência nominal	3 CV	
Rotação nominal	1730 rpm	
Tensão nominal	220(Δ)/380(Y) V	
Corrente nominal	8,34/4,83 A	
Conjugado nominal ( <i>T<sub>nom</sub></i> )	12,2 Nm	
Número de pólos (P)	4	
Inércia do rotor (J)	$0.0067 \text{ kg.m}^2$	

Tabela 4.1

Parâmetros da Máquina de Indução de 3 CV, 220V (ligação delta), em 60 Hz.



Figura 4.4 - Conjugado  $(T_{mec}/T_{nom})$  em função da velocidade mecânica do rotor  $(n_r)$ .



Figura 4.5 - Característica do conjugado  $(T_{mec}/T_{nom})$  em função do escorregamento (s) da máquina de 3 CV, mostrando as diversas regiões de operação.

Observam-se três regiões distintas de operação em regime permanente:

- Operação como motor (0<s<1): O sentido de rotação do rotor (ω<sub>r</sub>) é o mesmo do campo girante (ω<sub>s</sub>). O conjugado (T<sub>mec</sub>) é positivo (concorda com o sentido da velocidade síncrona ω<sub>s</sub>). A máquina recebe potência da rede elétrica.
- Operação como gerador (s<0): O rotor e o campo girante movem-se no mesmo sentido, mas a velocidade do rotor (ω<sub>r</sub>) é maior do que a velocidade síncrona, ocasionando um escorregamento negativo. O conjugado (T<sub>mec</sub>) é negativo (contrário ao sentido da velocidade síncrona ω<sub>s</sub>). A máquina recebe potência mecânica e entrega potência elétrica para o sistema ao qual o estator está conectado.
- Operação como freio (1<s<2): O campo girante gira em sentido oposto ao rotor, levando a um escorregamento maior do que 1. Isto pode ocorrer quando se faz a inversão na conexão de 2 fases do estator, provocando a súbita mudança no sentido de rotação do campo. O conjugado desenvolvido (*T<sub>mec</sub>*) é positivo (concorda com o sentido da velocidade síncrona ω<sub>s</sub>). A máquina recebe potência elétrica e desenvolve conjugado no sentido contrário ao de rotação, atuando como freio.

#### 4.2.4 O Gerador de Indução

A curva de conjugado em função da velocidade na Fig. 4.4 mostra que se uma máquina de indução é acionada por um motor primário externo em uma velocidade maior que  $\omega_s$ , o escorregamento será negativo e a máquina atuará como gerador.

Referindo-se ao circuito equivalente da Fig. 4.3, se o escorregamento é negativo, o resistor que representa a carga torna-se  $[1-(-s)]R'_r/(-s)$ , que resulta em um valor negativo de resistência. Uma resistência negativa pode então ser considerada uma fonte de potência.

Um gerador de indução não pode produzir a potência reativa necessária à magnetização própria e uma fonte externa de potência reativa deve estar conectada aos seus terminais para manter seu campo magnético.

# A) Operação de gerador de indução isolado

É também possível para uma máquina de indução funcionar como um gerador isolado de qualquer rede elétrica, desde que exista algum dispositivo conectado aos seus terminais para fornecer a potência reativa, Q, solicitada pelo gerador e por qualquer carga conectada. A Fig. 4.6 ilustra uma montagem em que tal energia é fornecida por um banco de capacitores.



Figura 4.6 - Gerador de Indução operando isolado com um banco de capacitores para suprir a potência reativa *Q*.

Se a velocidade da máquina é mantida constante, a magnitude da tensão terminal depende do valor da capacitância e da carga conectada em seus terminais. Entretanto, se a capacitância é mantida fixa, a tensão decresce com o aumento da carga. Por outro lado, a freqüência síncrona (de saída) varia não somente com a velocidade da máquina, mas também com a carga e a própria capacitância de excitação [Singh, 1990; Al Bahrani, 1990, Al Jabri, 1990 e Raina, 1983]

#### B) A Característica de Magnetização

A característica indutiva da máquina assíncrona é representada no seu modelo de regime permanente pela reatância de magnetização  $(X_m)$ . Os efeitos da saturação do circuito magnético da máquina produzem uma relação não linear entre a corrente de magnetização  $(I_m)$  e a tensão de entreferro  $(V_e)$ , que pode ser representada por uma função não linear entre  $X_m$  e  $I_m$ .

A curva de magnetização de uma máquina de indução é o traçado da tensão terminal da máquina como uma função da sua corrente de magnetização. É obtida acionando o motor sem carga por meio de uma fonte de tensão variável. Registram-se valores de tensão terminal e os valores correspondentes de corrente de estator. A característica de magnetização da máquina de 3 CV é apresentada pela Fig. 4.7.  $V_e$  é a tensão terminal eficaz de linha ( $V_s$ ) menos a queda de tensão na impedância  $R_s + jX_s$  do estator.



Figura 4.7 - Característica de magnetização da máquina de indução de 3 CV em 60 Hz.  $I_m$  é a corrente de fase ( $I_{linha} / \sqrt{3}$ ), sem carga, em A e  $V_e$  é a tensão terminal de linha menos a queda de tensão no enrolamento do estator, em Volts.

Para alcançar um dado nível de tensão no GI, os capacitores externos devem fornecer a corrente de magnetização correspondente àquele nível. Por simplicidade, na Fig. 4.8, considera-se a

condição sem carga e despreza-se o pequeno escorregamento e a queda na impedância de dispersão do estator. A corrente do capacitor  $I_C$  é igual à corrente da máquina que, para essas condições, é a corrente de magnetização  $I_m$ . As relações são similares àquelas que ocorrem em um circuito LC, como mostrado no diagrama fasorial.



Figura 4.8 - Circuito simplificado e diagrama fasorial para auto-excitação. (condição sem carga).

A máquina de indução tem a característica de uma reatância pura, tal que a *f.e.m.* induzida é dada por  $E = jX_mI_m$ .  $X_m$  é uma função não linear da amplitude da corrente expressa pela curva de magnetização e função direta da freqüência. A tensão no capacitor, dada por  $V = -jI_C/2\pi fC$ , é diretamente proporcional à corrente, e aumenta quando a freqüência diminui. Desde que a corrente reativa que um capacitor pode produzir é diretamente proporcional à tensão aplicada, o gráfico de todas as possíveis combinações de tensão e corrente através de um capacitor é uma linha reta. Ambas as tensões podem ser traçadas em função da corrente no mesmo gráfico. Assim, se um banco trifásico de capacitores é conectado aos terminais de um GI, a tensão em vazio do GI será a intersecção da curva de magnetização do gerador e a linha de carga do capacitor, ou seja

$$\frac{I_C}{2\pi fC} = f \times F(I_m) \qquad \text{onde } I_C = I_m \qquad (4.26)$$

A solução gráfica dessa equação para a máquina de 3 CV é mostrada na Fig. 4.9. Pontos de operações estáveis ocorrem onde as características se interceptam em uma particular freqüência (no caso 60 Hz).



Figura 4.9 - Pontos de operação para auto-excitação. A é o ponto de operação para 60 Hz.

Tomando como base a Fig. 4.9 e a equação 4.26 pode-se determinar o valor de capacitância para o banco de capacitores a ser conectado aos terminais da máquina de 3 CV. Considerando-se que o banco está conectado em  $\Delta$  e desprezando-se a impedância do estator do GI,  $X_{ca} = X_m$  e  $C_{ca}$ são definidos de acordo com as equações 4.27 e 4.28.

$$X_m = V_e / I_m \tag{4.27}$$

$$C_{ca} = \frac{l}{2.\pi . f. X_m} \tag{4.28}$$

Com base no valor calculado, o valor disponível adotado foi  $C_{ca} = 36,5 \ \mu F/fase$ .

O problema mais sério relacionado ao GI é que sua tensão varia largamente com mudanças na carga, especialmente carga reativa. Isso acontece porque os capacitores fixos devem fornecer toda a potência reativa requerida pelo gerador e carga, e qualquer potência drenada pela carga move o gerador ao longo de sua curva de magnetização, causando uma maior queda na tensão do gerador.

# C) O fenômeno da auto-excitação

Quando o gerador deve trabalhar isolado, a corrente magnetizante pode ser obtida pelo processo de auto-excitação. Liga-se aos terminais do gerador em vazio um banco de capacitores de potência convenientemente escolhida (item anterior) e faz-se girar o rotor à velocidade necessária. A presença de um fluxo residual (remanescente) em seu material magnético é indispensável para a presença do processo de auto-excitação do GI (Barkle et al., 1954; Bassett et al., 1935). O fluxo residual provocará a indução de uma tensão de pequena amplitude nos seus terminais. Esta tensão fará circular uma corrente no circuito formado pelos capacitores e pelos enrolamentos do estator da máquina, que produzirá um fluxo de reação de armadura que se somará ao fluxo residual. O processo ressonante assim estabelecido provocará o acréscimo no fluxo magnético, na tensão induzida e, como conseqüência, na corrente, até a saturação do ferro. Se não há fluxo residual no rotor do GI ou a reta de carga dos capacitores não intercepta a característica de magnetização, então sua tensão não crescerá. A Fig. 4.10 ilustra o processo.



Figura 4.10 - Auto-excitação do gerador de indução por capacitores.

# D) Modelo em Regime Permanente

O modelo da máquina de indução funcionando como gerador auto-excitado por um banco de capacitores, alimentando uma carga resistiva, em regime permanente e equilibrado, pode ser visto na Fig. 4.11. Em relação ao circuito apresentado na Fig. 4.3 acrescentou-se o ramo de auto-excitação caracterizado pela reatância capacitiva  $X_{ca}$  e um ramo adicional contendo a carga elétrica.



Figura 4.11 - Circuito equivalente em regime permanente do gerador de indução auto-excitado por capacitores.

Tomando como base (4.26), a indutância de magnetização da máquina, M, ( $M = X_m/\omega_s$ ), é determinada em função da tensão de entreferro e da corrente de magnetização como em (4.29).

$$M = \frac{1}{\omega_s} \cdot \left(\frac{V_e}{I_M}\right) \tag{4.29}$$

A substituição dos valores da tensão de linha de entreferro ( $V_e$ ) e da corrente de fase de magnetização ( $I_m$ ) da máquina de 3 CV em (4.29) resulta na característica de M em função de  $I_m$ , apresentada na Fig. 4.12. A característica  $MxI_m$ , obtida para a máquina apresentou boa concordância com resultados obtidos por outros autores (Wang et al., 1997; Salama et al., 1996; Shridhar et al., 1995; Al-Bahrani et al., 1990 e Malik et al., 1986).



Figura 4.12 - Relação entre a indutância de magnetização, M, (H) e a corrente de magnetização,  $I_m$ , (A) (equivalente em delta).

### E) Modelo dinâmico para o GI

A Fig. 4.13 mostra o circuito equivalente para um gerador de indução trifásico, simétrico, rotor gaiola, em variáveis *dq*, em um sistema de referência de velocidade angular síncrona. Para análises da função de transferência e da estabilidade do sistema é conveniente escolher o eixo de referência que gire no entreferro em sincronismo com a *finm* do estator em uma velocidade correspondente à freqüência de excitação do estator (imposta pelo conversor VS-PWM). Assim, fluxos, tensões e correntes da máquina tornam-se quantidades constantes durante a operação em regime permanente. Esse sistema de equações representados no eixo de referência síncrono pode então ser linearizado em torno de um determinado ponto de operação em regime permanente (Cornell e Lipo, 1977). As equações correspondentes para esse modelo (Wang et al., 1999, 1997 e Krause et al., 1986) em forma de matriz são as seguintes:



Figura 4.13 - Representação por circuito equivalente de um gerador de indução no eixo de referência síncrono.

