

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

Jonas Roberto Tibola

**CONTROLE E SUPERVISÃO DE FONTE ININTERRUPTA
DE ENERGIA HÍBRIDA**

**Santa Maria, RS, Brasil
2017**

Jonas Roberto Tibola

**CONTROLE E SUPERVISÃO DE FONTE ININTERRUPTA DE
ENERGIA HÍBRIDA**

Tese apresentada ao Curso de Doutorado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM-RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Doutor em Engenharia Elétrica**.

Orientador: Prof. Ph.D. Humberto Pinheiro
Coorientador: Prof. D.Sc. Hilton Abílio Gründling

Santa Maria, RS, Brasil
2017

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Tibola, Jonas Roberto

Controle e Supervisão de Fonte Ininterrupta de Energia
Híbrida / Jonas Roberto Tibola - 2017

181 p.; 30 cm

Orientador: Humberto Pinheiro

Coorientador: Hilton Abílio Gründling

Tese (doutorado) – Universidade Federal de Santa Maria,
Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, RS, 2017

1. UPS híbrida 2. Grupo motor gerador 3. Geração em
velocidade variável 4. Regime Start-Stop 5. Conversor
retificador/inversor I. Pinheiro, Humberto . II. Gründling, Hilton
Abílio. III. Título.

© 2017

Todos os direitos autorais reservados a Jonas Roberto Tibola. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - Centro de Tecnologia - Av. Roraima, Nº 1000, Bairro Camobi, Santa Maria, RS, Brasil, CEP: 97105-900;

Endereço Eletrônico: jrtribola@gmail.com.

Jonas Roberto Tibola

**CONTROLE E SUPERVISÃO DE FONTE ININTERRUPTA DE
ENERGIA HÍBRIDA**

Tese apresentada ao Curso de Doutorado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM-RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Doutor em Engenharia Elétrica.**

Aprovado em 13 de Fevereiro de 2017:



Humberto Pinheiro, Ph.D.

(Presidente/Orientador)



Hilton Abílio Gründling, D.Sc. (UFSM)

(Coorientador)



Fábio Ecke Bisogno, Dr. (UFSM)



Paulo Romeu Moreira Machado, Dr. (UFSM)



Sérgio Vidal Garcia Oliveira, Dr. (FURB/UDESC)



Felipe Bovolini Grigoletto, Dr. (UNIPAMPA)

Santa Maria, RS, Brasil

2017

DEDICATÓRIA

Aos meus pais e a minha namorada, pelo apoio e confiança.

AGRADECIMENTOS

Meu sinceros agradecimentos a Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) e a Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) por propiciar a oportunidade de acesso ao curso de pós-graduação e pelo apoio financeiro.

Ao professor Humberto Pinheiro pela orientação e atenção recebida durante o desenvolvimento deste trabalho.

Ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC) e a Grupo de Pesquisa em Motores, Combustíveis e Emissões (GPMOT) por fornecer um ambiente e recursos de trabalho que foram essenciais ao desenvolvimento deste trabalho.

Aos colegas do GEPOC e GPMOT pelo companheirismo, auxílio técnico e troca de conhecimento imprescindível para a conclusão da Tese. Principalmente ao Rafael Lago Sari, Thompson Lanzasova, Celso Tischer, Jorge Rodrigo Massing, Cassio Luciano Baratieri, Luiz Antonio Maccari, pelas conversas, discussões o qual auxiliaram nas soluções dos diversos problemas e dúvidas, sejam elas ligadas diretas ou indiretamente à conclusão da Tese.

Ao Macklini Dalla Nora e Roberto Hausen, pelo auxílio imprescindível durante o desenvolvimento do grupo motor gerador sem o qual este projeto não seria concretizado.

À minha namorada Deise pelo apoio, carinho, compreensão e auxílio, principalmente nas estendidas horas de estudo.

À minha mãe e ao meu pai e ao meu irmão por me apoiarem incondicionalmente, sendo referências na minha vida.

*“A vida é igual andar de
bicicleta. Para manter o
equilíbrio é preciso se
manter em movimento
Albert Einstein”*

RESUMO

CONTROLE E SUPERVISÃO DE FONTE ININTERRUPTA DE ENERGIA HÍBRIDA

AUTOR: JONAS ROBERTO TIBOLA
ORIENTADOR: HUMBERTO PINHEIRO
COORIENTADOR: HILTON ABÍLIO GRÜNDLING

Este trabalho apresenta contribuições a modelagem, controle e gerenciamento de uma fonte ininterrupta de energia (UPS) híbrida baseada em grupo motor ciclo Otto e bateria chumbo ácido. A configuração proposta é denominada híbrida devido a presença de dois armazenadores de energia: i) o combustível para alimentar o motor a combustão interna (MCI) ciclo Otto do grupo motor gerador e ii) um banco de baterias chumbo ácido, a qual pode ser recarregado pela rede ou pelo gerador. Com a hibridização é possível agregar as vantagens das UPSs tais como, ininterruptibilidade de fornecimento de energia e alta qualidade de energia da tensão de saída, com as vantagens dos grupos motores geradores, tais como, elevada autonomia e menor custo de instalação para autonomies elevadas. Além disso, com a topologia híbrida é possível explorar graus de liberdade não existentes nas configurações independentes, tais como: i) utilização de velocidade variável e ii) operação em regime *start-stop* no MCI afim de reduzir consumo/emissões em baixas cargas, iii) utilização de motor ciclo Otto com menor custo em relação a um MCI Diesel. A UPS híbrida é composta por um motor a combustão interna (MCI), um retificador trifásico a três/quatro fios, o qual pode ser conectado através de contatoras à rede, ou ao gerador síncrono de ímãs permanente (PMSG), um banco de baterias conectado ao barramento através de um conversor *boost* bidirecional, e um inversor a quatro fios na saída. Resultados experimentais são apresentados indicando que a operação em velocidade variável pode alcançar uma redução de até 32% no consumo específico de combustível, dependendo da faixa de carga. Já para a operação em regime *start-stop* a redução no consumo específico de combustível pode alcançar até 39%, dependendo da faixa de carga.

Palavras-chave: UPS híbrida, Grupo motor gerador, Geração em velocidade variável, regime *Start-Stop*, Conversor retificador/inversor.

ABSTRACT

**CONTROL AND SUPERVISION OF HYBRID
UNINTERRUPTED POWER SUPPLY**

AUTHOR: JONAS ROBERTO TIBOLA
ADVISOR: HUMBERTO PINHEIRO
COADVISOR: HILTON ABÍLIO GRÜNDLING

This work presents contributions to the modeling, control and management of an hybrid uninterrupt power supply (UPS) based on Otto cycle power generator set and lead acid battery bank. The proposed configuration is called hybrid due to the presence of two energy storage elements: i) the fuel fed the Otto cycle internal combustion engine (ICE) of the generator set and ii) a lead acid battery bank, which can be recharged from the grid or from the generator. With the hybridization it is possible to add up the advantages of UPS's such as uninterrupted power supply and high output energy quality with the advantages of power generator sets, such as high autonomy and lower installation cost for high autonomy. In addition, with the hybrid topology it is possible to explore degrees of freedom that do not exist in the independent configurations, such as: i) variable speed operation and ii) start-stop operation of the MCI in order to reduce consumption/emissions in lower loads, (iii) use of Otto cycle engine with lower cost in relation to a Diesel ICE. The hybrid UPS is composed of an Otto cycle internal combustion engine (ICE), a three-phase/three-wire rectifier, which can be connected via contactors to the grid, or to the permanent magnet synchronous generator (PMSG), a battery bank connected to the DC bus through a bi-directional boost converter, and a three-phase/four-wire inverter at the output. Experimental results are provided indicating that variable speed operation can achieve a reduction of up to 32% in specific fuel consumption, depending on the load range. For start-stop operation, the reduction in specific fuel consumption can reach up to 39%, depending on the load range.

Keywords: Hybrid UPS, Power generator set, Variable speed operation, *start-stop*, back-to-back converter

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	– Comparação de densidade de potência/energia específica para as diferentes formas de armazenamento de energia.	32
Figura 1.2	– Estrutura básica de uma UPS do tipo <i>Off-line</i>	36
Figura 1.3	– Estrutura básica de uma UPS do tipo <i>Line-interactive</i>	37
Figura 1.4	– Estrutura básica de uma UPS do tipo <i>On-line</i>	38
Figura 1.5	– Faixas de tempo dos principais efeitos dinâmicos em baterias.	40
Figura 1.6	– Modelo equivalente de bateria proposto por (RANDLES, 1947) com elementos de Warburg.	41
Figura 1.7	– Modelo equivalente de bateria proposto em (RANDLES, 1947) (a) e modelo modificado equivalente proposto em (GOULD et al., 2009).	42
Figura 1.8	– Impedância interna normalizada de uma bateria de 12 V 17.2-Ah VRLA em função do SOC.	44
Figura 1.9	– Tensão terminal para uma bateria de 12 V 17.2-Ah VRLA para diferentes taxas de descarga em função do tempo.	44
Figura 1.10	– Módulo da impedância interna normalizada para uma bateria de 12 V 17.2-Ah VRLA para diferentes taxas de carga em função do tempo.	45
Figura 1.11	– Número de ciclos até a falha típicos em função da profundidade de descarga, para baterias UNIPOWER.	46
Figura 1.12	– New European Drive Cycle (NEDC).....	52
Figura 2.1	– Representação simplificada de um dos cilindros do motor.	57
Figura 2.2	– Influência do λ no torque do MCI (a) e influência do avanço de ignição no torque do MCI (b). Os pontos correspondem à valores experimentais. Ambas as funções são adimensionais.	62
Figura 2.3	– Diagrama de blocos do modelo baseado em eventos.	64
Figura 2.4	– Comparação entre os resultados obtidos em simulação e experimental para um torque de carga de $\tau_{l\theta}=100$ Nm, com um sinal aleatório aplicado na entrada u_{th} . Resultados apresentados para velocidade e pressão absoluta do coletor de admissão e seus respectivos erros. ...	66
Figura 2.5	– Diagrama de blocos dos sistema linearizado, discretizado e baseado em eventos.	68
Figura 2.6	– diagrama de blocos dos sistema linearizado, discretizado e baseado em eventos para projeto de controladores.	68
Figura 2.7	– Ganhos proporcionais k_s do PI para a estratégia utilizando malha única em função da velocidade de referência e do torque de carga. ...	71
Figura 2.8	– Controladores propostos para a estratégia utilizando controladores em cascata e malha única ($k_f = 0$), controladores utilizando a estratégia <i>anti-windup</i> e <i>feedforward</i> aplicadas a planta discreta e linearizada no domínio do ângulo do virabrequim.	71
Figura 2.9	– Ação <i>feed forward</i> em função da velocidade rotacional e do torque de carga.	72
Figura 2.10	– Ganho k_f da malha interna para o controlador em cascata em função da velocidade de referência e do torque de carga.	74
Figura 2.11	– Ganho proporcional k_d para do controlador PI em cascata em função da velocidade de referência e do torque de carga.	76
Figura 2.12	– Diagrama de blocos da função de transferência em malha aberta (FTMA) para a estratégia com malha única (linha preta) em cascata (linha cinza), para $n_{\theta}^{ref}=1500$ rpm e $\tau_{l\theta}=100$ Nm.	77

Figura 2.13 – Ensaio de rastreamento da velocidade de referência com torque constante de $\tau_{l\theta}=100$ Nm (1 Amostra = 1/2 revolução do eixo do virabrequim).	79
Figura 2.14 – Ensaio de rejeição de distúrbio de torque com velocidade constante de $n_{\theta}^{ref}=1750$ rpm para o controlador em cascata, com a presença da ação <i>feed forward</i> (linha cinza) e sem ela (linha preta). (1 Amostra = 1/2 revolução do eixo do virabrequim).	80
Figura 3.1 – Esquema geral da UPS híbrida proposta.	81
Figura 3.2 – Conversor <i>Boost</i> intercalado bidirecional utilizado para realizar a interface entre banco de baterias e barramento CC ($V_{cc} > V_{bat}$).	82
Figura 3.3 – Ondulação de corrente dos indutores do conversor <i>Boost</i> intercalado e nas baterias em função da razão entre a tensão do banco de baterias e do barramento CC.	83
Figura 3.4 – Modelo simplificado do conversor <i>Boost</i> intercalado para obtenção do modelo dinâmico e projeto dos controladores de corrente.	84
Figura 3.5 – Diagrama de Bode da planta mais o controlador de corrente do <i>Boost</i> intercalado.	85
Figura 3.6 – Diagrama de Bode da planta mais o controlador da tensão do barramento CC.	87
Figura 3.7 – Diagrama de blocos do controle do barramento CC pela bateria.	88
Figura 3.8 – Modelo para estimação do estado de carga de uma bateria.	89
Figura 3.9 – Tensão de circuito aberto (V_{oc}^1) em função do estado de carga para uma bateria.	90
Figura 3.10 – Modelo para controle de carga refletido para os terminais da bateria.	91
Figura 3.11 – Curvas de descarga com corrente constante para a Bateria Heliar FREEDOM® modelo DF700 utilizado no trabalho. Onde ΔV corresponde a queda de tensão sobre a resistência série da bateria.	93
Figura 3.12 – Método Corrente/Tensão (CV) constante utilizado no processo de recarga do banco de baterias (COELHO, 2001).	95
Figura 3.13 – Diagrama de Bode da planta mais o controlador de corrente de carga da bateria.	97
Figura 3.14 – Diagrama de Bode da planta mais o controlador de tensão de carga da bateria.	98
Figura 3.15 – (a) Controle da carga da bateria e estimação do SOC. (b) definição das referências para o método de carga tensão/corrente de constante. (c) Controle de velocidade do MCI, como mostrado na Figura 2.8.	99
Figura 3.16 – Retificador PWM conectado ao PMSG.	100
Figura 3.17 – Diagrama de Bode da planta mais o controlador de corrente de eixo d e q do PMSG.	103
Figura 3.18 – Regiões para a escolha do u_o	105
Figura 3.19 – Limite onde é possível encontrar um valor para u_{om} que não viole as restrições dadas em 3.35.	106
Figura 3.20 – Modulação empregada no retificador PWM.	106
Figura 3.21 – Controle PI das correntes do PMSG e estratégia <i>anti-windup</i> utilizada, baseada na saturação da norma e desligamento da ação integral.	108
Figura 3.22 – Corrente de referência de eixo direto i_{dm}^* e de eixo de quadratura i_{qm}^* em função do conjugado eletromagnético interpolado através de um polinômio de grau 8.	109
Figura 3.23 – Resultado de Simulação. Degrau de referência de torque de $T_m^*=-100$ Nm para $T_m^*=-200$ Nm.	110
Figura 3.24 – Retificador operando no modo conectado à rede.	111

Figura 3.25 – Circuito equivalente para o controle das corrente da rede. Com $j=(a,b,c)$	111
Figura 3.26 – Comparação entre a planta não amortecida (tracejada) e da planta com o amortecimento proposto (linha sólida).	114
Figura 3.27 – Esquema de controle da corrente do retificador quando conectado à rede, por fase $j=(a,b,c)$	114
Figura 3.28 – Diagrama de Bode do controle de corrente do lado da rede em malha aberta.	115
Figura 3.29 – Inversor de saída utilizado para alimentação das cargas trifásicas e monofásicas.	116
Figura 3.30 – Circuito equivalente para o controle da corrente i_n e para o controle da corrente do ponto médio do barramento CC.	117
Figura 3.31 – Esquema de controle da tensão do ponto médio e da corrente de balanceamento.	119
Figura 3.32 – Circuito equivalente do inversor de saída. Onde x corresponde ao circuito mostrado na figura para as três fases $x=(a, b, c)$	120
Figura 3.33 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta do controle de corrente do inversor.	123
Figura 3.34 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta do controle de tensão do inversor - sem a parcela ressonante.	124
Figura 3.35 – Esquema de controle da corrente e da tensão de saída do inversor por fase. Onde $x=(a, b, c)$	126
Figura 3.36 – Cargas utilizadas no ensaio do inversor de saída (por fase): (a) Carga linear: resistor $R_L=10\Omega$, (b) Carga não-linear: retificador em ponte completa seguido de um resistor $R_L=10\Omega$ e $C_L=8000\mu F$. Onde $x=(a, b, c)$	127
Figura 3.37 – Resultado experimental: Escala de tempo 10 ms/div, corrente de saída (i_{ao}) 25 A/div, tensão de saída (v_{ai}) 100 V/div, tensão do barramento CC (V_{cc}) 250 V/div. Inversor em regime permanente para a fase “a” quando alimentando uma carga resistiva de 10Ω . . .	127
Figura 3.38 – Resultado experimental para a fase “a” do inversor durante um transitório de saída da carga não linear mostrada na Figura 3.36.(b), sem o algoritmo de <i>reset</i> . Escala de tempo 10 ms/div, tensão do barramento CC (V_{cc}) 250 V/div, tensão de saída (v_{ai}) 250 V/div, corrente de saída (i_{ao}) 100 A/div.	128
Figura 3.39 – Resultado experimental: Escala de tempo 10 ms/div, corrente de saída (i_{ao}) 100 A/div, tensão de saída (v_{ai}) 250 V/div, tensão do barramento CC (V_{cc}) 250 V/div. Inversor para a fase “a” durante um transitório de saída da carga não linear mostrada na Figura 3.36.(b), com o algoritmo de <i>reset</i>	128
Figura 3.40 – Resultado experimental: Corrente da rede da fase “a” em regime permanente, referência 90° defasada da tensão. Escala de tempo 40 ms/div, tensão do barramento CC (v_{cc}) 250 V/div, tensão de rede (v_{ag}) 250 V/div, corrente de saída (i_{ag}) 25 A/div.	130
Figura 3.41 – Resultado experimental: Degrau na corrente de referência da rede da fase “a”, referência 90° defasada da tensão. Escala de tempo 40 ms/div, tensão do barramento CC (v_{cc}) 250 V/div, tensão de rede (v_{ag}) 250 V/div, corrente de rede (i_{ag}) 25 A/div.	130