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & \omega L_s & pM & \omega M \\ -\omega L_s & R_s + pL_s & -\omega M & pM \\ pM & (\omega - \omega_r)M & R_r + pL_r & (\omega - \omega_r)L_r \\ (\omega_r - \omega)M & pM & (\omega_r - \omega)L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \bullet \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix}$$
(4.30)

O torque eletromagnético desenvolvido pela máquina é dado por

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) M\left(i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr}\right) = T_L + \frac{2}{P}B\omega_r + \frac{2J}{P}\left(p\omega_r\right)$$
(4.31)

Um banco de capacitores e uma carga resistiva são conectadas aos terminais do estator da máquina de indução. As equações corrente-tensão do capacitor de excitação são escritas como

$$\begin{bmatrix} i_{qc} \\ i_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} pC & \omega C \\ -\omega C & pC \end{bmatrix} \bullet \begin{bmatrix} v_{qc} \\ v_{dc} \end{bmatrix}$$
(4.32)

#### 4.2.5 Representação Computacional

Existem várias maneiras de se representar as equações diferenciais que descrevem o comportamento dinâmico de uma máquina de indução para o propósito de simulação computacional. Neste trabalho faz-se a simulação da máquina de indução usando o programa *Simulink*. A obtenção completa do modelo é discutida em Ong (1997), Krause et al. (1986) e Krause et al. (1965).

As equações da máquina são expressas freqüentemente em termos de fluxo concatenado por segundo,  $\psi$ , e reatância, X, ao invés de  $\lambda$  e L. Essas variáveis são relacionadas pelo valor nominal ou base da freqüência,  $\omega_b$ , isto é  $\psi = \omega_b \lambda$  e  $X = \omega_b L$ , onde  $\omega_b = 2\pi f_n$  rad (elétricos)/s, sendo  $f_n$  a freqüência nominal em Hz da máquina.

As equações da máquina de indução (rotor gaiola) em variáveis dq num sistema de referência de velocidade angular arbitrária  $\omega$ , como discutidas por Krause (1986,1965), são

$$p\psi_{qs} = \omega_b \left[ v_{qs} - \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{ds} + \frac{r_s}{X_{ls}} \left( \psi_{mq} - \psi_{qs} \right) \right]$$
(4.33)

$$p\psi_{ds} = \omega_b \left[ v_{ds} + \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{qs} + \frac{r_s}{X_{ls}} (\psi_{md} - \psi_{ds}) \right]$$
(4.34)

$$p\psi'_{qr} = \omega_b \left[ \frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \psi'_{dr} + \frac{r'_r}{X'_{lr}} \left( \psi_{mq} - \psi'_{qr} \right) \right]$$
(4.35)

$$p\psi'_{dr} = \omega_b \left[ \frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \psi'_{qr} + \frac{r'_r}{X'_{lsr}} (\psi_{md} - \psi'_{dr}) \right]$$
(4.36)

$$\Psi_{mq} = X_{mq} \left( \frac{\Psi_{qs}}{X_{ls}} + \frac{\Psi'_{qr}}{X'_{lr}} \right)$$
(4.37)

$$\Psi_{md} = X_{md} \left( \frac{\Psi_{ds}}{X_{ls}} + \frac{\Psi'_{dr}}{X'_{lr}} \right)$$
(4.38)

$$X_{mq} = X_{md} = X_M = \left(\frac{1}{X_m} + \frac{1}{X_{ls}} + \frac{1}{X'_{lrs}}\right)^{-1}$$
(4.39)

$$i_{qs} = \frac{1}{X_{ls}} \left( \psi_{qs} - \psi_{mq} \right) \tag{4.40}$$

$$i_{ds} = \frac{1}{X_{ls}} \left( \Psi_{ds} - \Psi_{md} \right) \tag{4.41}$$

$$i'_{qr} = \frac{1}{X'_{lr}} \left( \psi'_{qr} - \psi_{mq} \right) \tag{4.42}$$

$$i'_{dr} = \frac{1}{X'_{lr}} (\psi'_{dr} - \psi_{md})$$
(4.43)

As correntes também podem ser eliminadas da equação do torque. Contudo, nas simulações é conveniente observar as diversas correntes. Assim, uma equação apropriada é apresentada a seguir

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \left(\frac{1}{\omega_b}\right) \left(i_{qs} \psi_{ds} - i_{ds} \psi_{qs}\right)$$
(4.44)

A velocidade angular do rotor e o conjugado estão relacionados por

$$p\omega_r = \left(\frac{T_e - B\frac{2}{P}\omega_r - T_L}{J\left(\frac{2}{P}\right)}\right)$$
(4.45)

Os efeitos da saturação devem ser incluídos no modelo para tornar possível a investigação da auto-excitação do gerador. Deve-se ressaltar que, com saturação,  $X_m$  não é constante. Na modelagem da saturação aqui desenvolvida, as hipóteses consideradas são as seguintes:

- Será considerado somente o efeito da saturação sobre o fluxo mútuo. Na prática, a saturação afeta ambas as componentes do fluxo: mútuo e de dispersão.
- Os efeitos da saturação sobre as componentes de fluxo nos eixos *q* e *d* atuam da mesma maneira, o que é uma hipótese razoável para máquinas de entreferro uniforme.

Denotando o valor saturado do fluxo concatenado mútuo com o sobrescrito *sat*, o valor do fluxo mútuo por segundo no eixo q é dado por

$$\psi_{mq}^{sat} = \psi_{mq} - \Delta \psi_{mq} =$$

$$= X_m \left( \frac{\psi_{qs} - \psi_{mq}^{sat}}{X_{ls}} + \frac{\psi'_{qr} - \psi_{mq}^{sat}}{X'_{lr}} \right) - \Delta \psi_{mq}$$
(4.46)

Agrupando os termos comuns e usando (4.39), a expressão acima pode ser escrita como

$$X_{mq}^{sat} = \frac{X_M}{X_{ls}} \Psi_{qs} + \frac{X_M}{X'_{lr}} \Psi'_{qr} - \frac{X_M}{X_m} \Delta \Psi_{mq}$$
(4.47)

Similarmente, o valor saturado do fluxo concatenado mútuo no eixo d é dado por

$$X_{md}^{sat} = \frac{X_M}{X_{ls}} \Psi_{ds} + \frac{X_M}{X'_{lr}} \Psi'_{dr} - \frac{X_M}{X_m} \Delta \Psi_{md}$$
(4.48)

Assumindo a redução proporcional dos fluxos concatenados dos eixos q e d, obtêm-se da Fig. 4.14 as seguintes relações

$$\Delta \Psi_{mq} = \frac{\Psi_{mq}^{sat}}{\Psi_{m}^{sat}} \Delta \Psi_{m}$$
$$\Delta \Psi_{md} = \frac{\Psi_{md}^{sat}}{\Psi_{m}^{sat}} \Delta \Psi_{m}$$

onde

$$\Delta \Psi_m^{sat} = \sqrt{\left(\Psi_{mq}^{sat}\right)^2 + \left(\Psi_{md}^{sat}\right)^2} \tag{4.49}$$



Figura 4.14 - Aproximação da saturação em componentes dq.

A relação entre  $\Delta \psi_m$  e  $\psi_m^{sat}$  pode ser determinada da curva do ensaio sem carga da máquina, modelo em Y equivalente, como mostrado na Fig. 4.15. O valor de  $\Delta \psi_m$  pode ser determinado de  $\psi_m^{sat}$  usando a relação destacada na Fig. 4.16.



Figura 4.15 - Característica de magnetização (CM), linha de entreferro (LF),  $\psi_m^{sat} \in \Delta \psi_m$ .



Figura 4.16 - Detalhe da determinação de  $\Delta \psi_m / \psi_m$ 

Com base nas equações anteriores, o diagrama de blocos construído em *Matlab/Simulink,* para simulação da auto-excitação é mostrado na Fig. 4.17. O diagrama completo consiste

essencialmente da tensão de auto-excitação, transformação entre eixos e blocos da máquina de indução.

A auto-excitação do GI, cujos parâmetros estão definidos na Tabela 4.1, foi simulada no programa *Simulink*. O valor capacitância ( $C_{ca}$ ) empregada para excitação do gerador foi de 109,5 µF (banco equivalente ligado em Y). As perdas nos condutores dos enrolamentos do estator e do rotor foram consideradas, e as perdas no ramo de magnetização foram desprezadas. O rotor da máquina foi acionado com uma velocidade constante de 1800 rpm durante o processo de excitação.

Para iniciar-se o processo de auto-excitação do GI, é necessária a existência de um certo valor de magnetismo residual. Este efeito também deve ser levado em consideração no processo de simulação. Para tanto, no início do processo usa-se uma fonte de tensão que é desligada 1/60 s após o início da simulação. Na seqüência, as Figuras 4.18 - 4.21 mostram as estruturas dentro dos blocos da Fig. 4.17. A Fig. 4.22 apresenta a tensão terminal do gerador de indução obtida na simulação.



Figura 4.17 - Diagrama de Blocos no Simulink para simulação da auto-excitação do gerador de indução, considerando acionamento em velocidade constante de1800 rpm.



Figura - 4.18. Conteúdo expandido do bloco "Maq\_Indução c/saturação".



Figura 4.19. Conteúdo expandido do bloco "flux\_q".



Figura 4.20 - Conteúdo expandido do bloco "flux\_d".



Figura 4.21 - Conteúdo expandido dos blocos. a) "iqs\_" e b) "ids\_".



Figura 4.22. Tensão terminal de linha ( $v_{abs}$ ) do gerador durante a simulação dinâmica do processo de auto-excitação, incluindo-se o efeito da saturação.

A Fig. 4.23 apresenta a tensão terminal do gerador de indução obtida experimentalmente durante o processo de auto-excitação. Para excitação do gerador utilizou-se um banco trifásico de capacitores conectados em  $\Delta$ , com capacitância de 36,5 µF por fase. Observa-se boa concordância entre a tensão terminal do gerador obtida por meio da simulação (com inclusão da saturação) e os valores obtidos experimentalmente.



Figura 4.23 - Tensão terminal de linha do gerador ( $v_{abs}$ ), obtida experimentalmente durante o processo de auto-excitação.

# 4.3 Inversor PWM

#### 4.3.1 Introdução

Inversor é o nome normalmente dado ao dispositivo conversor de CC em CA, o qual tem por função, no presente caso, produzir uma saída CA senoidal simétrica, com amplitude e freqüência controladas. É utilizado notadamente em aplicações industriais tais como acionamento de máquinas CA em velocidade variável e fontes ininterruptas de energia CA.

Um inversor é implementado usando um arranjo de chaves eletrônicas (tais como IGBT, MOSFETs, BJTs, GTOs) e é controlado ligando-se e desligando-se apropriadamente essas chaves. A técnica de inversão mais utilizada (Rashid, 1999) é a *modulação por largura de pulsos – MLP*, denominada em inglês, como *Pulse Width Modulation – PWM*, que apresenta várias vantagens sobre as técnicas de inversão baseadas em ondas quase-quadradas ou em modulação por múltiplos pulsos (*steps*).

Um inversor é chamado de Inversor Alimentado por Tensão (em inglês, *VFI – Voltage Fed Inverter ou VSI - Voltage Source Inverter*) se a tensão de entrada (*link* CC) for constante e é chamado de Inversor Alimentado por Corrente (em inglês *CFI – Current Fed Inverter ou CSI - Current Source Inverter*) se a corrente de entrada for mantida constante.

#### 4.3.2 Esquema de Chaveamento PWM Senoidal

A modulação PWM é uma técnica de modulação de potência que permite obter um sinal alternado de baixa freqüência através de uma modulação em alta freqüência.

É possível obter este tipo de modulação ao se comparar uma tensão de referência (que seja imagem da tensão de saída desejada), com um sinal triangular simétrico, cuja freqüência determine a freqüência de chaveamento. A freqüência da onda triangular (chamada *portadora*) deve ser, no mínimo 10 vezes superior à máxima freqüência da onda de referência (freqüência *modulante*), para que se obtenha uma reprodução aceitável da forma de onda sobre a carga após efetuada a filtragem. A largura do pulso de saída do modulador varia de acordo com a amplitude relativa da referência em comparação com a portadora (triangular). Em conseqüência, a tensão de saída aplicada à carga é formada por uma sucessão de ondas retangulares de amplitude igual à tensão de alimentação CC e duração variável.