Figura 3.42 – Resultado experimental: Degrau de carga de resistência de saída: três cargas de 7kW entrando consecutivamente por fase e em seguida retirando-se. Escala de tempo 1 s/div, tensão de saída de fase (v_{ao}) 250 V/div, corrente da bateria (i_{bat}) 25 A/div, corrente do PMSG (i_{am}) 100 A/div.	131
Figura 3.43 – Resultado experimental: Degrau na corrente de referência de carga da bateria de $i_{bat}^{**}=0A$ para $i_{bat}^{**} = -10A$ e então de volta para $i_{bat}^{**}=0A$. Escala de tempo 1 s/div, tensão do barramento CC (v_{cc}) 250 V/div, tensão de saída (v_{ao}) 500 V/div, corrente da rede (i_{ag}) 25 A/div, corrente da bateria (i_{bat}) 10 A/div.	132
Figura 3.44 – Resultado experimental: Degrau na corrente de referência de carga da bateria de $i_{bat}^{**}=0A$ para $i_{bat}^{**} = -10A$ e então de volta para $i_{bat}^{**}=0A$. Escala de tempo 1 s/div, tensão do barramento CC (v_{cc}) 250 V/div, tensão de saída (v_{ao}) 500 V/div, corrente do PMSG (i_{ag}) 25 A/div, corrente da bateria (i_{bat}) 10 A/div.	133
Figura 4.1 – Modo normal de operação.	135
Figura 4.2 – Tensões de fase da entrada da UPS com diferentes níveis de desequilíbrio. Tensão de pico estimada v_{gt} utilizado no algoritmo de detecção de falta da rede.	137
Figura 4.3 – Porcentagem de torque perdido por atrito (T_{atr}) e por bombeamento (T_{bomb}) em relação ao torque máximo teórico para um motor ciclo Otto operando com uma carga intermediária.	138
Figura 4.4 – Mapa de consumo específico de combustível (BSFC) do MCI - Linhas de BSFC constante em g/kWh em função da velocidade do MCI e da potência de saída. Linha preta (n_c^*) - operação em velocidade constante de 3600 rpm. Linha cinza (n_v^*) - operação segundo a velocidade de menor consumo específico de combustível.	141
Figura 4.5 – Velocidade de operação do MCI em função da potência para: Linha preta (n_c^*) - velocidade constante de 3600 rpm. Linha cinza (n_v^*) - velocidade que fornece o menor consumo específico de combustível. Linha tracejada (n_{min}) - velocidade mínima permitida. Região em cinza - região de operação proibida.	142
Figura 4.6 – Consumo específico de combustível em função da potência para: Linha preta - velocidade constante de $n_c^*=3600$ rpm e linha cinza - segundo a velocidade de menor consumo específico (n_v^*) de combustível mostrada na Figura 4.5. Segundo gráfico: redução percentual do BSFC.s.....	143
Figura 4.7 – Modo autônomo de operação em regime <i>start</i>	144
Figura 4.8 – Resultado experimental para a partida do MCI pelo PMSG. De cima para baixo: corrente na fase a do gerador (i_{am}), tensão na bateria (v_{bat}), corrente na bateria (i_{bat}) e potência na bateria (P_{bat}). Temperatura do motor durante a partida $T_{eng}=85^{\circ}C$	146
Figura 4.9 – Modo autônomo de operação em regime <i>stop</i>	147
Figura 4.10 – Modo <i>bypass</i> - Conversor e MCI desligado, carga sendo alimentada pela rede através da contatora K5 - Manutenção do sistema.	148
Figura 4.11 – Fluxograma para determinar a transição entre os modos <i>Start</i> e <i>Stop</i>	149
Figura 4.12 – Representação de um ciclo do regime <i>Start-stop</i>	150
Figura 4.13 – Comparação de melhoria de BSFC em função da potência para operação em velocidade variável, velocidade constante de 3600rpm, e em regime <i>start-stop</i> para diferentes eficiências da bateria η_{bat} , além da frequência de partidas do MCI para o regime <i>start-stop</i> . Profundidade de descarga de $DOD_{SS}=10\%$	152

Figura 4.14 – Frequência de partidas do MCI (f_{SS}) em função da profundidade de descarga DOD para várias potências, considerando um eficiência da bateria de 90%.	153
Figura 4.15 – Número de Ciclos até a falha (NCF) da bateria em função da profundidade de descarga. Valores interpolados para $0 < DOD < 10\%$	153
Figura 4.16 – Vida útil (L_{sp}) em horas em função da profundidade de descarga para várias potências, considerando uma eficiência da bateria de $\eta_{bat} = 90\%$	155
Figura 4.17 – Perfil de carga industrial típico durante as 24h diárias.	156
Figura 4.18 – Comparação de consumo de combustível acumulado em 24 horas de operação para o perfil de carga apresentado na Figura 4.17.	156
Figura 4.19 – Comparação de consumo de combustível acumulado em 24 horas de operação para um perfil de carga de 60% em relação ao apresentado na Figura 4.17.	157
Figura 4.20 – Comparação de consumo de combustível acumulado em 24 horas de operação para um perfil de carga de 20% em relação ao apresentado na Figura 4.17.	158
Figura 4.21 – Resultado experimental: Detecção da falha da rede e troca do modo conectado à rede para o modo autônomo em regime <i>start</i> para uma potência de saída de 10 kW. De cima para baixo: Corrente da bateria (i_{bat}), 25A/div. Corrente de linha do gerador (i_{am}), 50A/div. Corrente de fase da rede (i_{ag}), 50A/div. Corrente de saída (i_{ao}), 50A/div. Escala de tempo: 2s/div.	159
Figura 4.22 – Resultado experimental: Detecção da presença da rede e troca do modo autônomo em regime <i>start</i> para o modo conectado à rede para uma potência de saída de 10 kW. De cima para baixo: Corrente da bateria (i_{bat}), 25A/div. Corrente de linha do gerador (i_{am}), 50A/div. Corrente de fase da rede (i_{ag}), 50A/div. Corrente de saída (i_{ao}), 50A/div. Escala de tempo: 2s/div.	160
Figura 4.23 – Resultado experimental para o sistema operando em regime <i>start-stop</i> , para uma potência de saída de 7,5 kW. $P_{cut_in}=P_{cut_off}=10kW$ e $DOD_{SS}=4\%$	162
Figura 4.24 – Resultado experimental para o sistema operando em regime <i>start-stop</i> , para uma potência de saída de 5 kW. $P_{cut_in}=P_{cut_off}=10kW$ e $DOD_{SS}=4\%$	163
Figura A.1 – Bancada experimental.	179
Figura A.2 – Gabinetes dos Conversores PWMs - frente (a) - parte traseira (b). Banco de Baterias (c).	180
Figura A.3 – Kit de desenvolvimento do DSP TMS320F28377D da Texas Instruments.	180
Figura A.4 – Grupo motor gerador utilizado no projeto.	181

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1	– UPS <i>Off-line</i> - Comparação com outras configurações.	37
Tabela 1.2	– UPS <i>Line-interactive</i> - Comparação com outras configurações.	37
Tabela 1.3	– UPS <i>On-line</i> - Comparação com outras configurações.	38
Tabela 1.4	– Comparação entre métodos de estimação de vida útil de baterias chumbo ácido.	49
Tabela 2.1	– Parâmetros do MCI.	77
Tabela 3.1	– Parâmetros do PMSG utilizado.	101
Tabela 3.2	– Parâmetros de Simulação do retificador quando conectado à rede elétrica.	112
Tabela 3.3	– Parâmetros do inversor de saída.	121
Tabela 4.1	– Parâmetros da bateria utilizada no trabalho.	154

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>UPS</i>	Fonte Ininterrupta de Energia
<i>GMG</i>	Grupo Motor Gerador
<i>MCI</i>	Motor de Combustão Interna
<i>CA</i>	Corrente Alternada
<i>CC</i>	Corrente Contínua
<i>PWM</i>	Modulação por Largura de Pulso
<i>EAE</i>	Elemento Armazenador de Energia
<i>PMSG</i>	Gerador Síncrono de Ímãs Permanentes
<i>SI</i>	Ignição por Centelha
<i>SOC</i>	Estado de Carga da Bateria
<i>SOC_o</i>	Estado de Carga Inicial da Bateria
<i>SOH</i>	Estado de Saúde da Bateria
<i>VRLA</i>	Bateria Chumbo Ácido Regulada por Válvula
<i>MVEM</i>	Modelo por Valores Médios do Motor a Combustão Interna
<i>ISC</i>	Controle de Marcha Lenta
<i>PI</i>	Controlador Proporcional Integral
<i>MAP</i>	Sensor de Pressão do Coletor de Admissão
<i>MAF</i>	Sensor de Massa de Ar
<i>AFR</i>	Razão Ar/combustível Estequiométrica
<i>ECU</i>	Unidade de Controle do Motor
<i>DSP</i>	Processador Digital de Sinais
<i>ZOH</i>	Segurador de Ordem Zero
<i>SISO</i>	Sistema com uma Entrada e uma Saída
<i>THD</i>	Taxa de Distorção Harmônica
<i>BSFC</i>	Consumo Específico de Combustível
<i>DOD</i>	Profundidade de Descarga da Bateria
<i>NCF</i>	Número de Ciclos até a Provável Falha da Bateria
<i>AGM</i>	Manta de Fibra de Vidro Absorventel

LISTA DE APÊNDICES

Apêndice A – Bancada Experimental	179
---	-----

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	31
1.1 INTRODUÇÃO GERAL	31
1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	35
1.2.1 Fontes Ininterruptas de Energia - UPS	35
1.2.1.1 <i>Configurações básicas de UPS</i>	36
1.2.2 Cargas Críticas	38
1.2.3 Baterias chumbo ácido	39
1.2.3.1 <i>Estimação do estado de carga de baterias chumbo ácido</i>	43
1.2.3.2 <i>Estimação da vida útil de baterias chumbo ácido</i>	45
1.2.4 Modelagem e Controle do Motor de Combustão Interna (MCI) ...	49
1.2.5 Revisão sobre o sistema <i>start-stop</i>	51
1.3 ESCOPO DA TESE	55
1.4 ORGANIZAÇÃO DA TESE	56
2 MODELAGEM E CONTROLE DE VELOCIDADE DO MOTOR DE COMBUSTÃO INTERNA	57
2.1 MODELO DINÂMICO DO MCI NO DOMÍNIO DO TEMPO	57
2.1.1 Válvula Reguladora de ar - Borboleta	58
2.1.1.1 <i>Bombeamento</i>	59
2.1.1.2 <i>Atraso de transporte</i>	60
2.1.1.3 <i>Controle da relação ar/combustível e do avanço de ignição</i>	60
2.1.1.4 <i>Torque do MCI</i>	62
2.1.1.5 <i>Dinâmicas rotacionais</i>	63
2.1.2 Modelo Baseado em Eventos	63
2.2 VALIDAÇÃO DO MODELO	65
2.3 LINEARIZAÇÃO DO MODELO BASEADO EM EVENTOS	66
2.4 CONTROLE DE VELOCIDADE DO MCI	69
2.4.1 Projeto do Controlador Com Malha Simples	69
2.4.1.1 <i>Ação feed forward</i>	71
2.4.1.2 <i>Estratégia anti-windup para o controlador de malha única</i>	72
2.4.2 Projeto do Controlador em Cascata	73
2.4.2.1 <i>Projeto da malha interna</i>	73
2.4.2.2 <i>Projeto da malha externa</i>	75
2.4.2.3 <i>Anti-windup para o controlador em cascata</i>	76
2.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA O CONTROLE DE VELOCIDADE DO MCI	77
2.6 CONCLUSÃO	78

3 MODELAGEM E CONTROLE DOS CONVERSORES DE POTÊNCIA	81
3.1 TOPOLOGIA DE UPS PROPOSTA	81
3.2 MODELAGEM E CONTROLE DOS CONVERSORES PWM DE POTÊNCIA	82
3.2.1 Modelagem do conversor <i>Boost</i> intercalado	82
3.2.1.1 <i>Controle das correntes do conversor Boost</i>	83
3.2.2 Controle da Tensão do Barramento CC	85
3.2.2.1 <i>Controle do barramento CC pelo conversor boost</i>	86
3.2.3 Gerenciamento e controle do banco de baterias	89
3.2.3.1 <i>Modelagem da bateria para controle do estado de carga</i>	89
3.2.3.2 <i>Estimativa dos parâmetros da bateria</i>	92
3.2.3.3 <i>Método de carga do banco de baterias</i>	93
3.2.3.4 <i>Controle da tensão/corrente de carga do banco de baterias</i>	94
3.2.4 Controle do retificador conectado ao PMSG	98
3.2.4.1 <i>Modelo dinâmico do PMSG no referencial rotórico</i>	98
3.2.4.2 <i>Controle das correntes estatóricas</i>	101
3.2.4.3 <i>Modulação do retificador PWM conectado ao PMSG</i>	103
3.2.4.4 <i>Ação anti-windup</i>	106
3.2.4.5 <i>Geração de referências</i>	107
3.2.4.6 <i>Resultado de simulação do retificador</i>	109
3.2.5 Controle do retificador conectado à rede elétrica	110
3.2.5.1 <i>Controle das correntes do lado da rede</i>	112
3.2.6 Controle do inversor de saída	115
3.2.6.1 <i>Controle da corrente do indutor de balanceamento do barramento CC</i>	117
3.2.6.2 <i>Controle da tensão do ponto médio do barramento CC</i>	118
3.2.6.3 <i>Controle das correntes de saída do inversor</i>	120
3.2.6.4 <i>Controle das tensões de saída do inversor</i>	123
3.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA OS CONVERSORES OPERANDO DE FORMA CONVENCIONAL	125
3.3.1 Resultados experimentais para o inversor de saída	126
3.3.2 Resultados experimentais para o retificador de entrada conectado a rede	129
3.3.3 Resultados experimentais para o retificador de entrada conectado ao PMSG	131
3.3.4 Resultado experimental para a malha de controle de corrente de carga da bateria	132
3.4 CONCLUSÃO	133
4 MODOS DE OPERAÇÃO DA UPS HÍBRIDA	135
4.1 OPERAÇÃO NO MODO CONECTADO À REDE ELÉTRICA.	135

4.2 OPERAÇÃO NO MODO AUTÔNOMO EM VELOCIDADE VARIÁVEL	137
4.2.1 Definição das velocidades com menor consumos específicos	139
4.3 OPERAÇÃO NO MODO AUTÔNOMO EM REGIME <i>Start-Stop</i>	142
4.3.1 Regime <i>Start</i>	143
4.3.1.1 Partida do MCI pelo PMSG	145
4.3.2 Regime <i>Stop</i>	147
4.4 MODO <i>bypass</i>	148
4.5 QUANTIFICAÇÃO DO REGIME <i>start-stop</i>	148
4.5.0.1 Estimação da vida útil da bateria	153
4.6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA OPERAÇÃO NO MODO AUTÔNOMO	155
4.7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	158
4.8 CONCLUSÃO	164
5 CONSIDERAÇÕES FINAIS	165
5.1 CONCLUSÃO GERAL	165
5.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	166
REFERÊNCIAS	167
APÊNDICES	177

1 INTRODUÇÃO

1.1 INTRODUÇÃO GERAL

Disponibilidade de energia é um fator de mérito importante para mensurar o desenvolvimento de uma nação, devido a sua forte correlação com a qualidade de vida, saúde pública e crescimento econômico. Segundo (FLUKE, 2003), o grau de confiabilidade do fornecimento de energia pode ser quantificado e classificado através de um número percentual de nove. Em geral as concessionárias fornecem energia com confiabilidade entre 99,9%/ano, que representa 9 horas de interrupção do fornecimento por ano, e 99,99%/ano, que representa 59 minutos de interrupção por ano. Para a maioria das aplicações este número pode parecer satisfatório, mas determinadas cargas críticas exigem um índice de confiabilidade da ordem de 99,999%/ano a 99,9999999%/ano, sendo este último equivalente a 30 ms por ano.