A Fig. 4.24 (superior) mostra a modulação da onda senoidal, produzindo na saída uma tensão com 2 níveis, na freqüência da onda triangular. A Fig. 4.24 (inferior) mostra que a tensão de saída, aplicada à carga, é formada por uma sucessão de ondas retangulares de amplitude igual à tensão de alimentação CC e duração variável.



Figura 4.24 - Modulação em largura de pulso de 2 níveis.

O espectro desta onda PWM contém componentes harmônicas nas vizinhanças dos múltiplos da freqüência da portadora, as quais, em princípio, são relativamente fáceis de filtrar dada sua alta freqüência. Ou seja, um *filtro passa-baixas* com freqüência de corte um pouco acima da freqüência da referência é perfeitamente capaz de produzir uma atenuação bastante efetiva em componentes na faixa dos kHz.

Para se obter tensões de saída trifásicas equilibradas, o mesmo sinal triangular deve ser comparado com três sinais de controle, senoidais e defasados de 120º entre cada fase.

#### 4.3.3 Inversor Utilizado

O inversor de tensão mostrado na Fig. 4.25 é chaveado no modo PWM e alimentado em tensão a partir do capacitor  $C_{cc}$ . É um conversor bidirecional ou dual. O fluxo de potência é permitido do lado CA para o lado CC através dos diodos do inversor e também pelo efeito *boost* gerado pela comutação das chaves. Na montagem experimental o conversor utilizado é um inversor trifásico comercial tipo fonte de tensão composto por seis chaves "IGBT's" (S1, S2,...,S6) e seus respectivos diodos. No barramento CC há apenas o capacitor  $C_{cc}$ , pois o inversor não necessita processar energia ativa. Posteriormente, este trabalho abordará o valor da capacitância necessária no barramento CC.
A associação entre o GI e o inversor PWM produz uma referência de freqüência síncrona constante, desde que a freqüência fundamental da tensão CA do inversor seja invariável.



Figura 4.25 - Inversor trifásico.

#### 4.3.4 Filtro *L<sub>f</sub>* - *C<sub>ca</sub>*

Com a finalidade de eliminar componentes de alta freqüência produzidas pelo chaveamento do inversor PWM, conecta-se na saída deste um filtro passa-baixas que assegura formas de ondas praticamente senoidais nos terminais do GI. A função de filtro é cumprida pela associação dos indutores de saída do inversor,  $L_f$ , com os capacitores de auto-excitação,  $C_{ca}$ , de modo que a tensão no barramente CA esteja praticamente livre das componentes na freqüência de comutação do inversor. O inversor PWM poderia fornecer toda a potência reativa necessária à magnetização do GI. Entretanto, como  $C_{ca}$  é parte integrante do filtro, a sua permanência no sistema é indispensável.

A indutância série do filtro ( $L_f$ ) é determinada a partir do valor já conhecido da capacitância  $C_{ca}$  e da freqüência de corte ( $f_c$ ) do filtro  $L_f$ - $C_{ca}$ , de acordo com (4.50).

$$L_f = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 C_{ca}}$$
(4.50)

Para realização do cálculo de  $L_f$ , considera-se um banco de capacitores equivalente ligado em Y com capacitância equivalente de 109,5 µF por fase, freqüência de chaveamento igual a 2 kHz e a adoção de  $f_c$  uma década abaixo da freqüência de chaveamento. O valor disponível adotado foi  $L_f = 10$  mH/fase.

## 4.4 Balanço de Potência

Para facilidade de entendimento, a Fig. 1.1 é repetida na Fig. 4.26 a seguir. O capacitor  $C_{cc}$  é a fonte de tensão do inversor e é também o principal elemento armazenador de energia do sistema da Fig. 4.26. Dado que a velocidade das máquinas é praticamente constante e não ocorre alteração significativa na energia acumulada nos elementos magnéticos do sistema, qualquer desequilíbrio de potência no sistema reflete-se na tensão do elo (*link*) CC do inversor PWM ( $V_{cc}$ ). Assim, a existência de potência excedente no sistema causa elevação em  $V_{cc}$ . De maneira equivalente, o déficit de energia no sistema causa redução de  $V_{cc}$ , uma vez que a energia armazenada em  $C_{cc}$  é utilizada para suprir transitoriamente a insuficiência da geração.



Figura 4.26 - Configuração geral do sistema baseado no GI.

A capacidade de  $V_{cc}$  em diagnosticar o balanço de potência do sistema (Pereira et al., 2002, 2001, *Marra e Pomilio, 2000*), torna-o um parâmetro adequado a ser controlado pelo regulador de velocidade. Logo,  $V_{cc}$  é amostrado, comparado com um valor estabelecido de referência para a tensão CC ( $V_{ref}$ ), e o erro produzido na comparação é ajustado por um controlador, a fim de produzir ( $\omega_{ref}$ ), conforme indicado na Fig. 4.26. O regulador de velocidade opera, então, com objetivo de produzir tensão  $V_{cc}$  constante.

Desprezando-se as perdas no sistema, ocorre o balanço de potência no sistema quando a potência gerada ( $P_g$ ) é igual à potência solicitada pela carga ( $P_L$ ). Durante a ocorrência de transitórios de cargas, o elevado valor do capacitor  $C_{cc}$  possibilita suprir o sistema ou armazenar

energia, minimizando as variações em  $V_{cc}$ . Neste caso, a variação de energia ( $\Delta \varepsilon$ ) armazenada no capacitor é dada por

$$\Delta \varepsilon = \int \left( P_g - P_L \right) dt \tag{4.51}$$

A variação total da energia armazenada no capacitor em função dos valores da capacitância e da variação da tensão é determinada por

$$\Delta \varepsilon = \frac{1}{2} C_{cc} \left( V_f^2 - V_i^2 \right) = C_{cc} \frac{\left( V_f + V_i \right)}{2} \Delta V = C_{cc} \overline{V} \Delta V$$
(4.52)

Assim, a variação da tensão no capacitor  $C_{cc}$ , ( $\Delta V$ ), quando da ocorrência do transitório de carga é

$$\Delta V = \frac{\Delta \varepsilon}{C_{cc} \overline{V}} \tag{4.53}$$

Em (4.52)  $V_i \in V_f$  são os valores inicial e final da tensão no elo CC  $V_{cc} \in \overline{V}$  é o valor médio de  $V_{cc}$ , correspondente ao valor de tensão que deve ser mantido no capacitor (4.53).

Considerando (4.51) – (4.53), o esquema completo utilizado para simulação no Matlab/Simulink é apresentado na Fig. 4.27.



Figura 4.27 Esquema do sistema baseado no GI incluindo blocos de controle.

De acordo com (4.51), se não houver o restabelecimento do equilíbrio entre a geração e o consumo, a tensão no capacitor tende a crescer indefinidamente ou se reduz a zero.

A profundidade do transitório depende principalmente de três fatores: do valor da capacitância; da severidade da perturbação no balanço de potência e dos parâmetros do sistema de controle. Desta forma, não é possível dimensionar o capacitor sem levar em consideração como o sistema responderá a um degrau de carga.

No pior caso, pode-se considerar que o degrau seja de 100% da potência. Por meio de simulação e posteriormente, por ajustes na planta, pode-se determinar o valor necessário de capacitância para uma dada variação admissível na tensão.

Para levar em conta transitórios de perda de carga, e desde que a máquina primária não é capaz de produzir conjugado negativo para frenagem do rotor, com o propósito de proteção, uma carga resistiva com controle por histerese é conectada no elo CC para evitar sobretensões durante a desconexão da carga CA.

#### 4.4.1 Controle por Histerese Conectado no Elo CC

A Fig. 4.28 apresenta o circuito para ação do controle da tensão  $V_{cc}$  por meio do controle de uma carga resistiva. Neste caso,  $V_{cc}$  é comparado com um valor de referência e o sinal resultante desta comparação determina o estado da chave Q2. A alimentação do circuito eletrônico é obtida a partir da própria tensão  $V_{cc}$ .

No contexto do comparador de tensão, a histerese significa que a chave Q2 fecha (ou satura) quando o sinal de entrada ultrapassa uma determinada referência superior, e Q2 só abrirá quando a entrada cair abaixo de um outro nível inferior de referência. Essa característica é desejável porque impede que o comparador mude de valor em resposta às flutuações de ruídos aleatórios na entrada.

No funcionamento do comparador com histerese, a entrada correspondente ao valor da tensão  $V_{cc}$  é conectada ao terminal inversor e um divisor de tensão é conectado ao terminal não inversor entre a saída do comparador e uma tensão de referência fixa  $V_{REF}$ . A largura da banda de histerese foi determinada de forma que a tensão  $V_{cc}$  varie entre os limites de 320V e 325V.



Figura 4.28 - Circuito para ação do controle de tensão através do controle da carga CC (Rext).

## 4.5. Considerações finais

Este capítulo apresentou os modelos para simulação e determinação dos parâmetros dos elementos principais do sistema baseado no GI. Realizou-se uma revisão do modelo em regime permanente e do modelo dinâmico da máquina de indução, com enfoque na operação como gerador. À medida que foram apresentados os conceitos também foram calculados os parâmetros específicos para o sistema em estudo tais como a capacitância de excitação e a indutância do filtro  $L_{f}-C_{ca}$ .

Os outros elementos do sistema baseado no GI examinados foram o inversor PWM alimentado em tensão e o balanço de potência. O inversor é o dispositivo responsável por fixar a freqüência síncrona nos terminais do gerador de indução isolado, atua como compensador de reativos para a carga CA; torna possível a regulação da tensão terminal do gerador de indução, a partir da regulação da tensão no lado CC e aumenta a robustez do sistema frente a transitórios elétricos na carga, em razão da reserva de energia acumulada no capacitor do elo CC do sistema.

A capacidade de  $V_{cc}$  em diagnosticar o balanço de potência do sistema, torna-o um parâmetro adequado a ser controlado pelo regulador de velocidade. Logo,  $V_{cc}$  é amostrado, comparado com um valor estabelecido de referência para a tensão CC, e o erro produzido na comparação é ajustado por um controlador, a fim de produzir uma referência de velocidade adequada à necessidade de potencia do sistema. O regulador de velocidade opera, então, com objetivo de produzir tensão  $V_{cc}$  constante.

## ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE DE V<sub>cc</sub>

## 5.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados resultados de simulação e experimentais para determinação da capacitância necessária no elo CC, a obtenção dos parâmetros para sintonia do controlador e análises do comportamento do sistema. As simulações usam o modelo do motor diesel (MD). Na montagem experimental é empregado um MCC associado aos filtros (determinados no Capítulo 3) que permitem obter um comportamento dinâmico semelhante ao MD. Os resultados experimentais visam mostrar a viabilidade da realização da estratégia de controle proposta para uma situação em que a resposta dinâmica da máquina primária é bem mais lenta do que o restante do sistema.

## 5.2 Configuração do sistema

O diagrama esquemático do sistema baseado no GI associado ao inversor PWM, acionado por motor CC emulando o motor diesel e alimentando uma carga arbitrária, é mostrado na Fig 5.1. Os terminais do GI são conectados ao lado CA do inversor através dos indutores  $L_{f}$ . Um banco de capacitores provê a corrente de excitação para o GI e, combinado com os indutores  $L_{f}$ , compõe um filtro de segunda ordem responsável pela filtragem das componentes causadas pelo chaveamento do inversor. No elo CC do inversor há a associação em paralelo de capacitores eletrolíticos. Assim, devido à ausência de uma fonte real de potência, uma pequena parcela de potência ativa do GI é requerida para manter a tensão do capacitor CC no nível adequado. O GI fornece também a potência relativa às perdas no restante do sistema.

No sistema apresentado na Fig. 5.1 consta a tensão  $V_{off}$  (valor constante), que tem por finalidade levar o MCC a uma velocidade próxima à velocidade síncrona do GI, quando os capacitores de magnetização são inseridos no sistema.

A interação entre o fluxo residual do GI e o banco de capacitores de magnetização ( $C_{ca}$ ) dá início ao processo de auto-excitação do GI. Durante este período, o capacitor  $C_{cc}$  é carregado com energia fornecida pelo próprio GI.