Na tentativa de maximizar esta disponibilidade de energia são utilizadas Fontes Ininterruptas de Energia (UPSs) (do inglês, *Uninterruptible Power Supply*), as quais utilizam energia de um elemento armazenador de energia, geralmente baterias chumbo ácido, para alimentar a carga de saída durante um falta na rede elétrica.

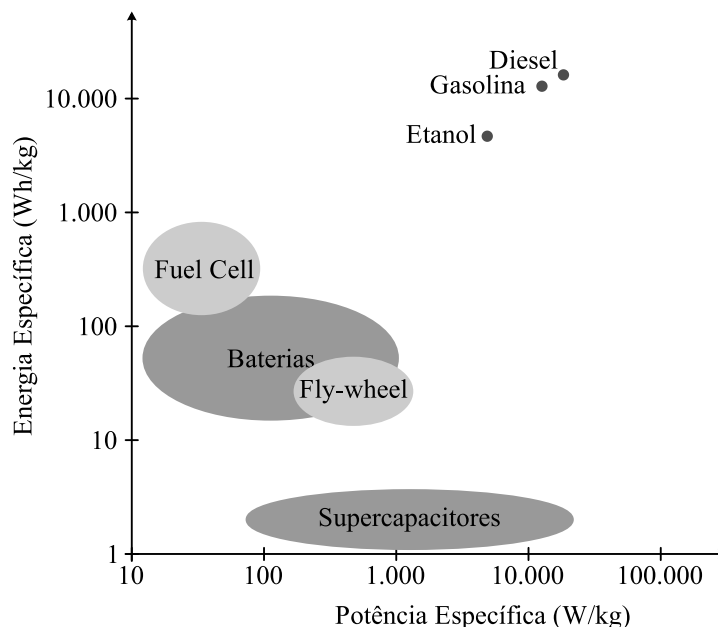
Em UPSs convencionais o banco de baterias geralmente é projetado para alguns minutos (tipicamente 5 minutos dependendo do cliente) fornecendo a potência nominal. Quando se deseja uma autonomia maior, na ordem de horas, o aumento do tamanho do banco de baterias se torna não atrativo nos quesitos custo e peso (CARLE, 1995). A densidade de energia das principais tecnologias de baterias disponíveis no mercado atualmente são de aproximadamente 40 Wh/kg para a bateria chumbo ácido, podendo chegar a 100-200 Wh/kg para as baterias de íons de Lítio (BECHERIF et al., 2012; SINKARAM; RAJAKUMAR; ASIRVADAM, 2012).

Para alcançar autonomias mais elevadas, geralmente os sistemas de *backup* utilizam grupos motores geradores (GMGs), onde o combustível utilizado possui uma densidade de energia superior à das baterias e o aumento da autonomia está limitado apenas ao tamanho do tanque de combustível. A densidade de energia dos principais combustíveis utilizados atualmente é de aproximadamente 12000Wh/kg para a gasolina, 13000 kWh/kg para o Diesel, e 8000 Wh/kg para o etanol (desconsiderando a eficiência de conversão) (OWEN; COLEY, 1990).

Na Figura 1.1 é mostrada uma comparação gráfica para as diferentes formas de armazenamento de energia citadas anteriormente. Na Figura também são incluídas tecnologias alternativas como a utilização de supercapacitores, célula de combustível (do inglês, *fuel cell*), e *fly-wheel*. Porém, estas tecnologias ainda possuem um custo elevado

principalmente em países como o Brasil, e não serão consideradas neste trabalho.

Figura 1.1 – Comparação de densidade de potência/energia específica para as diferentes formas de armazenamento de energia.



Fonte: Adaptado de (OWEN; COLEY, 1990).

Na comparação gráfica nota-se que a densidade de energia específica dos combustíveis é muito maior do que das outras formas de armazenamento. Este motivo levou a consolidação da utilização destes combustíveis como a principal fonte de energia para veículos automotores, e também como uma das principais fontes de geração de energia elétrica.

Na prática os GMGs e as UPSs são dois sistemas separados que pouco interagem entre si, a utilização de ambos os sistemas é comumente encontrada, por exemplo, em sistemas de *backup* de energia para telecomunicações. O uso inteligente de ambos sistemas de *backup* visa utilizar os benefícios de ambos os sistemas, bem como utilizar possibilidades ainda não exploradas neste contexto, tais como a operação em velocidade variável e operação em regime *start-stop*.

O conceito básico e mais utilizado de Grupo Motor Gerador (GMG) consiste de um Motor de Combustão Interna (MCI) a Diesel acoplado a um gerador síncrono com rotor bobinado. Para gerar tensão CA com frequência igual à rede, o MCI deve obrigatoriamente operar em velocidade constante proporcional a frequência da rede. Este fato vem contra uma característica importante de motores a combustão interna: a eficiência máxima nem sempre ocorre na mesma velocidade para diferentes cargas. Isto implica que um MCI operando em velocidade constante, para um dada faixa de carga, deve apresentar uma eficiência global menor do que um MCI operando em velocidade variável para a mesma faixa de carga.

Grupos motores geradores Diesel tem sido amplamente utilizados em aplicações de *backup* e operação em horários de ponta para redução de custo, principalmente devido a sua robustez e simplicidade. Porém, existem algumas desvantagens da utilização destes grupos motores geradores, tais como: i) baixa qualidade de energia, ii) uso de combustíveis não renováveis; iii) alta emissão de NO_x e material particulado; iv) alto ruído acústico.

Os GMGs convencionais geralmente possuem, associados ao seu funcionamento, problemas de qualidade de energia, tais como variações de frequência e tensão durante transitórios de carga. Estes problemas estão relacionados com a resposta dinâmica lenta do MCI o qual não consegue entregar a potência ativa necessária à carga durante o transitório e desta forma a energia cinética do MCI é perdida ocasionando um desvio na frequência fundamental da tensão de saída. Uma solução eficiente para o problema seria a utilização de um elemento armazenador “inteligente” de energia, o qual não esteja associado a velocidade da máquina primária, e que forneça energia a carga durante estes transitórios de carga. Esta solução será abordada neste trabalho. O que acontece na prática é que para tentar mitigar o problema de qualidade de energia em GMGs, os fabricantes geralmente optam por sobre dimensionar o MCI, o que na maioria dos casos acaba aumentando os custos, o consumo de combustível, e também os níveis de emissões (LEE; LEE; SUL, 2009).

A qualidade de energia da tensão de saída de GMGs é um fator importante quando alimentando cargas sensíveis, tais como computadores, *data centers*, sistemas bancários, equipamentos médicos, etc.

Outra forma de melhorar a qualidade de energia de saída de GMGs é a utilização de conversores PWM (Modulação por largura de pulso, do inglês - *Pulse Width Modulation*). Onde, na saída do gerador utiliza-se um retificador PWM controlado (bidirecional ou não), seguido de um inversor PWM capaz de gerar tensão AC regulada de saída. No barramento CC do conversor é possível conectar um Elemento Armazenador de Energia (EAE), tais como baterias, supercapacitores, etc, capaz de fornecer energia durante os transitórios de carga. O EAE pode também fornecer potência adicional a saída, por exemplo durante a partida de máquinas elétricas sem o aumento de potência instantânea do MCI. Este sistema também explora a capacidade do EAE para suavizar a demanda de torque do MCI permitindo a redução do consumo de combustível e também permitindo um melhor projeto do motor de combustão interna (BARSALI; MIULLI; POSSENTI, 2004).

A flexibilidade desta topologia permite também a criação de um grau de liberdade para otimizar o consumo específico de combustível do MCI, através da variação de velocidade de acordo com a carga de saída. Duas técnicas são utilizadas para isto, sendo elas a operação do MCI em velocidade variável e a operação em regime *start-stop*.

Na primeira técnica têm-se como objetivo encontrar a velocidade de operação ótima do MCI a qual minimiza o consumo de combustível específico (g/kWh) ((RYAN; LORENZ, 2000; KOCZARA et al., 2008; LEE; LEE; SUL, 2009)). Esta tarefa pode ser realizada

através de um mapa de velocidade ótima em relação à potência de saída (RYAN; LORENZ, 2000) ou através de uma busca online do menor consumo específico (PEREIRA et al., 2013).

Já a operação em regime *start-stop*, técnica esta utilizada em automóveis e muito popular na Europa e ainda não utilizada em GMGs, consiste em desligar o MCI quando a demanda da carga e o consumo específico do MCI forem muito reduzidos. Quando o MCI está desligado a carga de saída é suprida pelo EAE, após o nível de energia do EAE chegar a um limite mínimo, o MCI é então acionado alimentando a carga e carregando o EAE. Sendo este ponto de operação mais eficiente do que apenas alimentando a carga.

Com a utilização de um conversor retificador/inversor PWM também é possível utilizar geradores síncronos de ímãs permanentes (do inglês, *Permanent Magnet Synchronous Generator* - PMSG) os quais possuem níveis de eficiências maiores, maior potência por unidade de massa, menor volume por unidade de potência, e também apresentam menor nível de pressão sonora, em relação os geradores síncronos com rotor bobinado comumente utilizados em GMGs a Diesel convencionais (KOCZARA et al., 2008).

Tanto a operação em velocidade variável quanto a operação em regime *start-stop* requerem a utilização de um EAE. Ao conceito de utilização de duas fontes de energia diferentes em um mesmo sistema, no caso MCI e EAE, dá-se o nome de hibridização. Este conceito é muito explorado pela indústria automotiva, que nas últimas décadas vem elevando o nível de hibridização de veículos automotores. Desta forma, muitas ideias utilizadas neste trabalho tem sua origem em aplicações voltadas a veículos híbridos, tanto no quesito baterias, geradores e controle/gerenciamento dos mesmos, quanto em tecnologias aplicadas ao MCI, tais como controle de velocidade do MCI, utilização de combustíveis renováveis, etc.

Neste mesmo contexto existe também uma busca crescente pelo uso de combustíveis renováveis para mitigar as emissões de gases de efeito estufa a partir de máquinas térmicas. Segundo, (AKPAN; AKPAN, 2012) o uso de combustíveis não renováveis, tais como o Diesel, para geração de eletricidade em GMGs é considerado um dos grandes vilões da mudança do clima.

Uma possível solução para o uso do Diesel é o bioetanol, o qual possui um ciclo de emissão de gases de efeito estufa reduzido devido ao seu balanço de energia positivo, quando comparado com os combustíveis fósseis. Isso significa que em todo o ciclo de vida do bioetanol mais energia é liberada durante a fase de queima do que na fase de produção (FOTEINIS; KOULOUMPIS; TSOUTSOS, 2011). Além disso, o etanol é biodegradável, possui baixa toxicidade, baixa emissão de material particulado e causa menor poluição ambiental se comparado com combustíveis fósseis (NAJAFI et al., 2009). Em países tais como Brasil e EUA já existe um sistema de distribuição de etanol implantado e seu mercado é maduro (JUN et al., 2010). O etanol também é considerado como um substituto parcial para a gasolina, isto pode ser visto pela popularização de veículos

FLEX *fuel* (BAHRI et al., 2013) em países como o Brasil. Desta forma o uso do etanol se destaca como um importante combustível renovável para motores SI (Ignição por centelha, do inglês *Spark Ignition*), e também pode ser considerado como um possível candidato para GMGs através do conceito de *energia verde*.

Além disso, o etanol possui um grande potencial e muita pesquisa está sendo dedicada para o seu aumento de eficiência. Algumas destas linhas de pesquisa são: i) etanol hidratado: nesta linha de pesquisa o etanol com um alto teor de água é utilizado como combustível, visto que o custo do etanol é inversamente proporcional à quantidade de água presente após a destilação, e proporciona menores temperaturas de combustão e menores emissões de NO_x , além de um potencial aumento de eficiência (LANZANOVA et al., 2013; KYRIAKIDES et al., 2013; MUNSIN et al., 2013). ii) HCCI (do inglês, *Homogeneous Charge Compression Ignition*): Nesta linha de pesquisa o sistema de ignição é semelhante ao Diesel onde a queima do combustível acontece por compressão e não por ignição por centelha (SI), esta estratégia utilizando etanol apresenta bons resultados em relação a outros combustíveis tais como a gasolina (STANGLMAIER; ROBERTS, 1999; MACK; ACEVES; DIBBLE, 2009). iii) Fumigação: Nesta linha de pesquisa, uma mistura ar mais etanol é aspirada pelo motor ciclo Diesel até uma porcentagem de até 15%, sendo que a compressão do Diesel é responsável pela ignição (início da combustão). Significantes reduções nas emissões de NO_x são alcançadas nesta estratégia (CHAUHAN et al., 2011; NORA et al., 2012).

Na próxima seção é apresentada uma revisão bibliográfica mais aprofundada sobre cada um dos itens necessários para o funcionamento de um GMG operando em velocidade variável e no regime *start-stop* descritos acima, sendo eles: UPS, cargas críticas, elemento armazenador de energia (baterias), controle de velocidade do MCI, sistema *start-stop*.

1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A seguir será apresentado uma breve revisão bibliográfica a respeito dos principais elementos presentes no trabalho.

1.2.1 Fontes Ininterruptas de Energia - UPS

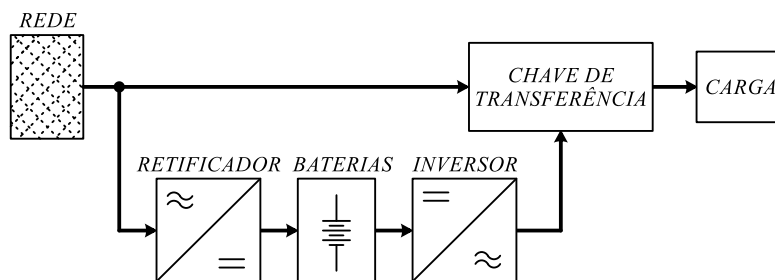
Fontes ininterruptas de energia (UPSs) utilizando baterias como sistema de armazenamento de energia são bem desenvolvidas e aplicadas na alimentação de cargas críticas e em sistemas de emergência (CHLODNICKI; KOCZARA; AL-KHAYAT, 2007). Dependendo do princípio de operação as UPSs são divididas em dois grandes grupos: UPSs dinâmicas e estáticas (CARLE, 1995). As UPSs dinâmicas acumulam energia na inércia

de máquinas girantes, desta forma não utilizam baterias. Já as UPSs estáticas utilizam baterias e conversores para armazenar e processar a energia. As UPSs estáticas são mais utilizadas atualmente e serão o foco deste trabalho. As UPSs estáticas mais comuns são classificadas em três configurações básicas: *Off-line*, *Line-interactive* e *On-line* (KARVE, 2000).

1.2.1.1 Configurações básicas de UPS

No sistema de UPS do tipo *Off-line*, como mostrado na Figura 1.2, durante a operação normal, a chave de transferência é acionada de forma a alimentar a carga de saída a partir da rede. Já as baterias são carregadas a partir da rede pelo retificador de entrada. Este retificador geralmente é de tamanho e custo reduzido, visto que a corrente utilizada para recarregar as baterias é limitada em 5-20% da corrente nominal da bateria.

Figura 1.2 – Estrutura básica de uma UPS do tipo *Off-line*.



Fonte: Adaptado de (IEC62040-3, 2011).

Durante uma eventual falha da rede, a chave de transferência de carga desconecta à rede e conecta o inversor de saída à carga. O inversor por sua vez alimenta a carga com tensão senoidal a partir da energia das baterias. Devido ao atraso causado pela identificação da falta na rede e da comutação da chave de transferência, ocorre em geral um pequeno intervalo sem alimentação de tensão para a carga de saída, na ordem de alguns milissegundos. Esta interrupção pode causar danos em cargas sensíveis à este tipo de interrupção.

A Tabela 1.1 apresenta um resumo das principais vantagens e desvantagens do sistema de UPS *Off-line*.

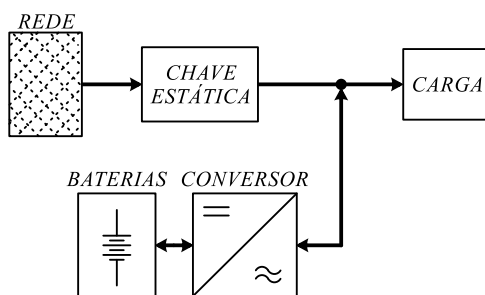
Nos sistemas de UPS denominados *Line-interactive*, como mostrado na Figura 1.3, durante a operação normal, a carga é alimentada pela rede através de uma chave estática e a bateria é recarregada pelo inversor de saída, o qual possui bidirecionalidade de fluxo de potência. Durante uma falta da rede, a chave estática é aberta e o inversor de saída alimenta a carga. Mesmo utilizando uma chave estática para desacoplar a rede da carga,

Tabela 1.1 – UPS *Off-line* - Comparação com outras configurações.

Vantagens	Desvantagens
- Custo intermediário	- Apresenta um intervalo sem alimentação da carga de saída durante a falta na rede.
- Alta eficiência, poucos elementos em série com o fluxo de potência.	- Não protege a carga contra surtos de tensão oriundos da rede.

Fonte: Autor.

ainda há um pequeno intervalo sem alimentação da carga de saída, o qual ainda pode causar danos em cargas sensíveis à este tipo de interrupção.

Figura 1.3 – Estrutura básica de uma UPS do tipo *Line-interactive*.

Fonte: Adaptado de (IEC62040-3, 2011).

A Tabela 1.2 apresenta um resumo das principais vantagens e desvantagens do sistema de UPS *Line-interactive*.

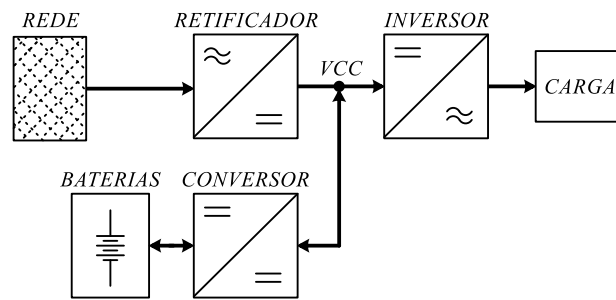
Tabela 1.2 – UPS *Line-interactive* - Comparação com outras configurações.

Vantagens	Desvantagens
- Custo reduzido	- Apresenta um curto intervalo sem alimentação da carga de saída durante a falta na rede.
- Simplicidade e Robustez	- Não protege a carga contra surtos de tensão oriundos da rede.
- Alta eficiência, poucos elementos em série com o fluxo de potência.	

Fonte: Autor.

Já nos sistemas de UPS denominados *On-Line*, como mostrado na Figura 1.4, toda a potência de saída é processada pelo retificador e inversor. Sendo que o inversor de entrada processa toda a potência de saída mais a potência necessária para carregar a bateria. A interface entre o barramento CC e a bateria pode ou não ser feita através de um conversor CC-CC. Durante uma falta da rede o inversor de saída continua alimentando a carga a partir da energia da bateria, não há desta forma intervalo sem alimentação da carga de saída.

A Tabela 1.3 apresenta um resumo das principais vantagens e desvantagens do sistema de UPS *On-line*.

Figura 1.4 – Estrutura básica de uma UPS do tipo *On-line*.

Fonte: Adaptado de (IEC62040-3, 2011).

Tabela 1.3 – UPS *On-line* - Comparação com outras configurações.

Vantagens	Desvantagens
- Não apresenta interrupção de alimentação durante a falta na rede.	- Maior custo e complexidade.
- Protege a carga contra distúrbio da rede: desbalanço, harmônicos, etc.	- Conversores processam toda a potência.
	- Menor eficiência, maior número de elementos em série com o fluxo de potência.

Fonte: Autor.

Esta configuração também é conhecida como *double-conversion* (do inglês dupla conversão), e é a configuração que apresenta a maior flexibilidade, permite a possibilidade de conexão de outras fontes de energia ao barramento CC (VCC), tais como: painéis solares, geradores, etc.

1.2.2 Cargas Críticas

Cargas elétricas críticas são todos aqueles equipamentos cuja interrupção de funcionamento possa resultar em prejuízos para os usuários e/ou beneficiários dos serviços aos quais se destinam.

Os prejuízos resultantes das interrupções do suprimento de energia elétrica podem ser: Financeiros - perdas de faturamento, taxas de crédito, preço de ações; De rendimento - obrigações contratuais, perdas de investimentos; De reputação - clientes, parceiros de negócios; De produtividade - duração da falha versus número de funcionários, etc.

Alguns exemplos de cargas críticas: *data centers*, hospitais, instalações de defesa militares, indústrias de semicondutores, químicas, farmacêuticas, petroquímicas, instalações associadas à infraestrutura de cidades como sistemas de energia, telecomunicações, saneamento, transporte urbano e trens.

Uma interrupção das operações de uma empresa de cartão de crédito pode acarretar em prejuízo financeiro e de imagem; uma falha no controle de semáforos, por exemplo,

pode gerar acidentes de trânsito; uma queda de energia em instalações hospitalares pode significar a morte de um paciente; e uma falha relacionada ao sistema de tráfego aéreo pode ser o causador de uma tragédia.

1.2.3 Baterias chumbo ácido

Baterias são sistemas de armazenamento de energia dinâmicos e complexos muito utilizados em sistemas de UPSs, onde as variáveis são dependentes do tempo (BARSALI; MIULLI; POSSENTI, 2004). Para baterias é comum definir a corrente e a temperatura como variáveis de entrada e como variáveis de saída pode-se ter: i) tensão nos terminais, ii) temperatura, iii) estado de carga (SOC - do inglês, *State of Charge*), e iv) estado de saúde (SOH - Do inglês, *State of Health*).

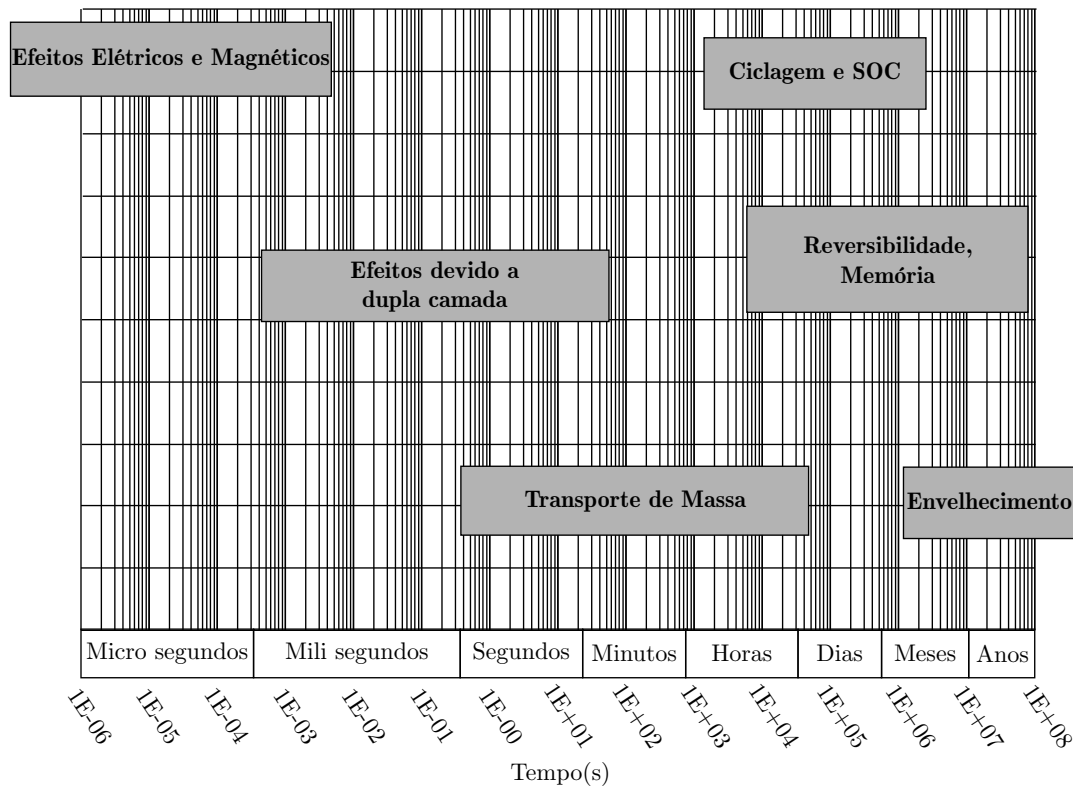
Efeitos dinâmicos em baterias ocorrem em um amplo intervalo de tempo, o qual vão de micro segundos até anos e são causados por uma combinação de efeitos, onde os principais são: i) efeitos elétricos e magnéticos, ii) efeitos devido a construção de dupla camada, iii) transporte de massa, iv) ciclagem e SOC, v) reversibilidade, vi) envelhecimento. A Figura 1.5 mostra as faixas de tempo dos principais efeitos dinâmicos em baterias. O efeito da temperatura não é mostrado na figura e seu efeito dinâmico depende da capacidade térmica do banco de baterias bem como de sua capacidade de dissipação do calor gerado internamente.

O efeito de envelhecimento influencia significativamente o desempenho e os parâmetros da bateria. Este efeito está tipicamente na faixa de meses a anos. Os principais processos que agem sobre a bateria durante o seu envelhecimento são: corrosão anódica, degradação da massa ativa positiva e perda de aderência a grade, formação irreversível de sulfato de chumbo na massa ativa, perda de água e estratificação do eletrólito (RUETSCHI, 2004). Baterias estacionárias, o qual operam em regime de carga e flutuação, tipicamente envelhecem por corrosão da grade positiva. A vida útil mostrada nos folhetos de informações de baterias geralmente é apresentado para temperaturas entre 20°C e 25°C, o efeito da temperatura durante o período de flutuação é de 50% de redução para cada 8,3°C de aumento de temperatura (IEEE1187-2013, 2014).

A maioria dos elementos de armazenamento eletroquímicos apresentam efeitos reversíveis. Estes efeitos ocorrem durante operações cíclicas e podem ser corrigidos através de regimes de carga e descarga especiais. Por exemplo: baterias de chumbo ácido mostram estratificação ácida que pode ser removida através de uma *recarga estendida*. Outro exemplo é o efeito de memória em células de nickel-cádmio, o qual pode ser removida aplicando um ou mais ciclos de carga e descarga completos. A faixa de tempo destes efeitos reversíveis podem ser de algumas horas até um ano.

A ciclagem e efeitos de SOC apresentam uma faixa de tempo que vão de alguns

Figura 1.5 – Faixas de tempo dos principais efeitos dinâmicos em baterias.



Fonte: Adaptado de (KULARATNA, 2014)

minutos até dias. Quando uma bateria é carregada/descarregada o seu SOC muda e isso por si só já é um efeito dinâmico. Durante a ciclagem da bateria, a mesma é aquecida devido as perdas ôhmicas e as reações químicas existentes, este fenômeno é modificado pelo perfil de corrente drenada.

Dentro de uma bateria, o transporte de íons é devido a difusão causada pelo gradiente de concentração do eletrólito e migração devido as forças produzidas pelos campos elétricos positivo e negativo, podendo estes agirem em diferentes direções. Geralmente a difusão é o maior responsável pelo transporte de massa, sendo ela dependente principalmente da concentração, espessura e estrutura do eletrólito. A constante de tempo deste efeito variam de segundos a minutos.

Os efeitos de dupla camada elétrica são fenômenos presentes em super capacitores e baterias. Quando dois eletrodos são colocados em um eletrólito, devido a ação do eletrólito, duas camadas carregadas são desenvolvidas em ambos os lados do eletrólito, o qual é equivalente a dois capacitores em série. Devido a grande área de superfície dos eletrodos porosos, uma alta capacitância é formada próximo aos eletrodos, criando o efeito de capacitor de dupla camada (LAI; LEVY; ROSE, 1992). Para baterias de chumbo-ácido o valor da capacitância de dupla camada dividido pela capacidade da bateria (em Ah) é de aproximadamente 70 F/Ah, enquanto que o eletrodo negativo é de 0,4 a 1,0 F/Ah (LI

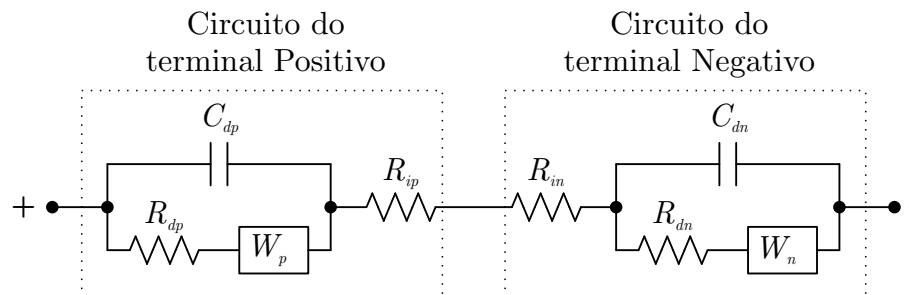
et al., 2014).

Os efeitos elétricos e magnéticos em baterias são fenômenos muito mais rápidos. Isso é devido a resistência ôhmica total e da indutância série entre os terminais da bateria (dependendo da geometria da célula). Para baterias de chumbo ácido valores entre 10 e 100nH/cell para células de 100 Ah foram reportadas (JOSSEN, 2006). A esta indutância ainda deve ser somada a indutância presente na ligação da bateria. Essa indutância diminui a taxa de variação da corrente, principalmente em sistemas de grande porte. Este fator torna-se de interesse para frequências acima de 1 kHz. Outro fator importante em alta frequência é o efeito skin, o qual pode ser um fator importante dependendo da seção dos eletrodos (JOSSEN, 2006).

Do ponto de vista de engenharia é útil o desenvolvimento de um circuito equivalente da bateria o qual possua dependência com os parâmetros importantes tais como SOC, tensão e temperatura. Entretanto, devido a efeitos dinâmicos é complicado propor um circuito com elementos lineares. Um modelo equivalente apresentado na literatura é conhecido como modelo de Randles com elementos de Warburg.

O modelo de Randles (RANDLES, 1947) trata cada bateria como dois circuitos separados um representando o eletrodo positivo e outro o negativo. A estrutura dos circuitos são iguais, porém seus valores são diferentes, como mostrado na Figura 1.6.

Figura 1.6 – Modelo equivalente de bateria proposto por (RANDLES, 1947) com elementos de Warburg.



Fonte: (RANDLES, 1947).

onde: C_d = capacitância de dupla camada, R_d = resistência de transferência de carga, o seu valor é relacionado com o nível de sulfatação devido ao transporte de massa (íons de Pb^{+2}), R_i = resistência do eletrólito, das conexões, do separador e da superfície de chumbo cristalizada somadas, W = elemento de difusão de Warburg, o subscrito n corresponde aos parâmetros do terminal negativo e o subscrito p aos do positivo.

O elemento de difusão de Warburg (WARBURG, 1899) é utilizado para modelar a difusão do eletrólito no eletrodo da bateria. A impedância do elemento de Warburg possui fase constante de 45° (independente da frequência) e magnitude inversamente proporcional

a raiz quadrada da frequência:

$$Z_W = \frac{\sigma}{\sqrt{\omega}} - j \frac{\sigma}{\sqrt{\omega}} \quad (1.1)$$

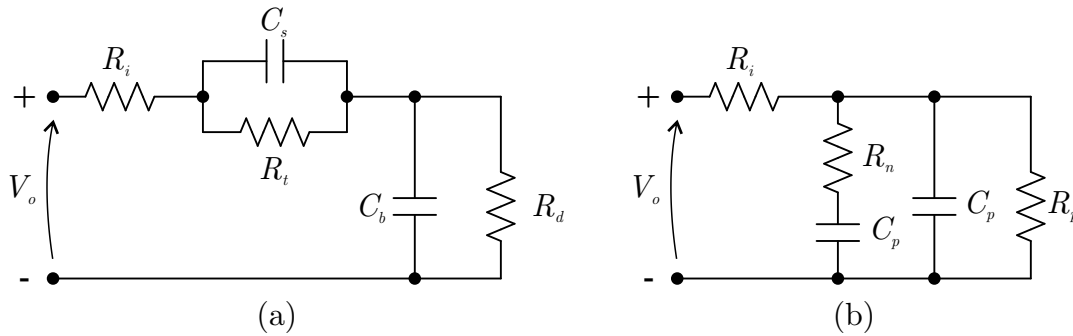
onde: σ é o coeficiente de Warburg e ω é a frequência. A amplitude da impedância de Warburg é dada por:

$$|Z_W| = \sqrt{2} \frac{\sigma}{\sqrt{\omega}} \quad (1.2)$$

Os principais aspectos que levam a degradação das baterias de chumbo ácido são: i) corrosão, ii) degradação da massa ativa da placa positiva e perda da aderência com a grade, iii) formação irreversível de sulfato de chumbo na massa ativa, iv) curto circuito, v) perda de água. Mais aspectos químicos da degradação das baterias de chumbo ácido são discutidas em (RUETSCHI, 2004).