Figura 5.1 – Diagrama esquemático da montagem experimental do sistema de geração baseado no GI associado a inversor e acionado por motor diesel emulado.

Ao final da auto-excitação, a tensão terminal CA do gerador e a tensão  $V_{cc}$  estão estabelecidas. Os circuitos de controle do inversor PWM são alimentados a partir da tensão do elo CC. O inversor é então habilitado, e passa a operar com freqüência constante. A partir deste ponto, a freqüência síncrona passa a ser ditada pelo inversor e a malha de realimentação é fechada, tendo como variável controlada a tensão  $V_{cc}$ .

No instante da habilitação do inversor, há o aparecimento de uma corrente transitória, provocada pela diferença instantânea entre a tensão terminal do gerador e a tensão terminal do inversor, a qual é limitada inicialmente pelas indutâncias série ( $L_f$ ).

## **5.3 Controladores PID**

#### 5.3.1 Introdução

O controle PID (Fig. 5.2) é a estratégia utilizada na maioria dos controladores industriais (Ogata, 2000 e Franklin, 1994), devido a características como simplicidade, robustez, aplicabilidade geral à maioria dos sistemas de controle e bom desempenho.



Figura 5.2 – Representação em diagrama de blocos de um controlador PID.

Um controlador PID é descrito pela seguinte função de transferência:

$$G_{C}\left(s\right) = K_{p} + \frac{K_{i}}{s} + K_{d}s$$
(5.1)

ou

$$G_{C}(s) = K_{p}\left(1 + \frac{1}{T_{i}s} + T_{d}s\right)$$
(5.2)

em que  $K_p$  é o ganho proporcional (sem unidade);  $K_i$  é o ganho de integração;  $K_d$  é o ganho derivativo;  $T_i$ , em s, é o tempo da ação integral ou tempo de *reset* (*reset time*);  $1/T_i$ , em repetições/ s, é a taxa de *reset* e  $T_d$ , em s, é o tempo de ação derivativa ou taxa de variação (*rate time*).

Na prática, a seguinte realização é usualmente empregada

$$G_{C}(s) = K_{p} + \frac{K_{i}}{s} + \frac{K_{d}s}{1 + T_{n}s}$$
(5.3)

em que  $K_i = K_p/T_i$  e  $K_d = K_p \cdot T_d$ . Essa realização, embora tenha a resposta em baixas freqüências como em (5.1), inclui um filtro passa-baixas com o termo derivativo para reduzir a amplificação de ruído.  $T_n$  representa a constante de tempo do filtro e é usualmente feito  $T_n = 100$ .

Compensadores comerciais são normalmente fornecidos com controles de ajuste para cada um dos três parâmetros  $K_p$ ,  $1/T_i$  e  $T_d$ . Eles também podem ser usados com e sem os termos integral e derivativo.

#### 5.3.2 Implementação Analógica

A implementação analógica do PID pode ser feita por meio do circuito mostrado na Fig. 5.3. Constitui-se basicamente de dois estágios com a função de determinação e inversão do sinal do erro, três estágios em que são implementadas as funções de ganho, integração e derivação (ações proporcional, integral e derivativa) e um estágio final no qual estas ações são somadas. Não estão representadas na Fig 5.3 chaves que permitem manobras como: controle manual, desligamento das funções de integração e derivação ou uso do sinal da variável controlada como entrada da ação derivativa.



Figura 5.3 - Implementação analógica do PID.

## 5.4 Regras de Sintonia para Controladores PID

A sintonia do controlador é a seleção dos valores apropriados de  $K_p$ ,  $K_i$  e  $K_d$  para atender às especificações de desempenho para um dado processo. Existem vários métodos para tal (Cominos e Munro, 2002; Franklin et al., 1994 e Aström e Hägglund, 1988). Deve-se conhecer o modelo matemático da planta (processo a controlar), embora, em muitos casos sua identificação exata seja complexa. Contudo, o problema é simplificado se restrito apenas a modelos de ordem reduzida. A experiência tem mostrado (Martins de Carvalho, 2000 e Franklin et al., 1994) que o modelo de um processo consistindo de uma constante de tempo T e um tempo de retardo d, ou seja, a função de transferência

$$G_P(s) = \frac{Ke^{-sd}}{Ts+1}$$
(5.4)

ou num integrador puro em série com o um retardo de transporte

$$G_P(s) = \frac{K' e^{-sd}}{s}$$
(5.5)

é adequado para a maioria dos problemas de controle de processos industriais. O procedimento de sintonia consiste então no seguinte:

- 1. Um teste para estimar os parâmetros do modelo.
- 2. Um conjunto de regras que relacione os valores de  $K_p$ ,  $K_i$  e  $K_d$  do controlador com os parâmetros do modelo, de forma a prover uma resposta com as características desejadas

#### 5.4.1 Regras de Sintonia de Ziegler e Nichols para Controladores PID

As regras de Ziegler e Nichols (1942), apresentadas a seguir, são muito convenientes nos casos em que não se conhece o modelo matemático do processo e podem, naturalmente, ser aplicadas ao projeto de sistemas com modelos matemáticos conhecidos (Ogata, 2000). São geralmente classificadas como métodos a malha aberta ou a malha fechada. A primeira identifica explicitamente os parâmetros do processo a controlar, enquanto a segunda requer o valor do ganho no limite de estabilidade, o ganho crítico  $K_c$ , e o período de oscilação crítico ou natural  $P_c$ .

#### 5.4.2 Primeiro Método (Malha Aberta)

É também freqüentemente chamado *método da curva de reação* do processo. O procedimento neste método é abrir a malha de controle tal que nenhuma ação de controle ocorra. Um sinal de entrada de teste p(t) é então aplicado ao processo e a resposta da variável medida do processo m(t) é determinada. A Fig. 5.4 mostra a forma do sinal de teste e uma resposta típica em forma de S (*curva de reação do processo*), típica de um processo de 1<sup>a</sup> ordem.



Figura 5.4 – Curva de reação de processo.

Os parâmetros em (5.4) são estimados a partir da resposta do processo m(t) a uma variação em degrau na entrada, de magnitude P. No modelo (5.4), K é dado por K = M/P e os valores do tempo de retardo d e da constante de tempo T podem ser determinados traçando-se uma reta tangente à curva em forma de S no ponto de inflexão e determinando-se as interseções com o eixo dos tempos e com a reta m(t) = M, conforme mostrado na Fig. 5.4.

Ziegler e Nichols sugeriram ajustar os valores de  $K_p$ ,  $T_i$  e  $T_d$  de acordo com a fórmula mostrada na Tabela 5.1, extraída de (Ogata, 2000).

Tabela 5.1 Regra de sintonia de Ziegler-Nichols baseada na resposta do processo a controlar a uma excitação em degrau (Primeiro Método).

Tipo de controlador	$K_p$	$T_i$	$T_d$
Р	$\frac{T}{d}$	œ	0
PI	$0,9\frac{T}{d}$	$\frac{d}{0,3}$	0
PID	$1,2\frac{T}{d}$	2 <i>d</i>	2 <i>d</i>

#### 5.4.3 Segundo Método (Malha Fechada)

Com a malha de realimentação fechada, ajustam-se primeiro os valores de  $T_i$  e  $T_d$  para ação mínima, isto é  $T_i = \infty$  e  $T_d = 0$ . O ganho  $K_p$  então é gradualmente aumentado até que a variável controlada (ou medida) oscile com amplitude constante; este ganho é o ganho crítico,  $K_{cr}$ , e o período da oscilação correspondente é o período crítico  $P_{cr}$ . Ziegler e Nichols sugeriram ajustar os valores de  $K_p$ ,  $T_i$  e  $T_d$  de acordo com a fórmula mostrada na Tabela 5.2, extraída de (Ogata, 2000).

(Segundo Metodo).							
Tipo de controlador	$K_p$	$T_i$	$T_d$				
Р	0,5 K <sub>cr</sub>	$\infty$	0				
PI	0,45 K <sub>cr</sub>	$\frac{1}{1,2} P_{cr}$	0				
PID	0,65 K <sub>cr</sub>	$0,5 P_{cr}$	0,125 P <sub>cr</sub>				

Tabela 5.2 Regra de sintonia de Ziegler-Nichols baseada no ganho crítico K<sub>cr</sub> e no período crítico P<sub>cr</sub> (Segundo Método).

## 5.5 Sintonia Preliminar do Controlador

No modelo usado nas simulações foi utilizado o segundo método em razão do modelo adotado para simulação apresentar um integrador puro (correspondente ao cálculo da variação de energia se tomando por base a variação de potência) o que levaria a um crescimento permanente da variável  $V_{cc}$ . Isto inviabiliza o uso do primeiro método.

#### 5.5.1 Estudo Preliminar - Acionamento por Motor CC Padrão.

Considere-se o sistema baseado no GI, acionado por um motor CC (acionamento padrão), com  $C_{cc}$  = 3 mF e malha de realimentação fechada, representado no diagrama *Simulink* mostrado na Fig. 5.5.



Figura 5.5 – Representação no *Simulink* do sistema baseado no GI, acionado por um motor CC (acionamento padrão), com  $C_{cc} = 3$  mF e malha de retroação fechada.

O ganho é gradualmente aumentado até que a variável controlada ( $V_{cc}$ ) oscile com amplitude constante, obtendo-se o ganho crítico,  $K_{cr}$ . A resposta a um degrau de pouco mais de 5% em  $V_{ref}$  é mostrada na Fig. 5.6. O ganho crítico para oscilação mantida é  $K_{cr} = 1,08$ . Com base na figura determina-se o período da oscilação correspondente, ou seja, o período crítico correspondente  $P_{cr} = 0,135$  s.

A sintonia do controlador é a seleção dos valores apropriados de  $K_p$ ,  $K_i = K_p/T_i$  e  $K_d = K_p \cdot T_d$ em (5.3). De acordo com a Tabela 5. 2, para a sintonia de controlador PI tem-se

 $K_p = 0,45 \ K_{cr} \rightarrow K_p = 0,486$  $T_i = P_{cr} / 1,2 = \rightarrow T_i = 0,1125 \rightarrow K_i = K_p / T_i \rightarrow K_i = 4,32$ 



Figura 5.6 – Determinação do ganho crítico para oscilação mantida – MCC – 3 mF.

#### 5.5.2) Resultado Experimental – Acionamento por Motor CC Padrão

O arranjo experimental (antes da inclusão dos compensadores para emular o comportamento dinâmico do MD) é mostrado na Fig. 5.7. O grupo gerador é simulado utilizando um motor CC acionando o GI isolado da rede e conectado a um inversor PWM. A máquina de indução utilizada como gerador tem as características apresentadas na Tabela 4.1. O conversor VS-PWM utilizado é um inversor comercialmente disponível no mercado, com freqüência de chaveamento de 2 kHz. O banco trifásico de capacitores utilizado para a auto-excitação do gerador é composto de 36,5 µF nominais por fase, conexão em delta. O motor CC que aciona o GI tem tensão de campo constante e a tensão de armadura controlada, desenvolvendo um conjugado de acordo com a solicitação da carga ligada ao barramento CA. Como carga foi utilizado um banco de lâmpadas conectado em delta, com potência igual a 360 W.

A Fig. 5.8 mostra um transitório de carga sem correção de velocidade. Parte da energia armazenada in  $C_{cc}$  é empregada no balanço de potência, resultando em uma redução da tensão devido à variação na tensão do elo CC. Após o transitório, o sistema funciona em um novo ponto de operação.

A Fig 5.9 mostra o transitório com a máquina primária regulada. O afundamento de tensão é eliminado devido à ação do controlador de velocidade (controle de  $V_{cc}$ ). A dinâmica do

controlador demonstrou ser estável e efetiva durante degraus de carga. A capacitância do lado CC do inversor, junto com a resposta dinâmica do sistema, determina o afundamento de tensão. A sintonia e operação do controlador são facilitadas devido ao motor CC apresentar a característica de operação com velocidade quase constante. Quando forem incluídos os filtros que fazem a emulação da máquina de combustão interna, a resposta da máquina primária será muito mais lenta, exigindo que mais energia esteja acumulada no elo CC.