O modelo de Randles pode ser transformado em um circuito equivalente, como mostrado na Figura 1.7b, usando a transformação delta-estrela apresentada em (GOULD et al., 2009).

Figura 1.7 – Modelo equivalente de bateria proposto em (RANGLES, 1947) (a) e modelo modificado equivalente proposto em (GOULD et al., 2009).



Fonte: (RANGLES, 1947) e (GOULD et al., 2009).

A transformação delta-estrela pode ser realizada utilizando as relações mostradas na equação 1.3.

$$C_n = \frac{C_b^2}{C_b + C_s} \quad (1.3a)$$

$$C_p = \frac{C_b C_s}{C_b + C_s} \quad (1.3b)$$

$$R_n = \frac{R_t (C_b + C_s)^2}{C_b^2} \quad (1.3c)$$

$$R_p = R_d + R_t \quad (1.3d)$$

Os métodos baseados na estimativa da impedância da bateria assumem que a mesma está em estado quase-estacionário durante a realização das medidas. Porém bancos

de baterias utilizados em veículos elétricos e UPSs estão sujeitos a grandes variações, nestas situações, para estimar de forma correta SOC/SOH um modelo melhorado deve ser desenvolvido visando maior facilidade de simulação/estimação de parâmetros.

1.2.3.1 Estimação do estado de carga de baterias chumbo ácido

A determinação do estado de carga é um fator importante durante a utilização de baterias. A sua determinação exata permite um maior controle sobre o processo de carga e descarga, levando assim a uma maior vida útil da bateria (COLEMAN et al., 2007). Durante o processo de carga o conhecimento do estado de carga evita o risco de sobretensão e *gassing*, o qual degradam a composição química do eletrólito e da grade.

Em (HUET, 1998; RODRIGUES; MUNICHANDRAIAH; SHUKLA, 2000) foram apresentados métodos de estimação do SOC baseados na análise da impedância interna da bateria. O principal problema dos métodos acima ocorrem durante estados de cargas parciais onde a mudança da impedância é pequena e portanto grandes erros de predição ocorrem. Outro problema de estimação do SOC pela impedância é que a mesma varia com a temperatura e com o envelhecimento. Portanto, para diferentes taxas de carga, valores de impedância iguais podem corresponder a diferentes valores de SOC.

A Figura 1.8 mostra relação da impedância interna normalizada de uma bateria de 12 V 17.2-Ah VRLA (Bateria chumbo ácido regulada por válvula, do inglês *Valve-regulated lead-acid*) em função do SOC, a qual é dividida em duas regiões: linear e hiperbólica. Onde a taxa de aumento da impedância interna da bateria é muito mais rápida na região hiperbólica, o qual é devido a uma escassez de ácido sulfúrico e uma acumulação de sulfato de chumbo sobre a área de superfície dos eletrodos (SATO; KAWAMURA, 2002).

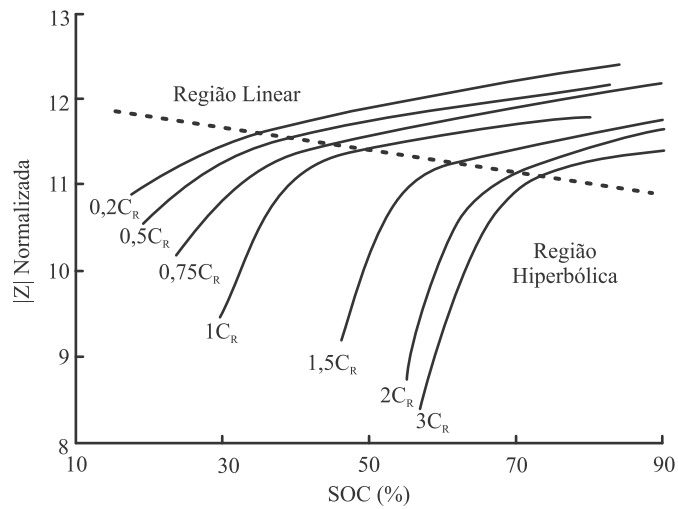
Já a Figura 1.9 mostra a tensão terminal da mesma bateria para diferentes taxas de descarga (C_R), onde $C_R = 1$ corresponde a corrente nominal.

Por outro lado a Figura 1.10 mostra que a impedância aumenta com a taxa de descarga. Para uma taxa de descarga baixa, a impedância aumenta somente para baixos valores de SOC, possuindo um valor final elevado. Já uma taxa de descarga maior faz com que o módulo da impedância aumenta progressivamente desde o início, tendo um valor final menor.

Desta forma a determinação do SOC apenas pela impedância pode acarretar em inexatidão. Para melhorar a estimação do SOC algoritmos que utilizam a impedância, a tensão terminal e a corrente de carga devem ser considerados.

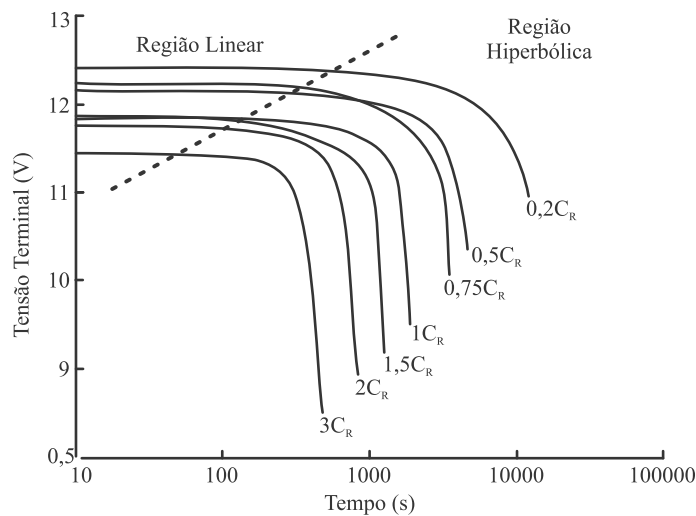
A magnitude da corrente de carga e descarga da bateria pode fazer com que a impedância interna da bateria varie não-linearmente em função do SOC (KARDEN; DONCKER, 2001). Para que o SOC seja determinado com maior exatidão a corrente de carga também precisa ser considerada.

Figura 1.8 – Impedância interna normalizada de uma bateria de 12 V 17.2-Ah VRLA em função do SOC.



Fonte: (COLEMAN et al., 2007).

Figura 1.9 – Tensão terminal para uma bateria de 12 V 17.2-Ah VRLA para diferentes taxas de descarga em função do tempo.



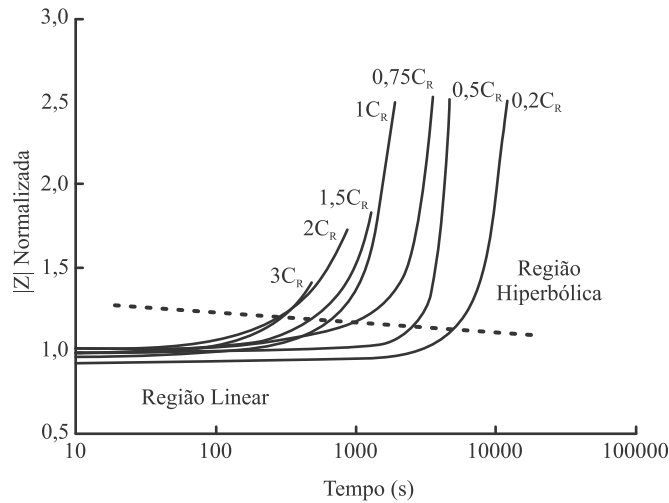
Fonte: (COLEMAN et al., 2007).

Um estratégia para incluir a corrente na estimação do SOC é chamado contador de Coulomb, mostrada na equação 1.4.

$$SOC = SOC_0 - \frac{1}{C_N} \int_{t_0}^t \eta_I I_{bat} dt \quad (1.4)$$

onde: SOC_0 é o estado de carga inicial, C_N é a capacidade nominal em Ah, I_{bat} é a corrente da bateria, e η_I é a eficiência da bateria, fator a ser determinado experimentalmente.

Figura 1.10 – Módulo da impedância interna normalizada para uma bateria de 12 V 17.2-Ah VRLA para diferentes taxas de carga em função do tempo.



Fonte: (COLEMAN et al., 2007).

1.2.3.2 Estimação da vida útil de baterias chumbo ácido

Um fator importante quando se trabalha com bancos de baterias é a sua vida útil. Este fator é utilizado para prever o tempo até a provável falha da bateria. Este parâmetro é utilizado no dimensionamento do banco, cálculo do custo do banco a longo prazo e também na definição da tecnologia da bateria. Existem vários métodos de predição da vida útil de baterias chumbo ácido a seguir serão citados alguns dos mais relevantes:

Um método muito simples é o método do contador de ciclos completos equivalentes. Este método define o tempo de vida da bateria quando um certo número de ciclos de carga/descarga completos é alcançado. A norma (IEC60896-11, 2003), define este número de ciclos (Z_{IEC}).

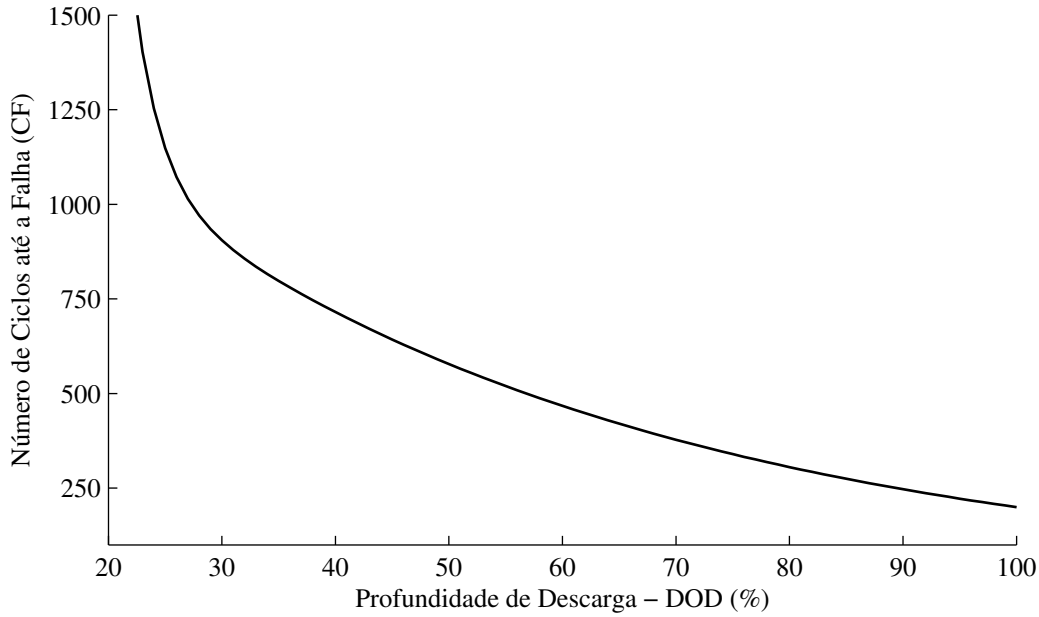
O método consiste em adicionar a carga ciclada pela bateria e calcular o número de ciclos (Z_N), como mostrado em:

$$Z_N(t + \Delta t) = Z_N(t) + \frac{|I_{dis}(t)| \cdot \Delta t}{C_N} \quad (1.5)$$

onde: $|I_{dis}(t)|$ é o valor absoluto da corrente de descarga. Quando $Z_N(t) = Z_{IEC}$ o fim da vida da bateria é alcançado.

Outro método de estimação de vida útil de baterias muito utilizado em softwares computacionais (HYBRID2 e HOGA) é conhecido com método contador de ciclos *Rain-flow*. Este método de contagem de ciclos é baseado na contagem dos ciclos de carga e descarga (Z_i) correspondendo a cada faixa de DOD (profundidade de descarga) divididos em intervalos. Para cada intervalo existe um número de “ciclos até a falha” (CF_i) obtido do datasheet da bateria, como mostrado na Figura 1.11.

Figura 1.11 – Número de ciclos até a falha típicos em função da profundidade de descarga, para baterias UNIPOWER.



Fonte: (UNIPOWER, 2003).

A equação que representa o contador *Rainflow* é mostrado em 1.6.

$$Vida_{Bat} = \frac{1}{\sum_{i=1}^m \frac{Z_i}{CF_i}} \quad (1.6)$$

Já em (SCHIFFER et al., 2007) é apresentado um método de contagem ponderada de carga, onde é assumido que as condições de operação são tipicamente mais severas do que aquelas usadas em testes padrões de “ciclagem” e flutuação. O fim da vida útil da bateria é alcançado quando capacidade da bateria é de 80%.

A vida útil da bateria associado ao número de ciclos dado na norma (IEC60896-11, 2003) (Z_{IEC}) esta relacionado a estado onde a bateria chega a 80% da capacidade nominal. Entretanto o envelhecimento é uma combinação de “ciclagem” e corrosão, assim o número de ciclos sem corrosão seria maior, aproximadamente $Z(t) = 1,6Z_{IEC}$. Assim, a perda de capacidade devido a degradação (Ciclagem) é dada por:

$$C_{deg}(t) = C_{deg,lim} \exp \left[-C_Z \left(1 - \frac{Z_W(t)}{1,6Z_{IEC}} \right) \right] \quad (1.7)$$

onde $C_{deg,lim}$ é a degradação limite, alcançada quando a capacidade da bateria é de 80% da capacidade nominal (sem corrosão), e C_Z é uma constante igual a 5.

Para calcular a perda de capacidade devido a degradação, a carga aplicada a bateria é ponderada pelo SOC, dada pela função $f_{SOC}(t)$ o qual também inclui o efeito da taxa de descarga, e a função $f_{acid}(t)$ inclui o efeito da estratificação do ácido. O número de

ciclos ponderados, sem corrosão (Z_W) é calculado por:

$$Z_W(t + \Delta t) = Z_W(t) + \frac{|I_{dis}(t)|f_{SOC}(t)f_{acid}(t)\Delta t}{C_N} \quad (1.8)$$

Baixos valores de SOC durante um longo período de tempo implicam em perda de capacidade devido ao *stress* mecânico na massa ativa e também ao aumento do tamanho dos cristais de sulfato de chumbo. O impacto na perda de capacidade é modelado pelo fator $f_{SOC}(t)$ o qual é dado por:

$$f_{SOC}(t) = 1 + (c_{SOC,0} + c_{SOC,min}(1 - SOC_{min}|_{t_0}^t)f_I(I, n)(t - t_0)) \quad (1.9)$$

onde, t_0 é o tempo da última carga completa, $SOC_{min}(t)$ é o mínimo SOC desde o última carga completa, $c_{SOC,0}$ é a constante no qual representa o aumento em $f_{SOC}(t)$ no tempo em SOC=0, $c_{SOC,min}$ é uma constante para considerar o impacto do SOC_{min} e $f_I(I, n)$ é o fator de corrente.

O fator de corrente leva em conta o efeito causado pelos cristais de sulfato de chumbo. Esse fator depende principalmente da corrente no início da descarga depois de uma carga completa (I). Se a bateria é carregada até um SOC maior do que 0,9 e menor do que 1, a mesma é considerada uma carga ruim, pois o número de cristais diminui mas seu tamanho aumenta. Então o fator de corrente é também afetado pelo número de cargas ruins (n). O fator de corrente pode ser calculado por:

$$f_I(I, n) = \sqrt{\frac{I_{10}}{I(t)}} \sqrt[3]{\exp\left(\frac{n(t)}{3,6}\right)} \quad (1.10)$$

onde, $I_{10} = C/10$ é a corrente para a descarga em 10 horas.

O número de cargas ruins é levado a zero quando o SOC atinge 0,9999. Quando o máximo SOC (SOC_{max}) alcançado durante uma carga está entre 0,9 e 1, n é atualizado como:

$$n(n + \Delta t) = n(t) + \Delta n = n(t) + \frac{0,0025 - (0,95 - SOC_{max})^2}{0,0025} \quad (1.11)$$

Um carga com SOC menor do que 0,9 não afeta o número de cristais e não é contada como uma carga ruim.

A influência da estratificação da massa ativa é levada em conta pelo fator $f_{acid}(t)$. Correntes menores possuem impacto maior neste fator:

$$f_{acid}(t) = 1 + f_{estrat}(t) \sqrt{\frac{I_{10}}{|I_{bat}(t)|}} \quad (1.12)$$

onde $f_{estrat}(t)$,

$$f_{estrat} = \int (f_+ - f_-)dt, \quad f_{estrat} \geq 0 \quad (1.13)$$

corresponde ao fator de estratificação aumentado e diminuído pelos fatores de aumento e diminuição da estratificação f_+ e f_- , respectivamente:

$$f_+(t) = c_+(1 - SoC_{min}|_{t_0}^t)e^{-3f_{estrat}(t)} \frac{|I_{dis}(t)|}{I_{ref}} \quad (1.14)$$

$$f_-(t) = c_- \sqrt{\frac{100Ah}{C_N} \frac{I_{gas,0}(t)}{I_{gas,0}}} e^{(c_u U_{cell} - U_{ref})} \quad (1.15)$$

onde: I_{gas} é a corrente produzida pelo efeito de *gassing*, U_{cell} é a tensão da célula, $U_{cell} = U_{ref}$, $c_- = 0, 1$, $c_u = 11$.

Quanto menor o SOC desde a última carga completa (remoção da estratificação) e quanto maior a corrente, maior será o fator de estratificação. O fator de estratificação diminui pela difusão e gaseificação.

Outro fator que diminui a vida útil de baterias é a corrosão dos eletrodos. A corrosão significa a conversão do chumbo que forma a grade em diferentes óxidos de chumbo. Estes óxidos diminuem a condutividade entre a grade e a massa ativa. Os produtos da corrosão possuem uma menor densidade e conseqüentemente um maior volume específico. Isto resulta em um stress mecânico e a uma perda de massa ativa, pois parte da camada de corrosão “descama” e interrompe o contato entre a grade e a massa ativa. Estes efeitos foram estudados inicialmente por (LANDER, 1951) e mais tarde por (RUETSCHI, 2004).

A corrosão é modelada como uma camada de menor condutividade, a qual cresce com o passar da vida útil da bateria. A espessura da camada de corrosão ($\Delta W(t)$) é calculada a partir da tensão de corrosão do eletrodo positivo, como mostrado em (RUETSCHI, 2004).

$$C_{corr}(t) = C_{corr,lim} \frac{\Delta W(t)}{\Delta W_{lim}} \quad (1.16)$$

$$\Delta W(t) = \begin{cases} k_s x^{0,6} + \Delta t, & se U_{corr} < 1,74 \\ \Delta W(t - \Delta t) + k_s \Delta t, & se U_{corr} \geq 1,74 \end{cases} \quad (1.17)$$

onde Δt é o passo a ser considerado, x é definido como:

$$x = \left(\frac{\Delta W(t - \Delta t)}{k_s} \right)^{1/0,6} \quad (1.18)$$

k_s é a velocidade de corrosão, calculada como:

$$k_s(U_{corr}, T) = k(U_{corr})e^{(k_{s,T}(T-298))} \quad (1.19)$$

onde $k(U_{corr})$ é dado em (LANDER, 1951), $k_{s,T} = \ln(2)/15K$

Desta forma o método apresentado por Schiffer et al. (2007), descrito acima calcula

a capacidade restante da bateria como:

$$C_{res}(t) = C_d(t) = C_d(0) - C_{corr}(t) - C_{deg}(t) \quad (1.20)$$

onde: $C_d(0)$ é a capacidade normalizada inicial.

Quando a capacidade restante (C_{res}) chega a 80% da capacidade a bateria chega ao fim da sua vida útil.

Em (DUFO-LÓPEZ; LUJANO-ROJAS; BERNAL-AGUSTÍN, 2014) é apresentada uma comparação entre os três métodos descritos acima onde o resultado pode ser visto na tabela 1.4

Tabela 1.4 – Comparação entre métodos de estimação de vida útil de baterias chumbo ácido.

Nome do Método	Complexidade	Precisão
Contador de ciclos Eq.	Baixa	Boa
<i>Rain Flow</i>	Média	Boa
Método de Schiffer	Muito Alta	Alta

Fonte: (DUFO-LÓPEZ; LUJANO-ROJAS; BERNAL-AGUSTÍN, 2014).

1.2.4 Modelagem e Controle do Motor de Combustão Interna (MCI)

A modelagem de MCI para controle de velocidade é amplamente estudada na literatura. Estes modelos são conhecidos como modelos de valores médios (do inglês *Mean Value Engine Models* - MVEM). Tais modelos são uma categoria intermediária entre modelos paramétricos complexos e uma função de transferência fenomenológica simplista (HENDRICKS; SORENSON, 1990; ASL et al., 2013). A derivação dos MVEMs geralmente começa com uma descrição não linear dos valores médios das variáveis do motor e ignora as características individuais de cada cilindro. Tais modelos são uma combinação de leis físicas e técnicas de identificação utilizando ensaios experimentais dinâmicos e estáticos. O modelo geralmente leva em conta a taxa de massa de ar de entrada, a pressão absoluta do coletor de entrada, posição da borboleta, o torque produzido pelo motor e o torque de carga como variáveis de interesse (HAZELL; FLOWER, 1971; POWELL, 1979; POWELL; COOK, 1987). Este tipo de modelo também é referido como modelo orientado a controle (COOK; POWELL, 1988; CHAUMERLIAC; BIDAN; BOVERIE, 1994).

Os modelos orientados a controle geralmente são desenvolvidos para o projeto de controladores de velocidade. As estratégias de controle de velocidade para MCIs podem ser classificadas de acordo com a faixa de operação de velocidade. Duas abordagens são encontradas na literatura: i) controle de marcha lenta (do inglês *Idle Speed Control* - ISC), ii) controle de velocidade para toda a faixa de velocidade.

O principal objetivo do ISC é manter a velocidade do MCI a mais baixa possível para maximizar a economia de combustível e ainda garantir uma boa qualidade de combustão sem comprometer o desempenho dos acessórios do veículo (ex: alternador, ar-condicionado). O ISC também deve prevenir qualquer possibilidade do motor se desligar devido a algum distúrbio externo (HROVAT; SUN, 1997).

Varias estratégias diferentes de controle de marcha lenta (ISC) tem sido apresentada na literatura. Entre elas podem-se citar, estratégias baseadas em técnicas de estimação as quais podem ser utilizadas para encontrar parâmetros desconhecidos do MCI e então projetar um controlador usando por exemplo um controlador linear quadrático (*Linear Quadratic Regulator* - LQR) (NICOLAO et al., 1999), ou estimar distúrbios os quais não são acessíveis para medição e então compensá-los (STOTSKY; EGARDT; ERIKSSON, 1999). Técnicas mais robustas como o controle adaptativo (YILDIZ et al., 2011; HSIEH; CHEN; WU, 2007) e o controlador por modos deslizantes (do inglês *sliding mode control*) (ALT et al., 2009; LI; YURKOVICH, 2001) também foram consideradas. Controladores do tipo Proporcional Integral Derivativo (PID) também foram propostos os quais são projetados *off line* via linearização do modelo MVEM não linear (WANG; STEFANOPOULOU; LEVIN, 1999) ou projetado *on line* (HOWELL; BEST, 2000).

Em (KLAWONN; GEBHARDT; KRUSE, 1995) e (MARTINEZ; JAMSHIDI, 1993) controladores nebulosos (do inglês, *Fuzzy controllers*) foram aplicados para ISC ao invés de recair em uma formalização matemática do modelo do motor. Maiores detalhes sobre o controle de marcha lenta pode ser encontrado em (THORNHILL; THOMPSON; SINDANO, 2000).

Todos os modelos e controladores citados anteriormente foram desenvolvidos no domínio do tempo. Entretanto, existe uma outra abordagem para descrever o comportamento de um MCI o qual usa o ângulo do virabrequim ao invés do tempo na sua representação. Esta abordagem é conhecida como modelo baseado em eventos (de inglês *event based model*).

Os modelos baseados em eventos para MCIs já foram apresentados na literatura para projetar diferentes estratégias de controle. Em (BUTTS; SIVASHANKAR; SUN, 1999) um modelo médio baseado em eventos foi desenvolvido para o controle de marcha lenta e um Controlador Linear Gaussiano (LQG) e um controlador *feed forward* são projetados através de uma otimização ℓ_1 . Em (YURKOVICH; SIMPSON, 1997) ambos os modelos baseados em eventos lineares e não-lineares foram desenvolvidos para o controle de marcha lenta e três técnicas de controle foram comparadas para os dois modelos (no domínio do tempo e baseados em eventos), o qual são: LQR, controlador nebuloso e controlador por modos deslizantes. Em (JIMBO; HAYAKAWA, 2011) um novo conceito de modelagem de um motor SI foi proposto em um sistema analítico em variáveis de estado no domínio do ângulo discreto, o qual permite o projeto ótimo de controladores. Apesar desta técnica fornecer bons resultados, a sua complexidade e excessivo número de variáveis

de estados (35 no total) tornam o seu entendimento e utilização reduzido.

Os modelos de MCIs para controle de marcha lenta são geralmente desenvolvidos levando em conta algumas restrições (YILDIZ et al., 2011), as quais pode-se citar: i) faixa de velocidade limitada, ii) fluxo de ar na borboleta geralmente permanece em escoamento crítico (do inglês *choked flow*), desta forma a taxa de massa de ar do coletor de entrada é apenas uma função do ângulo da borboleta, e não uma função da pressão do coletor de admissão, iii) que na marcha lenta as variações paramétricas são menores, iv) e que o atraso entre a admissão até a produção de torque em marcha lenta é maior do que em rotação nominal, porém é considerada constante devido a limitada variação de velocidade.

Por outro lado, para geradores operando em velocidade variável é importante rastrear a velocidade do MCI em uma faixa de operação maior do que a marcha lenta. Na maior parte do tempo em velocidade e cargas maiores o fluxo de ar não encontra-se mais em escoamento crítico. Desta forma, agora a taxa de massa de ar é uma função não linear do ângulo da borboleta e da pressão absoluta do coletor.

Em (PULESTON; SPURGEON; MONSEES, 2001) um controlador por modos deslizantes é proposto para o controle da velocidade de um MCI baseado no modelo proposto por (CROSSLEY; COOK, 1991). No controle de velocidade para uma ampla faixa de velocidade as variações paramétricas são maiores do que no controle da marcha lenta. Desta forma é comum se utilizar a velocidade e a pressão absoluta do coletor (MAP, do inglês - *Manifold Absolute Pressure*) como variáveis de realimentação. Em (ZHANG; SHEN, 2009) um controlador adaptativo é proposto também usando velocidade e MAP como medidas.

Em (PAN; WEI; ZHAO, 2008) um controlador por retroação de estado do tipo H_∞ é proposto para um sistema não linear nebuloso com atraso de transporte do tipo *Takagi-Sugeno* o qual permitiu um bom projeto de controle sobre todos os pontos de operação. Em (JOHANSEN et al., 1998) um controlador com ganhos tabelados é proposto e seu projeto é realizado utilizando uma técnica de linearização “fora dos pontos de equilíbrios”.

Embora muitas técnicas diferentes terem sido desenvolvidas para o controle de velocidade de MCIs, não é dada muita atenção a controladores mais simples como o controlador proporcional e integral (PI) e seu projeto no domínio discreto. Além disso, controladores PI com ganhos tabelados e com ação *feed forward* não foram reportados na literatura até então, sendo uma contribuição deste trabalho publicado em (TIBOLA et al., 2015) e descrito em detalhes no Capítulo 2.

1.2.5 Revisão sobre o sistema *start-stop*

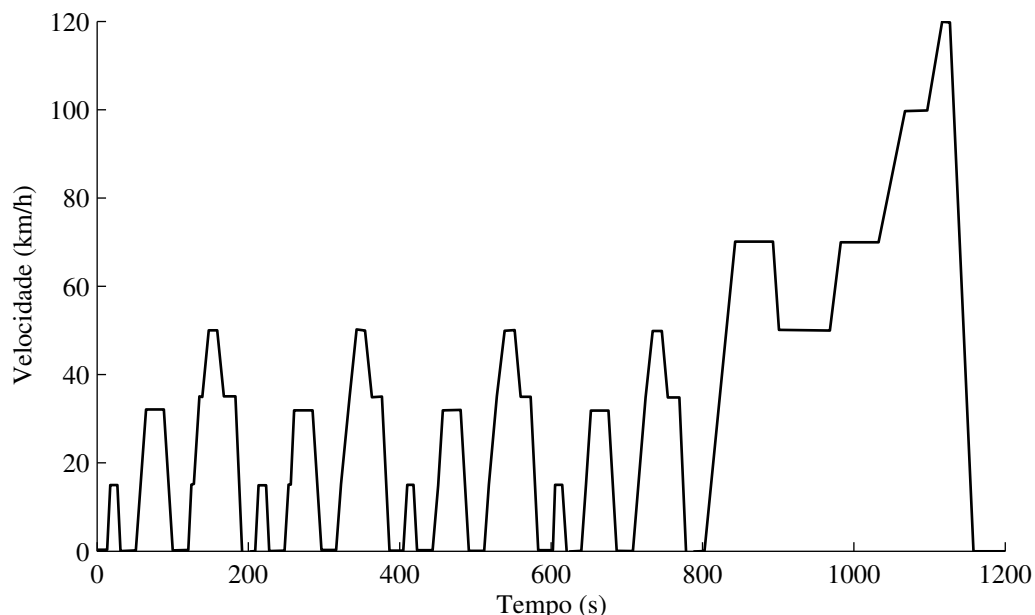
O sistema *start-stop* é definido como um conjunto de acessórios adicionados a um motor de combustão interna (MCI) convencional, no qual permite que o motor li-

gue/desligue automaticamente e de forma rápida segundo alguns critérios. Estes critérios variam de fabricante para fabricante, os critérios mais comuns ou a combinação deles são, i) para desligar o MCI: veículo parado, motor em marcha lenta, pedal de freio pressionado, cambio em ponto morto (câmbio manual); ii) para ligar o MCI: pedal de freio não pressionado, pedal do acelerador pressionado, marcha engatada (câmbio manual). O sistema como um todo reduz o consumo de combustível e diminui emissões de gases poluentes quando o veículo encontra-se parado, por exemplo em congestionamentos e sinalizadas (WHITTAL, 2012; QIAO et al., 2014). Tendo também como objetivo maximizar as oportunidades de parada sem comprometer os atributos e funcionalidades do veículo. Para que os equipamentos elétricos do veículo, tais como iluminação, ar-condicionado, etc, continuem operando quando o MCI estiver desligado, baterias de maior capacidade são utilizadas.

Esta tecnologia tem se tornado popular, principalmente na Europa, devido ao razoável redução de consumo de combustível e redução de emissões com baixo custo de implementação em veículos convencionais (MCGEOCH; DEUTSCH, 2010).

Para validar a real diminuições de consumo de combustível de veículos equipados com o sistema *start-stop*, são criados testes padrões, os quais simulam um percurso típico realizado por um condutor e seu veículo. O teste mais conhecido é o NEDC (do inglês, *New European Drive Cycle*), mostrado na Figura 1.12.

Figura 1.12 – New European Drive Cycle (NEDC)



Fonte: (QIAO et al., 2014).

Este ciclo é composto por quatro repetições do ciclo UDC (do inglês, *urban driving cycle*) e uma repetição do ciclo EUDC (do inglês, *Extra-Urban driving cycle*). Em (QIAO et al., 2014) são analisados três ensaios utilizando o mesmo veículo, com o sistema *start-*

stop e sem ele. No estudo, houve uma economia de combustível de 8,31% para o ciclo UDC, 0,74% para o EUDC e 4,56% para o ciclo NEDC. Houve também um pequeno aumento de emissões de HC e CO, devido ao fato que o motor é desligado várias vezes durante o ciclo fazendo com que o catalisador opere com uma menor temperatura deteriorando sua eficiência de conversão.