Figura 5.7 - Montagem experimental - GI associado a inversor PWM e acionado por motor CC.



Figura 5.8 – Transitório de carga sem correção da velocidade: (1) Tensão  $V_{cc}$  (50 V/div.), (3) Corrente de linha na carga (2A/div.) e (4) Tensão terminal de linha do gerador (200V/div). Hor.: 200 ms/div.



Figura 5.9 – Transitório de carga com máquina primária regulada: (1) Tensão V<sub>cc</sub> (50 V/div.), (3)
 Corrente de linha na carga (2A/div.) e (4) Tensão terminal de linha do gerador (200V/div.).
 Hor.: 200 ms/div.

#### 5.6 Determinação da Capacitância do Elo CC Através de Simulação

Considere-se o sistema baseado no GI, acionado por motor diesel (MD) e malha de realimentação fechada representado no diagrama *Simulink* mostrado na Fig. 5.10. Dispondo de um determinado valor de  $C_{cc}$  busca-se determinar, por simulação, o valor máximo de carga tal que o afundamento de tensão no elo CC não ultrapasse um percentual do valor de referência. Neste sentido, existem normas internacionais que descrevem um envelope de tensão de entrada CA que tipicamente podem ser toleradas pela maioria dos equipamentos, incluindo os de tecnologia de informação. A curva ITI (CBEMA), disponível em http://www.itic.org/technical/iticurv.pdf, publicada pelo *Technical Committee 3* (TC3) do *Information Technology Industry Council* (ITI, também conhecido como *Computer & Business Equipment Manufacturers Association*) mostra que a tolerância para o valor da tensão de entrada, em regime permanente, é de  $\pm$  10 %. Desta maneira, em princípio, estabelece-se como limite de afundamento da tensão CC o valor de 10%, uma vez que a tensão CA é produzida pelo inversor a partir do valor CC.

O primeiro passo para a determinação da capacitância do elo CC é sintonizar o controlador através do segundo método considerando diversos valores para  $C_{cc}$  (10, 20 e 40 mF). Aumenta-se o ganho até que a variável controlada ( $V_{cc}$ ) oscile com amplitude constante; este ganho é o ganho crítico,  $K_{cr}$ . A resposta obtida para um degrau de 20 % na variável *fuel* é mostrada na Fig. 5.11.



Fig 5.10 Representação no *Simulink* do sistema baseado no GI, acionado por MD e malha de realimentação fechada para sintonizar o controlador através do segundo método.



Figura 5.11 Determinação do ganho crítico para oscilação mantida –  $MD - C_{cc} = 10 \text{ mF}$ .

Determina-se, com base na figura, o período da oscilação correspondente, ou seja, o período crítico correspondente  $P_{cr} = 0,547$  s, o qual independe do valor de  $C_{cc}$ . A Tabela 5.3 mostra os valores obtidos, e os respectivos ajustes para controladores do tipo P, PI, PID.

CONTROLADOR			SINTONIA		
TIPO	$C_{cc}$ (mF)	$K_{cr}$	K <sub>p</sub>	K <sub>i</sub>	K <sub>d</sub>
			$0,5 K_{cr}$	_	_
Р	10	5,75	2,88	_	_
	20	11,5	5,75	_	_
	40	23	11,50	_	_
PI	$C_{cc}$ (mF)	K <sub>cr</sub>	0,45 K <sub>cr</sub>	$1, 2 \cdot K_p / P_{cr}$	_
	10	5,75	2,59	5,68	_
	20	11,5	5,18	11,35	_
	40	23	10,35	22,70	_
PID	$C_{cc}$ (mF)	K <sub>cr</sub>	0,65 K <sub>cr</sub>	$2 K_{cr}/P_{cr}$	$0,125 K_p P_{cr}$
	10	5,75	3,74	13,67	0,26
	20	11,5	7,48	27,30	0,51
	40	23	14,95	54,66	1,57

Tabela 5.3 Sintonia do controlador com base em  $K_{cr}$  e  $P_{cr}$  (Segundo Método).

Na sequência, varia-se o valor da carga R (mostrado na Fig. 5.12) para cada um dos diversos valores de  $C_{cc}$  (10, 20 e 40 mF), sintonizando o PID para cada valor  $C_{cc}$  de acordo com a Tabela 5.3.

Os resultados são mostrados nas Figuras 5.13 - 5.15. Verifica-se que para  $C_{cc} = 10$  mF a potência máxima do degrau não deve ser superior a 400 W para que o afundamento de tensão não ultrapasse 10%.



Figura 5. 12 – Blocos *Simulink do* sistema baseado no GI, acionado por MD, com  $C_{cc}$  = 10 mF e sintonia do PID de acordo com a Tabela 5.3 para análise das respostas para degraus de carga.



Figura 5.13 – Comparação do afundamento da tensão (V) no elo CC, com  $C_{cc}$  = 10 mF, para diferentes degraus de carga, empregando o controlador PID sintonizado com base na Tabela 5.3.



Figura 5.14 – Comparação do afundamento da tensão (V) no elo CC, com  $C_{cc}$  = 20 mF, para diferentes degraus de carga, empregando o controlador PID sintonizado com base na Tabela 5.3.



Figura 5.15 – Comparação do afundamento da tensão (V) no elo CC, com  $C_{cc}$  = 40 mF, para diferentes degraus de carga, empregando o controlador PID sintonizado com base na Tabela 5.3.

Observando as Figuras 5.13 - 5.15, nota-se que, para uma dada potência e usando o melhor ajuste, o afundamento é inversamente proporcional à capacitância. Deste modo, é necessário aumentar o valor de capacitância à medida que a potência da carga aumenta, para um dado afundamento.

Essa exigência de acumular uma grande energia no elo CC pode ter solução nas recentes inovações e desenvolvimentos em tecnologias de armazenamento de energia e de eletrônica de potência (Ribeiro et al., 2001). Entre tais novas tecnologias, os supercapacitores representam uma das mais recentes inovações no campo do armazenamento de energia elétrica. Já são disponíveis comercialmente e poderiam ser usados para armazenar grandes quantidades de energia em aplicações com maior potência. Em comparação com os capacitores convencionais, esses novos componentes permitem uma densidade de energia muito maior (4,5 Wh/Kg), junto com uma alta densidade de potência (cerca de 3500 W/Kg) (Rufer e Barrade, 2002; Casadei et al., 2002).

A Fig. 5.16 mostra a simulação do comportamento do MD para um degrau de carga resistiva, com potência de 100 % da potência do gerador (2200 W). Utiliza-se  $C_{cc}$  = 42 mF e realiza-se sintonia fina do controlador PID tomando como base à Tabela 5.3 (40 mF). Após a conexão da carga verifica-se que  $V_{cc}$  sofre um afundamento inicial. O controlador acelera a máquina primária de forma a estabelecer o escorregamento adequado do GI para gerar a potência necessária para a carga. A tensão  $V_{cc}$  recupera então o seu valor original. A desconexão da carga causa a elevação da tensão  $V_{cc}$ , que retorna a ser valor de regime após alguns instantes.



Figura 5.16 – Simulação de transitório de carga de 2200 W.  $C_{cc}$  = 42 mF. Controlador PID com sintonia fina (K<sub>p</sub> = 25; K<sub>i</sub> = 40; K<sub>d</sub> = 2,5; T<sub>n</sub> = 100).

# 5.7 Identificação Experimental dos Parâmetros para Sintonia do Controlador PID

Para se evitar a possibilidade de oscilações perigosas decorrentes do uso do método das oscilações mantidas, optou-se por obter os parâmetros da montagem experimental utilizando o Método da Curva de Reação, descrito em 5.4.2.

O diagrama esquemático da montagem experimental é o ilustrado na Fig. 5.1. O objetivo é determinar os parâmetros de sintonia tendo  $C_{cc} = 10$  mF no elo CC. Esse é o valor máximo disponível no Laboratório para capacitores com tensão nominal de 350 V.

Em malha aberta, com o inversor regulando a freqüência, é aplicado um degrau na referência. As formas de onda do degrau e da tensão no elo CC,  $V_{cc}$ , são mostradas nas figuras 5.17 e 5.17a.

Obtém-se

d = 0,5 s & T = 2,2 s

De acordo com Tabela 5.1, tem-se

$$K_p = 1, 2 \times \frac{2, 2}{0, 5} \implies K_p = 5, 28$$
$$K_i = \frac{5, 28}{2 \times 0, 5} \implies K_i = 5, 28$$

 $K_d = 5,28(0,5\times0,5) \implies K_d = 1,32$ 



Figura 5.17 - Resposta da tensão  $V_{cc}$  (Ch2) a um degrau na referência  $V_{ref}$ (Ch1).



Figura 5.17a - Detalhe da Fig. 5.17.

## 5.8 Análise das Respostas para Variações da Carga CA

Utilizando o sistema apresentado na Fig. 5.1, com  $C_{cc} = 10$  mF e a sintonia do controlador PID apresentada na Seção 5.7, investiga-se o comportamento do sistema sob o efeito de diversas perturbações. Como carga foi utilizado um banco trifásico de resistências (potência variável). Resultados de simulação mostraram que para  $C_{cc} = 10$  mF e afundamento máximo de tensão de cerca de 10 % ( $V_{cc} = 290$  V), o degrau máximo de carga não poderia ser superior a 400 W. A Fig. 5.18 mostra que para um degrau de 200W a sintonia do PID de acordo com item 5.7 é adequada.

Pode-se também verificar na Fig. 5.18 a atuação do circuito limitador dissipativo (Cap. 4) na ocorrência de *sobre-elevação* (*overshoot*) de  $V_{cc}$ . Nesta ação de controle,  $V_{cc}$  é comparado com um valor de referência e o sinal resultante desta comparação determina o estado da chave. A largura da banda de histerese foi ajustada de forma que a tensão  $V_{cc}$  não ultrapasse o limite de 325V.

As regras de ZN normalmente são um ponto de partida para a sintonia fina do controlador. Alguns destes ajustes finos são apresentados a seguir. Para perturbações mais longas, como entradas e saídas de carga, o efeito da ação derivativa é fornecer uma sobre-correção transitória, reduzindo a variação da variável controlada. A ausência da ação derivativa ocasiona então um maior afundamento de tensão, como mostrado na Fig 5.19. Por outro lado, um valor maior de  $K_d$  causa uma maior sobre-correção transitória, reduzindo bastante o valor do afundamento, como mostrado na Fig. 5.20.



Figura 5.18 - Transitório de carga de 200 W: (1) Corrente de linha na carga (1A/div.) e (2) Tensão  $V_{cc}$  (50 V/div.). Sintonia do PID de acordo com o 1° Método de ZN  $(K_p = 5,28; K_i = 5,28; K_d = 1,32).$ 



Figura 5.19 - Transitório de carga de 200 W e sintonia do PID anterior, sem ação derivativa ( $K_p = 5,28$ ;  $K_i = 5,28$ ;  $K_d = 0$ ): (1) Corrente de linha na carga (1A/div.) e (2) Tensão  $V_{cc}$  (50 V/div.).



Figura 5.20 - Transitório de carga de 200 W e ajuste do PID com  $K_d$  aumentado ( $K_p = 5,28$ ;  $K_i = 5,28$ ;  $K_d = 5,28$ ): (1) Corrente de linha na carga (1A/div.) e (2) Tensão  $V_{cc}$  (50 V/div.).

Para um degrau de carga de 500 W, portanto superior ao limite estabelecido por simulação mostrado na Fig. 5.12, a combinação capacitância de 10 mF no elo CC e sintonia do controlador PID de acordo com a Seção 5.7 mostra-se inadequada, com afundamento superior a 10 %, como mostrado na Fig.5.21. Para os mesmos 500 W e sem ação derivativa ( $K_d = 0$ ), o afundamento é maior como mostrado na Fig. 5.22.



Figura 5.21 - Transitório de carga de 500 W: (1) Corrente de linha na carga (1A/div.) e (2) Tensão  $V_{cc}$  (50 V/div.). Sintonia do PID de acordo com o 1° Método de ZN.