Esta tecnologia é eficiente em tráfego urbano onde o veículo perde muito tempo aguardando em semáforos ou congestionamento, desta forma combustível é economizado, além de reduzir emissões de CO₂. Várias tecnologias de sistemas *start-stop* são desenvolvidas pelos fabricantes automotivos, as tecnologias mais comuns são:

1. **Partida pela Correia do Alternador** - Neste sistema o alternador do veículo é substituído por um alternador capaz de realizar a partida do MCI e também carregar a bateria. O novo alternador geralmente possui tamanho similar ao convencional com os mesmos pontos de fixação, facilitando assim a adaptação. Com esta tecnologia também pode-se regenerar parte da energia das frenagens do veículo como também fornecer uma parcela de energia adicional para o veículo durante acelerações (PRUCKA, 2005; TAMAI et al., 2001). Como limitações deste método pode-se citar: i) máxima potência alcançada com um alternador reduzido (similar ao tamanho do alternador), ii) máxima tensão suportada pela correia do alternador e iii) partida a frio difícil para motores de grande porte. Fornecedores desta tecnologia: Valeo, INA (Schaeffler Technologies), Bosch, Denso. Veículos (Europeus) equipados com essa tecnologia (2012): Citroen C3/DS3/C4/C4 Picasso/DS4/C5/Berlingo/Nemo, Mercedes-Benz A/B/C/S Class, Smart Fortwo mhd.
2. **Partida Melhorada** - Neste sistema, a partida do veículo é melhorada para garantir que o mesmo alcance bom desempenho frente ao elevado número de partidas comparado ao sistema convencional. O sistema também consiste de um alternador de maior capacidade de corrente para carregar a bateria mais rapidamente sustentando assim o elevado número de partidas. Fornecedores desta tecnologia: Bosch, Denso. Veículos (Europeus) equipados com essa tecnologia (2012): Alfa Romeo Mito-Giulietta, BMW Mini/1er/3er/5er/6er/X1/X3, Fiat 500/500c/Punto/Punto Evo/Qubo, Ford Ka/Focus/C-Max/Mondeo/S-Max/Galaxy, Jaguar XF, Kia Cee'd /Venga, LandRover eD4, MINI Cooper S, Opel Agila/Astra/Combo/Corsa /Insignia/Meriva/Zafira Tourer, Skoda Fabia/Roomster/Octavia/Superb/Yeti, Volkswagen Golf,Passat,Polo,Scirocco,Touran,Sharan,Tiguan,Touareg.
3. **Partida Direta** - Este sistema utiliza o sistema de injeção direta na câmara de combustão mais a centelha do sistema de ignição, para dar partida instantânea no motor ao invés de substituir o alternador e o motor de partida. O princípio de

funcionamento consiste em posicionar o pistão em uma posição ótima durante o desligamento do motor. Desta forma é possível injetar combustível dentro da câmara de combustão e então injetar combustível para dar partida ao motor (FURUSHOU et al., 2012; GIBSON et al., 2014). Fornecedores desta tecnologia: Mazda. Veículos (Europeus) equipados com essa tecnologia (2012): Mazda 3 2.0 l MZR DISI/5 2.0 l MZR DISI.

4. **Partida Convencional e Gerador Integrado** - Neste sistema o motor de partida e o alternador são integrados em uma única máquina CA trifásica geralmente de ímãs permanentes acoplada diretamente ao eixo do motor, especificamente entre o motor e o sistema de embreagem. Este sistema é o mais versátil pois permite: realizar o *start-stop*, frenagem regenerativa, potência suplementar durante acelerações rápidas, geração de eletricidade para armazenamento. Fornecedores desta tecnologia: Continental, ZF-Sachs, Bosch, Honda. Veículos (Europeus) equipados com essa tecnologia (2012): Honda CR-Z/Jazz Hybrid/Insight.

Entre as tecnologias listadas acima a última é a que apresenta o maior grau de hibridização entre MCI e gerador elétrico e conseqüentemente o maior custo.

Trazendo-se a tecnologia *start-stop* para o contexto de Grupos Motores Geradores (GMGs), algumas adaptações podem ser realizadas afim de se alcançar os mesmos benefícios. Por exemplo, em veículos com o sistema *start-stop* o MCI é ligado e desligado segundo alguns critérios, que para veículos com câmbio manual geralmente são: i) critério de desligamento: Motorista colocou o câmbio na posição neutro por alguns segundos e a temperatura do MCI está acima de um determinado valor, ii) critério de ligamento: motorista pressiona o pedal da embreagem. Pode-se perceber que a operação em regime *start-stop* está associado a vontade do motorista, ele decide se o MCI liga/desliga. Estes critérios são utilizado principalmente para evitar desligamentos desnecessários e garantir maior conforto e dirigibilidade.

Em GMGs os critérios de ligamento/desligamento obviamente devem ser modificados para, por exemplo: i) critério de desligamento: a potência de carga está muito baixa e o consumo específico do MCI (g/kWh) está muito elevado, então não vale a pena, do ponto de vista do consumo de combustível, manter o MCI ligado, ii) critério de ligamento: estado de carga do elemento armazenador de energia (EAE) muito baixo, ou temperatura do MCI muito baixa.

Na literatura não foram encontrados, até então, trabalhos referentes à operação de GMGs em regime *start-stop*.

1.3 ESCOPO DA TESE

Este trabalho visa desenvolver um sistema de UPS híbrida entre grupo motor gerador ciclo Otto e banco de baterias para suprir cargas críticas, as quais demandam uma fonte de energia ininterrupta com elevada autonomia e eficiência. O sistema de UPS híbrido proposto utiliza dois elementos de armazenamento de energia, sendo eles a bateria, para suprir eventos rápidos e um grupo motor gerador a etanol, para aumentar a autonomia do sistema. O sistema busca ainda utilizar estas duas fontes de energia de forma combinada configurando uma topologia híbrida capaz de utilizar os benefícios de ambos os sistemas, bem como utilizar possibilidades ainda pouco exploradas neste contexto, tais como a operação em velocidade variável e operação em regime *start-stop*.

Com as técnicas propostas é possível aumentar a eficiência global do sistema e diminuir o consumo de combustível global. A busca de melhoria de eficiência do sistema está restrita a técnicas de controle e gerenciamento do grupo motor gerador e do banco de baterias. Outras técnicas de aumento de eficiência também podem ser aplicadas ao motor de combustão tais como Injeção direta, turboalimentação, comando de válvula variável e *Downsizing* (WALTON; ROUSSEAU, 2013).

Como objetivos específicos podem-se citar:

- Definir um modelo do motor a combustão para projeto do controlador de velocidade.
- Desenvolver um conversor retificador/inversor capaz de alimentar a carga de saída, a partir da rede/gerador/bateria.
- Obter experimentalmente a característica de consumo específico do MCI.
- Definir as referências de velocidade a fim de minimizar o consumo específico de combustível para operação em velocidade variável.
- Definir critérios para entrada e saída do regime *start-stop*.
- Modelar o banco de bateria para realizar o controle de carga e estimar o estado de carga.
- Estimar a vida útil do banco de baterias, em função dos parâmetros do sistema.
- Projeto dos diversos controladores existentes no sistema.
- Implementação e validação experimental dos controladores.

1.4 ORGANIZAÇÃO DA TESE

Os capítulos desta Tese estão organizados na forma que segue.

O Capítulo 1 apresenta a motivação e os objetivos da Tese, além de uma revisão bibliográfica sobre o tema a fim de contextualizar o trabalho na realidade atual.

No Capítulo 2 é apresentado o modelo do motor de combustão interna, bem como o controle de velocidade.

No Capítulo 3 é apresentada topologia da UPS híbrida, bem como a modelagem e projeto dos diversos controladores presentes no sistema.

O Capítulo 4 descreve a operação do sistema em velocidade variável e operação em regime *start-stop*, além dos modos de operação da UPS híbrida, bem como são apresentados os resultados experimentais.

No Capítulo 5 são apresentadas as considerações finais e trabalhos futuros.

Como complemento a Tese, a bancada experimental é descrita no Apêndice A.

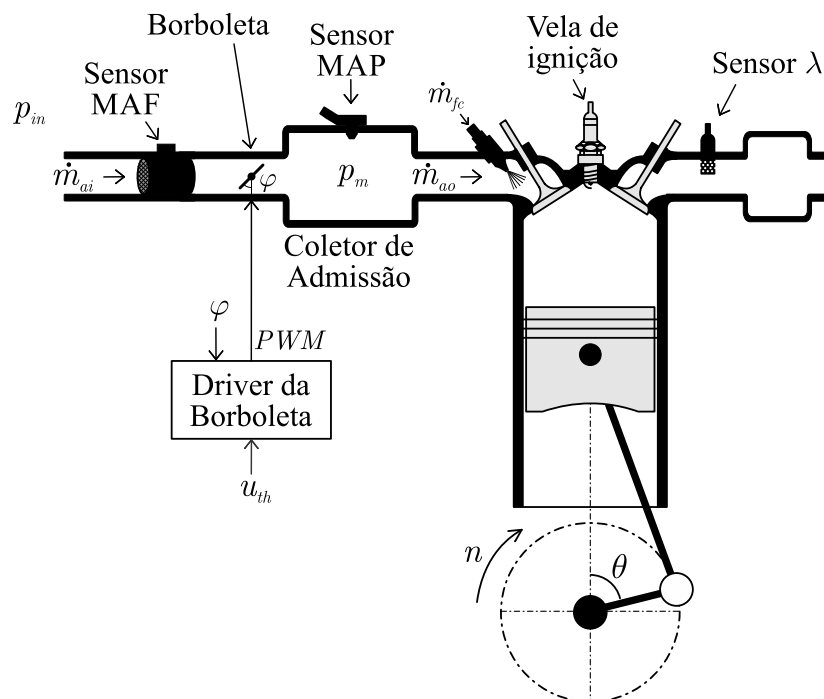
2 MODELAGEM E CONTROLE DE VELOCIDADE DO MOTOR DE COMBUSTÃO INTERNA

Neste capítulo é descrita a obtenção dos modelos para controle de velocidade do motor à combustão interna. Dois modelos são aqui apresentados sendo eles: modelo no domínio do tempo (do inglês *time based*) (POWELL, 1979; COOK; POWELL, 1988) e o modelo no domínio do ângulo do virabrequim (do inglês, *crank based*) (BUTTS; SIVASHANKAR; SUN, 1999). Este último é usado no desenvolvimento de um modelo linear mais adequado para o projeto do controlador de velocidade.

2.1 MODELO DINÂMICO DO MCI NO DOMÍNIO DO TEMPO

O modelo do MCI no domínio do tempo é fundamentado nos trabalhos desenvolvidos por (POWELL, 1979; COOK; POWELL, 1988). Nesta abordagem o MCI é dividido em dois subsistemas dinâmicos de primeira ordem, sendo eles: i) dinâmica do coletor de entrada e ii) dinâmicas rotacionais. Ainda, são utilizadas funções não lineares as quais representam os mais diversos fenômenos existentes no MCI tais como: passagem do fluxo de ar pela borboleta (válvula reguladora de ar) e produção de torque. A Figura 2.1 mostra um cilindro do motor e suas principais variáveis.

Figura 2.1 – Representação simplificada de um dos cilindros do motor.



2.1.1 Válvula Reguladora de ar - Borboleta

O comportamento da borboleta pode ser modelado usando os princípios de conservação de massa e energia. Durante a análise ainda é assumido o ar como um gás ideal e compressível, seguindo um fluxo unidimensional, isentrópico, e em regime permanente. Sendo assim, a taxa de massa de ar de admissão (\dot{m}_{ai}) através da borboleta pode ser escrita como um função separada do ângulo da borboleta (φ) e da pressão absoluta do coletor (p_m). Esta equação é conhecida como equação geral de um fluido compressível através de uma restrição, a qual é descrita em detalhes em (GUZZELLA; H.ONDER, 2010; HEYWOOD, 1988). Esta equação possui algumas limitações a serem listadas: i) obtenção do coeficiente de descarga C_d , o qual requer testes adicionais em bancada de fluxo, que nem sempre estão disponíveis, ii) a área da borboleta $A_{th}(\varphi)$ é uma função não linear complicada do ângulo e da geometria da borboleta (maiores detalhes em (MOSKWA; HEDRICK, 1987)) iii) a função $\Psi(\cdot)$ possui o inconveniente de ser uma equação condicional da pressão absoluta do coletor, a qual não representa uma opção adequada para o projeto de controle baseado em modelo.

Para superar estas desvantagens, uma opção alternativa é dada em (WAGNER; DAWSON; ZEYU, 2003; PFEIFFER, 1997):

$$\dot{m}_{ai}(u_{th}, p_m, p_{in}) = TC(u_{th}) \tilde{\Psi} \left(\frac{p_m}{p_{in}} \right) \quad (2.1)$$

onde p_{in} é a pressão atmosférica o qual é considerada constante ($p_{in} \approx 101.3kPa$), a função $TC(\cdot)$ é a função característica da borboleta expressa como uma função polinomial do sinal de controle u_{th} da borboleta ao invés de φ . Isto pode ser realizado, pois o ângulo da borboleta é controlado pelo *driver* da borboleta através do sinal u_{th} , assim $\varphi \propto u_{th}$, como mostrado na Figura 2.1. O *driver* da borboleta possui uma resposta dinâmica que pode ser modelada por uma função de transferência de primeira ordem com um polo localizado em $\omega_{th} = 231$ rad/s. Esta dinâmica foi desconsiderada no modelo, porém seu efeito pode causar implicações no projeto do controlador de velocidade, e pode ser considerado no projeto, caso necessário.

A função $TC(\cdot)$ é mostrada em:

$$TC(u_{th}) = u_0 + u_1 u_{th} + u_2 u_{th}^2 + u_3 u_{th}^3 \quad (2.2)$$

onde u_{0-3} são constantes experimentais. A equação 2.2 pode ser obtida através de resultados experimentais usando o sensor MAF (do inglês *Mass Air Flow sensor* - sensor de massa de ar) como mostrado na Figura 2.1.

Por outro lado, a função $\tilde{\Psi}(\cdot)$ é uma aproximação da função $\Psi(\cdot)$ proposta por (GUZZELLA; H.ONDER, 2010), porém agora sem ação condicional a qual facilita o seu

uso no projeto de um controlador baseado em modelo. Esta função é mostrada em:

$$\tilde{\Psi}\left(\frac{p_m}{p_{in}}\right) = 1 - EXP\left\{C_p\left(\frac{p_m}{p_{in}} - 1\right)\right\} \quad (2.3)$$

onde $C_p = 9$, como proposto por (WAGNER; DAWSON; ZEYU, 2003; PFEIFFER, 1997; CHO; HEDRICK, 1989).

Para condições de operação transientes, onde a taxa de massa de ar varia rapidamente, a mesma é considerada um fenômeno quasi estático desta forma a equação 2.1 pode ser usada. Para ciclos transientes consecutivos a taxa de massa de ar é calculada considerando a pequenas variações em torno de estados em regime permanente.

2.1.1.1 Bombeamento

A estimativa de ar que deixa o coletor de admissão e entra na câmara de combustão (\dot{m}_{ao}) pode ser obtida considerando o motor como uma bomba volumétrica de ar (COOK; POWELL, 1988). Desta forma a taxa de massa de ar (\dot{m}_{ao}) pode ser expressa como um função polinomial separável da velocidade angular (n) e da pressão do coletor de entrada (p_m), como mostrado em:

$$\dot{m}_{ao}(p_m, n) = f_p(p_m) n \quad (2.4)$$

onde a função $f_p(\cdot)$ pode ser definida como:

$$f_p(p_m) = p_0 + p_1 p_m + p_2 p_m^2 + p_3 p_m^3 \quad (2.5)$$

onde p_{0-3} são constantes experimentais.

As constantes p_{0-3} são obtidas experimentalmente usando o sensor MAF e MAP, como mostrados na Figura 2.1, com o motor operando em regime permanente.

A pressão absoluta do coletor também pode ser determinada empregando os princípios de conservação de massa e energia. A conservação de momento é também aplicada assumindo que existe uma pressão uniforme no coletor de admissão, entre a borboleta e as válvulas de admissão (POWELL; COOK, 1987). Desta forma a dinâmica da pressão absoluta do coletor pode ser expressa por:

$$\dot{p}_m = \rho(\dot{m}_{ai} - \dot{m}_{ao}) \quad (2.6)$$

onde $\rho = \frac{RT_m}{V_m}$, e R é a constante universal dos gases ideais, V_m e T_m são o volume e a temperatura do coletor, respectivamente. Também é assumido que a densidade ρ se mantém constante em toda a faixa de operação.