 $(K_p = 5,28; K_i = 5,28; K_d = 1,32).$ 



Figura 5.22 - Transitório de carga de 500 W e sintonia do PID anterior, sem ação derivativa ( $K_p = 5,28$ ;  $K_i = 5,28$ ;  $K_d = 0$ ): (1) Corrente de linha na carga (1A/div.) e (2) Tensão  $V_{cc}$  (50 V/div.).

Um aumento da ação derivativa ( $K_d$ : 1,26  $\rightarrow$  3,63), como mostrado na Fig. 5.23, minimiza o afundamento de  $V_{cc}$ , porém permanece maior que 10 %. O aumento exagerado da ação derivativa ( $K_d = 5,28$ ) ocasiona oscilações, sem limitar o afundamento a 10 %, o que é mostrado na Fig. 5.24.



Figura 5.23 - Transitório de carga de 500 W: (1) Corrente de linha na carga (1A/div.) e (2) Tensão  $V_{cc}$  (50 V/div.). Sintonia do PID com aumento moderado da ação derivativa.

 $(K_p = 5,28; K_i = 5,28; K_d = 3,63).$ 



Figura 5.24 - Transitório de carga de 500 W: (1) Corrente de linha na carga (1A/div.) e (2) Tensão  $V_{cc}$  (50 V/div.). Sintonia do PID com aumento exagerado da ação derivativa  $(K_p = 5,28; K_i = 5,28; K_d = 5,28).$ 

Voltando ao aumento moderado da ação derivativa ( $K_d = 3,63$ ) e acrescentando ganho proporcional, não obtém-se melhor resposta quanto ao afundamento de  $V_{cc}$  e perde-se em regulação,

como mostrado na Fig 5.25. O aumento da ação integral ( $K_i$ : 5,28  $\rightarrow$  8,33) diminui o tempo para eliminação do erro sem interferir na resposta quanto ao afundamento de  $V_{cc}$  (Fig. 5.26).



Figura 5.25 - Transitório de carga de 500 W: (1) Corrente de linha na carga (1A/div.) e (2) Tensão  $V_{cc}$  (50 V/div.). Sintonia do PID com aumento moderado das ações proporcional e derivativa.

$$(K_p > 5,28; K_i = 5,28; K_d = 3,63).$$



Figura 5.26 - Transitório de carga de 500 W: (1) Corrente de linha na carga (1A/div.) e (2) Tensão  $V_{cc}$  (50 V/div.). Sintonia do PID com aumento moderado das ações integral e derivativa.

$$(K_p = 5,28; K_i = 8,33; K_d = 3,63).$$

A Fig. 5.27 mostra que, para capacitância de 10 mF no elo CC e sintonia fina do controlador PID tomando como base o ajuste obtido no item 5.7, consegue-se aplicar um degrau de 400 W e obter um afundamento de tensão dentro do limite de 10%, como previsto na simulação. Um controle adequado também é obtido quando se aplica um degrau de 200 W no sistema operando com 200 W de carga, o que é mostrado na Fig. 5.28.

Na Fig. 5.29, quando se aplica 200 W no sistema que já operava com 500 W de carga, observa-se uma menor amplitude do afundamento de  $V_{cc}$  comparado com o mostrado na Fig. 5.28 (200 + 200 W), o que está relacionado à característica não-linear do ganho do conversor CA/CC que alimenta o MCC.

Esse comportamento é destacado na aplicação de 500 W no sistema que já estava operando com 500 W, como mostrado na Fig. 5.30. Nota-se que o sistema foi capaz de suportar a variação de carga com uma redução de tensão de 8 %, contra os 13 % obtidos na Fig. 5.26.



Figura 5.27 - Transitório de carga de 400 W: (1) Corrente de linha na carga (1A/div.) e (2) Tensão  $V_{cc}$  (50 V/div.). Sintonia fina do PID com aumento moderado das ações integral e derivativa

$$(K_p = 5,28; K_i = 8,33; K_d = 3,63).$$



Figura 5.28 – Sistema operando com 200 W e carga adicional de 200 W: (1) Corrente de linha na carga (1A/div.) e (2) Tensão  $V_{cc}$  (50 V/div.). Sintonia do PID de acordo com o 1° Método de ZN  $(K_p = 5,28; K_i = 5,28; K_d = 1,32).$ 



Figura 5.29 - Sistema operando com 500 W e carga adicional de 200 W: (1) Corrente de linha na carga (1A/div.) e (2) Tensão  $V_{cc}$  (50 V/div.). Sintonia do PID de acordo com o 1° Método de ZN  $(K_p = 5,28; K_i = 5,28; K_d = 1,32).$ 



Figura 5.30 – Sistema operando com 500 W e carga adicional de 500 W: (1) Corrente de linha na carga (2A/div.) e (2) Tensão  $V_{cc}$  (50 V/div.). Sintonia do PID de acordo com o 1° Método de ZN  $(K_p = 5,28; K_i = 5,28; K_d = 1,32).$ 

Na Fig. 5.31, observando-se o regime permanente posterior à conexão de 1000 W, mesmo com capacitância no elo CC insuficiente (10 mF) e sintonia do PID não apropriada, verifica-se que a estratégia de controle é capaz de recuperar tensão no elo CC.



Figura 5.31 - Transitório de carga de 1000 W: (1) Corrente de linha na carga (2A/div.) e (2) Tensão  $V_{cc}$  (50 V/div.). Sintonia do PID de acordo com o 1° Método de ZN  $(K_p = 5,28; K_i = 5,28; K_d = 1,32).$ 

A Fig 5.32 mostra a tensão no lado CA do barramento para aplicação de 1000 W. Do lado CA o afundamento de tensão é menor do que o que se verifica no lado CC. A razão é que a tensão CA depende tanto da tensão gerada pelo GI quanto pelo inversor, sendo a resultante no barramento CA dependente das impedâncias que ligam ambas as fontes a este ponto. Dado que a tensão do GI não sofre variações bruscas, apesar da impedância que o conecta ao barramento CA ser maior do que a que interliga o inversor, há um efeito de estabilização da tensão CA, permitindo que  $V_{cc}$  possa variar um pouco acima de 10 %.



Figura 5.32 - Conexão de 1000 W: Tensão terminal do GI (50 V/div). Sintonia do PID de acordo com o 1° Método de ZN: ( $K_p = 5,28$ ;  $K_i = 5,28$ ;  $K_d = 1,32$ ).

Realizou-se a partida direta de um motor de indução trifásico e potência nominal de 1/3 cv, a qual se encontra dentro da faixa de potências apropriadas para a condição de 10 mF no elo CC e ajuste do PID. A Fig. 5.33 apresenta os registros da tensão no elo CC e da corrente do motor. Como nos casos anteriores, parte da energia armazenada em  $C_{cc}$  é utilizada na partida do motor, ocasionando a redução da tensão no elo CC, a qual é adequadamente corrigida.

Mesmo com o consumo de potência reativa pelo motor, a tensão CA se mantém regulada, indicando que o sistema é capaz de fornecer a potência reativa através do inversor, e não do GI.



Figura 5.33 – Partida direta de motor de indução de 0,33 cv: (1) Corrente de linha na carga (2A/div.) e (2) Tensão  $V_{cc}$  (50 V/div.). Sintonia do PID de acordo com o 1° Método de ZN  $(K_p = 5,28; K_i = 5,28; K_d = 1,32).$ 

# 5.9 Análise das Formas de Onda das Tensões e Correntes.

Para o sistema operando com carga resistiva de 250 W foram registradas as formas de onda da tensão terminal de linha do GI e a corrente do inversor, as quais são mostradas na Fig 5.34. Podese observar a forma de onda senoidal nos terminais do GI graças à atuação do filtro  $L_{f}$ - $C_{ca}$ . Nos resultados mostrados nesta seção o inversor utilizava uma freqüência de comutação de 7,2 kHz.



Figura 5.34 – Formas de Onda: (1) corrente do inversor (2A/div.) e (2) tensão terminal de linha do GI (200 V/div.).

A tensão terminal do GI, com carga de 250 W, e a respectiva análise espectral são mostradas na Fig. 5.35. Nota-se a quinta harmônica com um valor em torno de 2 % da fundamental.

Observa-se também a presença de uma componente de terceira harmônica, que não existiria em um sistema simétrico equilibrado. Para compreender sua presença, a Fig. 5.36 apresenta as formas de ondas das três tensões de linha do GI, funcionando isolado (não associado ao inversor) e sem carga. Pode-se verificar que o desequilíbrio entre as tensões é introduzido pelo próprio GI, causando a presença da terceira harmônica.



Figura 5.35 – Operação em regime com carga de 250 W: (M2) análise espectral (20dB/div.) e (2) tensão terminal de linha do GI (200 V/div.).

A análise espectral da corrente do inversor em baixa freqüência é mostrada na Fig. 5.37. Observam-se componentes significativas de quinta e sétima harmônicas, associadas ao processo de manutenção da tensão CC (compensação das perdas do inversor). A origem da terceira harmônica já foi explanada. A análise espectral em alta freqüência é mostrada na Fig. 5.38, destacando-se as componentes de chaveamento. Ambas as figuras foram obtidas com carga de 240 W.



Figura 5.36 – Formas de onda das tensões de linha do GI operando em vazio e não associado ao inversor. Vert.: 100V/div. e Horiz.: 2ms/div.



Figura 5.37 – Operação em regime com carga de 250 W: (1) corrente do inversor (1A/div.) e (M2) análise espectral em baixa freqüência (20dB/div.).



Figura 5.38 – Operação em regime com carga de 250 W: (1) corrente do inversor (1A/div.) e (M2) análise espectral em alta freqüência (20dB/div.).

Nas Figuras 5.39 e 5.40 são mostrados resultados no transitório para degrau de carga de 200 W no sistema que já operava com 50 W de carga. Pode-se constatar pelos valores medidos do período da tensão de linha do GI, no primeiro ciclo após o degrau de carga, que a freqüência da tensão de linha do GI permanece igual a 60 Hz, valor este imposto pelo inversor. Ou seja, mesmo quando se aplica uma variação de carga o sistema com GI e inversor é capaz de manter a freqüência da tensão.



Figura 5.39 – Transitório de carga de 200 W: (1) corrente de linha da carga (1A/div.) e (2) tensão de linha do GI (200V/div.).


Figura 5.40 – Detalhe da figura 5.39 - transitório de carga de 200 W: (1) corrente de linha da carga (1A/div.) e (2) tensão de linha do GI (200V/div.).

As Figuras 5.41 e 5.42 apresentam o comportamento da corrente do inversor durante um transitório de carga de 500 W. Na Fig. 5.41, quando da aplicação do degrau de carga, a partir da energia armazenada nos capacitores do elo CC, a corrente no inversor cresce para atender a repentina solicitação de potência. A Fig. 5.42 mostra que após a atuação do controlador de velocidade a corrente do inversor não retorna plenamente ao seu valor original. O aumento de carga (mesmo que seja de potência ativa) move o GI ao longo de sua curva de magnetização. Os reativos adicionais são então fornecidos pelo inversor.



Figura 5.41 – Transitório de carga de 500 W: (1) corrente no inversor (1A/div.) e (2) tensão de linha do GI (200V/div.).



Figura 5.42 – Operação em regime com carga de 550 W: (1) corrente no inversor (1A/div.) e (2) tensão terminal de linha do GI (200 V/div.).

Na Fig. 5.43 é apresentado o comportamento da freqüência quando é aplicada uma carga não-linear, constituída por uma ponte retificadora trifásica alimentando uma carga resistiva CC de aproximadamente 400 W, sem indutância de alisamento.



Figura 5.43 – Carga não-linear (GI alimentando retificador trifásico): (1) corrente de linha na carga não-linear (1A/div.) e (2) tensão terminal de linha do GI (200 V/div.).

Verifica-se também nesta situação que a freqüência não varia. Há um ligeiro aumento na distorção da tensão devido à circulação de componentes harmônicos da corrente. No entanto a distorção permanece abaixo de limites estabelecidos em normas como a IEEE 519.

## 5.10. Considerações finais

Neste capítulo foram apresentados resultados de simulação e experimentais de um sistema isolado para geração de energia elétrica, baseado em gerador de indução trifásico com rotor tipo gaiola com velocidade controlada e associado a um inversor PWM para fins de estabilização de amplitude e freqüência da tensão gerada.

O sistema estudado empregou o compensador PID na implementação da malha de realimentação da tensão  $V_{cc}$ . A partir do ajuste do Controlador PID pelo Primeiro Método de Ziegler e Nichols investigou-se diversas alternativas de sintonia fina do controlador para situações com diferentes degraus de carga. O controle empregado foi capaz de atuar satisfatoriamente tanto em regime quanto em situações de transitórios, corrigindo a tensão no barramento CC e controlando o fluxo de potência ativa no sistema.

Verificou-se que, para uma dada potência e usando o ajuste correto, o afundamento da tensão  $V_{cc}$  é inversamente proporcional à capacitância. Deste modo, é necessário um valor muito grande de capacitância à medida que a potência da carga aumenta.

São apresentadas formas de onda, com cargas lineares e não-lineares, que mostram que a tensão terminal de linha do GI é senoidal e que durante transitórios de carga a sua freqüência não varia.

## CAPÍTULO 6

## CONCLUSÃO

Se o uso de um inversor PWM associado a um gerador assíncrono já fora identificado como uma alternativa viável para a realização de um sistema com tensão e freqüência estabilizadas, o que ainda não fora explicitado eram procedimentos para o dimensionamento do sistema, incluindo os reguladores necessários para um sistema com controle de potência de entrada na máquina primária. Desta forma esta tese procurou estabelecer um método de projeto das malhas de controle que minimiza a necessidade de armazenamento de energia no barramento CC, com garantia de manutenção da qualidade da energia fornecida, mesmo nos mais severos transitórios de carga. Dada a complexidade do sistema completo, este método baseou-se em simulações dos modelos de seus diversos componentes. Os resultados obtidos experimentalmente indicam a adequação dos métodos empregados.

O uso de capacitores eletrolíticos no barramento CC do inversor somente será viável caso a resposta da máquina primária seja consideravelmente mais rápida do que a apresentada tipicamente por motores Diesel, uma vez que a capacidade exigida para potências na ordem de dezenas de kW tornar-se-ia proibitiva. Outras máquinas de combustão interna, como as de ciclo Oto, por permitirem um controle mais rápido da potência de entrada pela alteração da mistura do combustível com o ar devem ser estudadas. Outra opção é o emprego de armazenadores de energia de outro tipo, como os supercapacitores que, apesar do custo, podem ser uma solução viável em potências elevadas, quando o custo do conjunto gerador cresce.

A proposta busca aproveitar as conhecidas vantagens da máquina de indução com rotor tipo gaiola, tais como os baixos custos inicial e operacional; a ampla escala de produção, por ser esta a máquina mais usada na indústria; sua simplicidade construtiva e baixa freqüência de manutenção. Adicione-se a isto, as sucessivas reduções de custos, aumento da confiabilidade e elevação da potência nominal, em freqüências de chaveamento cada vez mais elevadas, sentidas pelos conversores PWM de tensão.

No início do trabalho realizou-se uma abordagem de conceitos relevantes referentes ao motor de combustão interna do tipo diesel e aos dispositivos responsáveis pela sua regulação de velocidade. Essas informações são importantes para situar o leitor frente aos modelos e resultados apresentados na seqüência do texto.

Os motores diesel continuam evoluindo na busca de melhores eficiências e uso de combustíveis alternativos mais econômicos. O uso destas máquinas em aplicações estacionárias de geração elétrica em instalações industriais, comerciais e até mesmo residenciais (condomínios) têm apresentado competitividade em relação ao nível de tarifas praticado em cada segmento. Além disso, a geração elétrica com MD apresenta modularidade, custo de implantação praticamente constante com a capacidade, e sobretudo flexibilidade, redundando em aplicações interessantes na geração isolada ou até mesmo no sistema interligado.

Em conseqüência, sistemas de produção autônoma de energia elétrica (grupos geradores) compostos por geradores síncronos acionados por motor diesel são usados em inúmeras aplicações: localidades que não possuem abastecimento elétrico, instalações onde o abastecimento elétrico não é suficiente para a demanda de energia, fábricas que precisam fugir das sobretaxas em horários de pico de consumo, sistemas de alta disponibilidade onde a energia precisa estar sempre disponível, como em salas de cirurgia, alimentação de elevadores em condomínios e muitas outras.

A seguir (Capítulo3) foi abordada a emulação do comportamento dinâmico do motor diesel por meio de um motor de corrente contínua acionado por conversor eletrônico. Essa etapa fez-se necessária para viabilizar estudos experimentais, em laboratório, com uma máquina primária, cuja resposta dinâmica exigisse que mais energia fosse acumulada no elo CC.

A partir dos modelos e funções de transferências dos motores, encontraram-se modelos correspondentes de ordem reduzida e se obtiveram os filtros que devem ser utilizados para alcançar o casamento dos modelos, para que se produza enfim a resposta equivalente à que seria obtida com o uso do próprio motor diesel. Resultados de simulação e experimentais apresentados comprovam a viabilidade do emprego da configuração obtida no estudo experimental do gerador de indução com velocidade controlada e associado a um inversor PWM para fins de estabilização de amplitude e freqüência da tensão.

Na seqüência (Capítulo 4) apresentou-se os modelos para simulação e determinação dos parâmetros dos elementos principais do sistema baseado no GI. Realizou-se uma revisão do modelo em regime permanente e do modelo dinâmico da máquina de indução, com enfoque na operação como gerador. À medida que foram apresentados os conceitos também foram calculados os parâmetros específicos para o sistema em estudo tais como a capacitância de excitação e a indutância do filtro  $L_f$ - $C_{ca}$ .

Os outros elementos do sistema baseado no GI examinados foram o inversor PWM de tensão e o balanço de potência. O inversor é o dispositivo responsável por fixar a freqüência

130

síncrona nos terminais do gerador de indução isolado, desempenhando papel equivalente à rede da concessionária no caso da operação interligada. Permite também o fluxo bidirecional de potência entre os lados CA e CC do sistema, atuando como compensador de reativos para a carga CA; torna possível a regulação da tensão terminal do gerador de indução, a partir da regulação da tensão no lado CC e aumenta a robustez do sistema frente a transitórios elétricos na carga, em razão da reserva de energia acumulada no capacitor do elo CC do sistema.

A capacidade de  $V_{cc}$  em diagnosticar o balanço de potência do sistema, torna-o um parâmetro adequado a ser controlado pelo regulador de velocidade. Logo,  $V_{cc}$  é amostrado, comparado com um valor estabelecido de referência para a tensão CC, e o erro produzido na comparação é ajustado por um controlador, a fim de produzir uma referência de velocidade adequada à necessidade de potência do sistema. O regulador de velocidade opera, então, com objetivo de produzir tensão  $V_{cc}$  constante.

Desprezando-se as perdas no sistema, ocorre o balanço de potência no sistema quando a potência gerada é igual à potência solicitada pela carga. Durante a ocorrência de transitórios de cargas, o elevado valor do capacitor  $C_{cc}$  possibilita suprir o sistema ou armazenar energia, minimizando as variações em  $V_{cc}$ .

Com a finalidade de produzir uma referência de velocidade adequada à necessidade de potencia do sistema estudou-se a utilização do controlador Proporcional Integral Derivativo (PID). O controle PID é a estratégia utilizada na maioria dos controladores industriais, devido a características como simplicidade, robustez, aplicabilidade geral à maioria dos sistemas de controle e bom desempenho. No decorrer do texto foram apresentados os fundamentos dessa estratégia de controle e investigada a sua sintonia por meio das regras de Ziegler e Nichols. Para facilitar a sintonia fina no local de uso, a implementação analógica do controlador previu ajustes independentes para cada um dos seus parâmetros.

Para avaliar-se a relação entre o afundamento de tensão na conexão de cargas com a capacitância no elo CC e a dinâmica do sistema simularam-se várias possibilidades de cargas e capacitâncias. Nesta simulação, o modelo usado para a máquina primária foi o modelo do motor diesel. O primeiro passo foi a determinação, por meio do Segundo Método de Ziegler-Nichols, da sintonia do controlador PID para um determinado valor de  $C_{cc}$ . A variação do valor do degrau de carga permitiu verificar que para uma dada potência de carga e usando o ajuste correto o afundamento da tensão é inversamente proporcional à capacitância.

O supercapacitor, uma inovação no campo do armazenamento de energia elétrica e já disponível comercialmente, poderia ser usado nesta aplicação para armazenar uma grande quantidade de energia, permitindo a sistemas deste tipo serem expandidos para algumas dezenas de kVA. Atualmente o custo de tais dispositivos é muito elevado para um sistema que se pretende de baixo custo, no entanto, como é típico dos produtos eletro-eletrônicos, a escala de produção é um dos principais fatores de custo, o que significa que um aumento na demanda por supercapacitores deverá trazer uma redução importante de seu preço.

Na montagem experimental foi empregado um MCC associado aos filtros (determinados no Capítulo 3) que permitiram obter um comportamento dinâmico semelhante ao MD. Os resultados experimentais mostraram a viabilidade da realização da estratégia de controle proposta para uma situação em que a resposta dinâmica da máquina primária é bem mais lenta do que o restante do sistema.

Em vista da existência na montagem experimental de comportamentos não-lineares, tais como o do retificador que alimenta o motor CC, e não previstos no modelo para simulação obteve-se a determinação dos parâmetros de sintonia do controlador diretamente no local de uso.

Para uma capacitância de 10 mF no elo CC, e tendo como ajuste inicial de sintonia do controlador os valores calculados pelo Primeiro Método, investigaram-se vários transitórios de carga de diferentes amplitudes com diferentes ajustes do controlador. Com ajuste correto o controle empregado foi capaz de atuar satisfatoriamente tanto em regime quanto em situações de transitórios, corrigindo a tensão no barramento CC e controlando o fluxo de potência no sistema.

A diferença entre a amplitude da tensão no lado CC e a tensão terminal do gerador é a queda de tensão na indutância do filtro que conecta o inversor ao gerador de indução e a queda nas chaves do inversor. O afundamento percentual no lado CC é maior, permitindo que  $V_{cc}$  possa variar um pouco acima de 10 % e mesmo assim podendo-se obter, do lado CA do barramento, afundamento de tensão abaixo dos 10 %.

A robustez da estratégia de controle foi confirmada experimentalmente, por meio da realização de degraus de carga com valores de potências acima do valor correspondente de capacitância no elo CC (10 mF), e também por meio da partida direta de motor de indução, cuja potência, neste caso, estava dentro da faixa de potências apropriadas para a condição de 10 mF no elo CC e ajuste do PID.

Foram apresentadas formas de onda, com cargas lineares e não-lineares, que mostraram que a tensão terminal de linha do GI é senoidal e que durante transitórios de carga a sua freqüência não varia. Mesmo suprindo cargas não lineares a forma de onda da tensão terminal do gerador não foi significativamente alterada. Assim, o filtro de segunda ordem, composto pelo indutor e o banco de capacitores de magnetização do gerador, mostrou experimentalmente ser capaz de garantir forma de onda senoidal nos terminais do gerador, com níveis de distorção harmônica total compatíveis com os da concessionária de energia elétrica.

O sistema estudado empregou um controlador PID (analógico) na implementação da malha de realimentação da tensão  $V_{cc}$ .

Sugestões para trabalhos futuros podem incluir a investigação de outras alternativas de compensação (analógicas ou digitais), com as finalidades de melhorar o seguimento da referência e/ou a rejeição de perturbações, melhorar a resposta transitória ou estabilidade relativa do sistema e de otimizar a seleção do valor do capacitor  $C_{cc}$ ; a implementação do sistema tendo um motor a combustão interna como máquina primária; a análise de desequilíbrios na tensão gerada e a possibilidade de compensação pelo inversor; a minimização dos transitórios de partida do inversor.

## **REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS**

- Al-Bahrani, A. H., Malik, N. H. Steady State Analysis and Performance Characteristics of a Threephase Induction Generator Self-excited with a Single Capacitor. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 5, No. 4, p. 725-732, Dez. 1990.
- Al Jabri, A. K., Alolah, A. I. Limits on the Performance of the Three-phase Self-excited Induction Generator. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 5, No. 2, p.350-356, June 1990.
- Arrillaga, J., Watson, D. B. Static Power Conversion from Self-excited Induction Generators. *IEE Proceedings*, Vol. 125, No. 8, p. 743-746, 1978.
- Aström, K. J. e T. Hägglund. *Automatic Tuning of PID Controllers*, Instrument Society of America, 1988.
- Barkle, J. E., Ferguson, E. W. Induction Generator Theory and Applications. *AIEE Transactions*, Vol 73, p. 12-19, Feb. 1954.
- Bassett, D. E. e Potter, M. F. Capacitive Excitation for Induction Generators, *AIEE Transactions*, Vol. 54, pp. 540-543, 1935.
- Casadei, D. Grandi, G. E Rossi, C. A Supercapacitor-Based Power Conditioning System for Power Quality Improvement and Uninterruptible Power Supply. *International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 1247–1252, 2002.
- Chen, C. T. (1999) Linear System Theory and Design, EUA, Oxford University Press.
- Choi, S. S., Larkin, R. Performance of an autonomous diesel-wind turbine power system. Electric Power Systems Research, pp. 87-99, 1995
- Cornell, E. P. e Lipo, T. A. "Modeling and Design of Controlled Current Induction Motor Drive Systems", IEEE Trans. on Ind. Application, Vol. IA-13, no 4, July/August. 1977, pp. 321-330,1977.
- Cominos, P. e Munro, N. PID Controllers: recent tuning methods and design to specification. *IEE Proceedings Control Theory Appl.*, Vol. 149, No. 1, Jan. 2002.
- Domschke, A. G. e Garcia, O. *Motores de Combustão Interna*. São Paulo: Dep. De Eng. Mecânica, Escola Politécnica da USP, 1968.
- Domschke, A. G., Negri, J. C. e Barillari, S. N. Geração Termoelétrica a Partir de Motores de Combustão Interna. XIV Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia elétrica (XVI SNPTEE). Campinas – SP. 21 a 26 de Outubro de 2001.

- Doyle, J. C., Francis, B.A., Tannenbaum, A. R. (1992) *Feedback Control Theory*, Macmillam, New York.
- Ekanayake, J. B. Induction Generators for Small Hydro Schemes. *Power Engineering Journal*, Vol. 16, No. 2, pp. 61–67, 2002.
- Farret, F. A. (1999). Aproveitamento de Pequenas Fontes de Energia Elétrica. Santa Maria: Ed. da UFSM. 245p.
- Franklin, G. F., Powell, J.D., Emami-Naeini, A. (1994) *Feedback Control of Dynamics Systems 3<sup>rd</sup> ed.*, Addison Wesley.
- Gant, G. C. (1984) *The Governing of Diesel Engines*. In: Haddad, S. e Watson, N. *Principles and Performance in Diesel Engineering*, EUA: Ellis Horwood Series Engineering Science.
- Guzzella, L., Amstutz, A. () Control of Diesel Engines. *IEEE Control Systems Magazine*, v.18, n.5, pp. 53-71, 1998.
- Haddad, J., Martins, A. R. S. e Marques, M. Conservação de Energia: Eficiência Energética de Instalações e Equipamentos. – Itajubá, MG: FUPAI, 2001.
- Haddad, S., Watson, N. Principles and Performance in Diesel Engineering, Ellis Horwood Series Engineering Science, EUA, pp. 82-83, 1984.
- Heywood, J. BInternal Combustion Engine Fundamentals, EUA, McGraw-Hill Book Co., 1988.
- Jacobina, C.B.; da Silva, E.R.C.; Lima, A.M.N.; Ribeiro, R.L.A. Induction Generator Static Systems with a Reduced Number of Components. Thirty-First IAS Annual Industry Applications Conference, Vol.1. pp. 432 –439, 1996
- Karshenas, H.R.; Abdolahi, A. Analysis of a Voltage Regulator for Self-excited Induction Generator Employing Current-Type Static Compensator. Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, Vol. 2, pp. 1053 –105, 2001
- Krause, P. C., Wasynczuk, O. e Sudhoff, S. D. Analysis of Electric Machinery, McGraw-Hill Book Co., 1a edition, 1986.
- Krause, P. C. e Thomas, C. H. Simualtion of Symmetrical Induction Machinery, *IEEE Trans. On Power Apparutus and Systems*, Vol. PAS-84, No 11, pp. 1038-1053, Nov. 1965.
- Kuo, S.-C.; Wang, L. Analysis of Voltage Control for a Self-excited Induction Generator using a Current-Controlled Voltage Source Inverter (CC-VSI). *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, Vol. 148, No. 5, Set. 2001.
- Leidhold, R.; Garcia, G. Variable Speed Field-Oriented Controlled Induction Generator. Thirty-Third IAS Annual Industry Applications Conference. Vol. pp. 540–546, 1998.

- Malik, N. H., Haque, S. E. Steady State Analysis and Performance of an Isolated Self-excited Induction Generator. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. EC-1, No. 3, p. 134-140, Set. 1986.
- Marra, E.G.; Pomilio, J.A. Induction-Generator-Based System Providing Regulated Voltage With Constant Frequency. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 47, No. 4, pp. 908 – 914, Ago. 2000.
- Martins de Carvalho, J. L Sistemas de Controle Automático, LTC Editora, Rio de Janeiro, 2000.
- Milmann, J., Halkias, C. C. *Eletrônica: Dispositivos e Circuitos*, Vol. 2, Brasil, McGraw-Hill do Brasil, pp. 615-616, 1981.
- Murthy, S. S., Malik, O. P., Tandon, A.K. Analysis of Self-Excited Induction Generators. *IEE Proceedings*, Vol. 129, Pt. C, No. 6, p. 8-16, Nov. 1982.
- Novotny, D. W. e Lipo T. A. Vector Control and Dynamics of AC Drives. Claredon Press. Oxford, 1996.
- Ogata, K. Engenharia de Controle Moderno 3<sup>a</sup> edição, LTC Livros Técnicos e Científicos Editora S.A., 2000.
- Ong, Che Mon Dynamic Simulation of Electric Machinery Using Matlab/Simulink. Prentice Hall PTR, New Jersey, EUA, 1997.
- Pereira<sup>1</sup>, V. M., Pomilio, J. A. e Ferreira, P. A. V. Induction Generator Driven by Internal Combustion Engine with Voltage and Frequency Regulation. *Proc. of 2002 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (IEEE-ISIE'2002)*, L'Aquila, Itália, pp 834-839, 2002.
- Pereira<sup>2</sup>, V. M., Pomilio, J. A. e Ferreira, P. A. V. Experimental Setup for Autonomous Induction Generator System with Voltage and Frequency Regulation Studies. *Proc. of 2002 WSEAS International Conference on System Science, Applied Mathematics & Computer Science and Power Engineering Systems*, Rio de Janeiro, Brasil, 2002.
- Pereira<sup>3</sup>, V. M., Pomilio, J. A. e Ferreira, P. A. V. Determinação e Implementação de Filtros para Casamento de Modelos de Motores CC e Diesel, *Anais do XIV Congresso Brasileiro de Automática - CBA 2002.* Natal (RN), Brasil, pp. 3217 – 3222, 2002.
- Pereira, V. M. e Pomilio, J. A., Frequency and Voltage Regulation of Induction Generator Driven by Internal Combustion Engine. Anais do VI Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência -COBEP'2001. Florianópolis (SC), Brasil, 729-734, 2001.

- Rahman, M.A.; Osheiba, A.M.; Radwan, T.S. e Abdin, E.S. Modelling and Controller Design of an Isolated Diesel Engine Permanent Magnet Synchronous Generator. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, EUA, **11**(2):324-330, 1996.
- Raina, G., Malik, O. P. Wind Energy Conversion Using a Self-excited Induction Generator. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-102, No. 12, p. 3933-3936, Dec. 1983.
- Rashid, M. H. Eletrônica de Potência: Circuitos, Dispositivos e Aplicações, Makron Books do Brasil Editora Ltda, São Paulo, 1999.
- Ribeiro, P. F., Johnson, B. K., Crow, M. L., Arsoy, A. e Liu, Y. Energy Storage Systems for Advanced Power Applications. *Proceedings of the IEEE*, Vol. 89. No. 12, pp. 1744-1756, Dez. 2001.
- Roy, S., Malik, O. P., Hope, G.S. An Adaptive Control Scheme for Speed Control of Diesel Driven Power-plants. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, EUA, 6(4):605-611, 1991.
- Roy, S., Malik, O. P., Hope, G.S. Adaptive Control of Speed And Equivalence Ratio Dynamics of a Diesel Driven Power-plants. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, 8(1):13-19, 1993.
- Rufer, A. e Barrade, P. A Supercapacitor-Based Energy-Storage System for Elevators With Soft Commutated Interface. *IEEE Trans. on Industry Aplications*, Vol. 38. No. 5, pp. 1151-1159, Set./Out. 2002.
- Salama, M.H.; Holmes, P.G. Transient and Steady-State Load Performance of A Stand-Alone Self-Excited Induction Generator. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, Vol. 143, No. 1, pp. 50–58, Jan. 1996.
- Sharaf, A. M., Abdin, E. S. A Digital Simulation Model for Wind-Diesel Conversion Scheme. *Proceedings of 21<sup>st</sup> Southeastern Symposium on System Theory*, EUA, pp. 160-166. 1989.
- Shridhar, L., Singh, B., Jha, C. S., Singh, B. P. Selection of Capacitors for The Self-regulated Short Shunt Self-excited Induction Generator. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 10, No. 1, p. 10-17, Mar. 1995.
- Singh, S. P., Singh, B., Jain, M. P. Performance Characteristics and Optimum Utilization of Cage Machine as Capacitor Excited Induction Generator. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 5, No. 4, p. 679-685, 1990.
- Sousa, G.C.D.; Martins, F.N.; Rey, J.P.; Bruinsma, J.A. An Autonomous Induction Generator System with Voltage Regulation. 4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Vol. 1, pp. 94-98. Out. 2001.

- Stavrakakis, G. S., Kariniotakis, G. N. A General Simulation Algorithm for the Accurate Assessment of Isolated Diesel – Wind Turbines Systems Interaction. Part I: A General Multimachine Power System Model. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, EUA, **10**(3):577-590, 1995.
- Szczesny, R. And Ronkowski, M. A New Equivalent Circuit Approach to Simulation of Converter -Induction Machine Associations. *Proceedings of the European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'91)*, pp. 4/356-4/361, Firenze, Italy, 1991.
- Voigt, K. U. A Control Scheme for a Dynamical Combustion Engine Test Stand. Proceedings of IEEE International Conference on Control 1991, Control '91, Vol. 2: pp. 938-943, 1991.
- Wagner, C. F. Self-Excitation of Induction Motors. *AIEE Transactions*, Vol 58, pp. 47-51, Fev. 1939.
- Wang, L. e Lee, Ching-Huei. "A Novel Analysis on The Performance of an Isolated Self-Excited Induction Generator". *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 12, No. 2, June 1997, pp. 109-117, 1997.
- Wang, L. e Su, Jian-Yi. "Dynamic Performances of an isolated Self-Excited Induction Generator under Various Loading Conditions". *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 14, No. 1, March 1999, pp. 93-100, 1999.
- Wang, L. e Lee, Ching-Huei Long-Shunt and Short-Shunt Connections on Dynamic Performance of a SEIG Feeding an Induction Motor Load. IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol. 15, No. 1, pp. 1-7, Mar. 2000
- Watson, D. B., Arrillaga, J., Densem, B. E. Controllable DC Power Supply from Wind-driven Selfexcited Induction Machines. *IEE Proceedings*, Vol. 126, No. 12, p. 1245-1248, Dez., 1979.
- Ziegler, J. G. e Nichols, N. B. Optimum Settings for Automatic Controllers, *Trans ASME*, Vol. 64, pp. 759-768, 1942.