2.1.1.2 Atraso de transporte

Como o MCI pode ser considerado uma bomba recíproca de ar, então uma mistura de ar mais combustível é admitida em cada cilindro e acabará produzindo torque através do processo de combustão depois de 360° CA (do inglês *Crank Angle*, Ângulo do Virabrequim). Este fenômeno caracteriza um atraso de transporte (τ_d) entre admissão da mistura e produção de torque. No domínio do tempo este atraso (τ_d), em segundos, é expresso em função da velocidade angular (n) em rpm, como:

$$\tau_d = \frac{60}{n} \quad (2.7)$$

2.1.1.3 Controle da relação ar/combustível e do avanço de ignição

Existem outras duas variáveis que afetam diretamente a performance de MCI de combustão por centelha (SI), no que diz respeito a produção de torque, economia de combustível e emissões, as quais são: i) relação ar/combustível e ii) avanço de ignição.

A relação ar/combustível é definida como a relação entre a taxa de massa de ar que entra na câmara de combustão (\dot{m}_{ao}) e a taxa de massa de combustível que também entra na câmara de combustível (\dot{m}_{fi}), simultaneamente, também expressa normalizada em relação a seu valor estequiométrico, também conhecido com razão de excesso de ar ou λ , definido como:

$$\lambda = \frac{1}{AFR} \frac{\dot{m}_{ao}}{\dot{m}_{fi}} \quad (2.8)$$

onde AFR é a razão estequiométrica, isto é a relação mássica entre a quantidade de ar e a quantidade de combustível para que a combustão seja completa, tipicamente $AFR \approx 9$ para o Etanol.

O impacto do λ no torque do motor pode ser expresso pela uma função quadrática abaixo:

$$f_\lambda(\lambda) = 1 - \alpha_\lambda(\lambda - \lambda_{MBT})^2 \quad (2.9)$$

onde α_λ é uma constante experimental e λ_{MBT} é o lambda onde ocorre o máxima produção de torque. Para o motor utilizado verificou-se experimentalmente que $\lambda_{MBT}=0,83$. Uma representação gráfica da equação 2.9 é mostrado na Figura 2.2.

Enquanto que um MCI para grupo motor gerador operando com uma relação ar/combustível menor que a relação estequiométrica aumenta a produção de torque e potência, também ocorre um aumento no consumo específico de combustível (g/kWh), o que aumenta diretamente o custo específico da energia produzida. Por outro lado, o uso de um elevado excesso de ar é conhecido da literatura por aumentar a eficiência térmica do MCI, levando a um menor custo específico da energia produzida. Porém, altas

temperaturas durante a combustão e alta variação cíclica devem ser consideradas. Assim, valores de λ próximos do unitário (estequiométrico) são geralmente utilizados ($0,95 < \lambda < 1,05$) em um compromisso entre operação estável, integridade do MCI e custo específico da energia produzida.

Como a taxa de massa de ar é controlada pelo ângulo da borboleta, então a variável λ é controlada através da taxa de massa de combustível comandado (\dot{m}_{fc}).

Nem todo combustível comandado entra imediatamente na câmara de combustão como vapor de combustível, mas parte dele fica depositado nas paredes das portas de entrada como líquido. Este fenômeno é conhecido como *Wall-Wetting* (do inglês, “parede molhada”) e pode ser descrito pelo modelo de Aquino (AQUINO, 1981), como mostrado na Figura 2.3. Matematicamente falando, o modelo de Aquino é uma equação dinâmica que relaciona a taxa de combustível comandada (\dot{m}_{fc}) e a taxa de massa de combustível que realmente entra na câmara de combustível (\dot{m}_{fi}).

A injeção de combustível e avanço de ignição são controladas por uma Unidade de Controle do Motor (ECU - do inglês, *Engine Control Unit*), capaz de injetar combustível e controlar a ignição das velas para qualquer condição de rotação e carga. A ECU também possui um *driver* interno de controle de ângulo da borboleta o qual controla o ângulo da borboleta através do sinal de controle u_{th} oriundo do controlador de velocidade como mostrado na Figura 2.1. O Controle da relação ar/combustível também está além do escopo deste trabalho de Tese, para maiores detalhes sobre o assunto vide: (GUZZELLA; SIMONS; GEERING, 1997; WAGNER; DAWSON; ZEYU, 2003; EBRAHIMI et al., 2012).

O avanço de ignição (u_δ) é a posição angular, antes do ponto morto superior, no qual uma descarga elétrica é aplicada na vela de ignição dando início ao processo de ignição e conseqüentemente a produção de torque. Maiores detalhes sobre o controle da relação ar/combustível e avanço de ignição podem ser encontrados em (GUZZELLA; H. ONDER, 2010).

O impacto do avanço de ignição sobre o torque produzido pelo MCI podem ser expressos por uma função quadrática,

$$f_\delta(u_\delta) = 1 - \alpha_\delta(u_\delta - \delta_{MBT})^2 \quad (2.10)$$

onde α_δ é uma constante experimental e δ_{MBT} é o mínimo avanço de ignição o qual produz o máximo torque. Uma representação gráfica da equação 2.10 é mostrada na Figura 2.2.

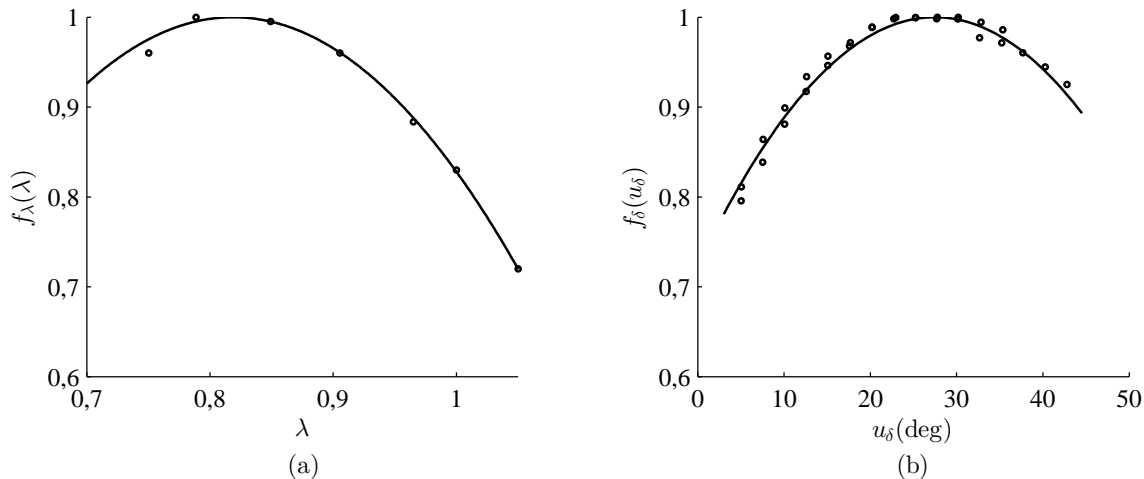
Para este motor específico, na faixa de operação considerada, os resultados experimentais mostraram que δ_{MBT} está localizado entre 25° e 30° antes do ponto morto superior do virabrequim. A alocação dos tempos de ignição é controlado pela ECU através de uma tabela previamente calibrada.

Um fato que pode limitar a operação no MBT é o fenômeno de detonação (do inglês, *knocking phenomenon*). Este fenômeno é a auto ignição espontânea de toda a

carga de ar e combustível dentro da câmara de combustão, a qual pode levar a altos picos de temperatura e pressão dentro do cilindro. A operação contínua sobre regime de detonação pode causar danos irreversíveis ao MCI.

O fenômeno de detonação pode ser detectado através de análise espectral da pressão interna do cilindro, o que na prática não é comum devido ao seu alto custo. Outra alternativa é o uso de um sensor piezoelétrico conhecido como sensor de detonação acoplado ao bloco do MCI o qual é capaz de medir as vibrações causados por esse fenômeno. Detectada a sua ocorrência, alguma ação deve ser tomada, a qual inclui a redução do avanço de ignição e/ou redução do λ (enriquecimento da mistura) (BOUBAI, 2000; KEARNEY, 2007).

Figura 2.2 – Influência do λ no torque do MCI (a) e influência do avanço de ignição no torque do MCI (b). Os pontos correspondem à valores experimentais. Ambas as funções são adimensionais.



Fonte: Autor

2.1.1.4 Torque do MCI

O torque produzido pelo MCI pode ser expresso como uma função das principais variáveis responsáveis pela combustão, as quais são: taxa de massa de ar, taxa de massa de combustível incluído na relação ar/combustível, avanço de ignição, velocidade angular do motor. Uma ideia similar já foi apresentada em (XIAOHONG; TIELONG, 2011), como mostrado em:

$$\tau_e(\dot{m}_{ao}^d, n, u_\delta, \lambda^d) = f_\tau(\dot{m}_{ao}^d, n) f_\delta(u_\delta) f_\lambda(\lambda^d) \quad (2.11)$$

onde: $\dot{m}_{ao}^d = \dot{m}_{ao}(t - \tau_d)$ e $\lambda^d = \lambda(t - \tau_d)$ e a função $f_\tau(\cdot)$ é mostrada em:

$$f_\tau(\dot{m}_{ao}^d, n) = \tau_0 + \tau_1 \dot{m}_{ao}^d + \tau_2 n + (\dot{m}_{ao}^d)^2 + \tau_4 \dot{m}_{ao}^d n + \tau_5 n^2 \quad (2.12)$$

onde: τ_{0-5} são constantes experimentais.

2.1.1.5 Dinâmicas rotacionais

A dinâmica rotacional é descrita pela segunda lei de Newton para rotação, sendo que dois parâmetros precisam ser determinados para descrever seu comportamento, sendo eles: i) Coeficiente de atrito b , o qual não é constante e depende da velocidade de rotação do MCI e, ii) Momento de inércia $J = J_{gen} + J_{en}(\theta)$, onde o primeiro termo J_{gen} é o momento de inércia do gerador elétrico o qual pode ser considerado constante e o segundo termo $J_{en}(\theta)$ é o momento de inércia do MCI o qual é uma função da posição do virabrequim (θ) (BRUSA; DELPRETE; GENTA, 1997), devido a distribuição de massa variável ao redor do eixo do virabrequim. Entretanto para análise do sistema em baixa frequência, somente parâmetros concentrados são suficientes para descrever o comportamento das dinâmicas rotacionais na faixa de velocidade considerada neste trabalho. Já o coeficiente de atrito é considerado uma função linear da velocidade $b(n)$ como mostrado em:

$$b(n) = b_0 + b_1 n \quad (2.13)$$

onde: b_{0-1} são constantes experimentais.

As dinâmicas rotacionais são então descritas por:

$$\tau_e - \tau_l - b(n) \frac{\pi}{30} n = J \frac{\pi}{30} \dot{n} \quad (2.14)$$

onde τ_l é o torque de carga e o fator $\pi/30$ é devido a conversão de unidades da rotação do MCI (de rpm para rad/s).

2.1.2 Modelo Baseado em Eventos

Um outro modelo para propósito de controle e análise é o modelo baseado no ângulo do virabrequim ou modelo baseado em eventos. Este modelo trata as variáveis do MCI n , \dot{m}_{ai} , \dot{m}_{ao} , p_m , λ como uma função do ângulo do virabrequim ao invés do tempo.

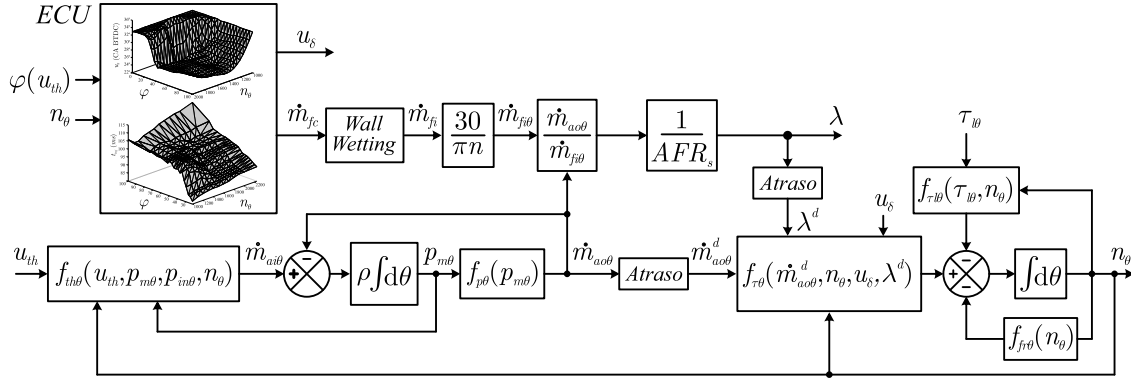
As principais vantagens deste modelo em relação ao modelo no domínio do tempo são:

- O atraso de transporte entre a admissão da mistura ar mais combustível e a produção de torque se torna constante.

- A taxa de massa de ar (g/grad) admitida pelo MCI é praticamente um função linear da pressão absoluta do coletor.
- As ações de controle geralmente estão sincronizadas com o ângulo do virabrequim.

A Figura 2.3 mostra o diagrama de blocos do modelo baseado em eventos.

Figura 2.3 – Diagrama de blocos do modelo baseado em eventos.



Fonte: Autor.

A representação das variáveis no domínio do ângulo do virabrequim (θ) pode ser alcançada através de uma mudança de variáveis. A qual é realizada através da relação abaixo:

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{\pi n}{30} \quad (2.15)$$

então usando a regra da cadeia, qualquer variável da forma $\frac{dx}{dt}$ pode ser representada no domínio do ângulo do virabrequim $\frac{dx}{d\theta}$ através da transformação abaixo:

$$\frac{dx}{d\theta} = \frac{dx}{dt} \frac{dt}{d\theta} = \frac{dx}{dt} \frac{30}{\pi n} \quad (2.16)$$

Usando a transformação acima as seguintes equações são obtidas:

$$\dot{m}_{ai\theta} = \frac{dm_{ai}}{d\theta} = \frac{30}{\pi n_{\theta}} \dot{m}_{ai} \quad (2.17a)$$

$$\dot{m}_{ao\theta} = \frac{dm_{ao}}{d\theta} = \frac{30}{\pi} f_p(p_{m\theta}) \quad (2.17b)$$

$$\dot{p}_{m\theta} = \frac{dp_m}{d\theta} = \rho(\dot{m}_{ai\theta} - \dot{m}_{ao\theta}) \quad (2.17c)$$

$$\dot{n}_{\theta} = \frac{dn}{d\theta} = -\frac{30}{J\pi} b(n_{\theta}) + \frac{900}{J\pi^2} \frac{\tau_{e\theta} - \tau_{l\theta}}{n_{\theta}} \quad (2.17d)$$

E para o torque do motor:

$$\tau_{e\theta}(\dot{m}_{ao\theta}^d, n_{\theta}, u_{\delta}, \lambda^d) = \tau_e\left(\frac{\pi n_{\theta}}{30} \dot{m}_{ao\theta}^d, n_{\theta}, u_{\delta}, \lambda_{\theta}^d\right) \quad (2.18)$$

onde $\dot{m}_{ao\theta}^d = \dot{m}_{ao\theta}(\theta - 2\pi)$ e $\lambda_{\theta}^d = \lambda_{\theta}(\theta - 2\pi)$.

Também são definidas algumas funções auxiliares:

$$f_{th\theta}(u_{th}, p_{m\theta}, p_{in\theta}, n_{\theta}) = \frac{30 TC(u_{th}) \tilde{\Psi}\left(\frac{p_{m\theta}}{p_{in\theta}}\right)}{\pi n_{\theta}} \quad (2.19a)$$

$$f_{p\theta}(p_{m\theta}) = \frac{30}{\pi} f_p(p_{m\theta}) \quad (2.19b)$$

$$f_{\tau\theta}(\dot{m}_{ao\theta}^d, n_{\theta}, u_{\delta}, \lambda^d) = \frac{900}{J\pi^2 n_{\theta}} \tau_{e\theta}(\dot{m}_{ao\theta}^d, n_{\theta}, u_{\delta}, \lambda^d) \quad (2.19c)$$

$$f_{\tau l\theta}(\tau_l, n_{\theta}) = \frac{900}{J\pi^2 n_{\theta}} \tau_{l\theta} \quad (2.19d)$$

$$f_{fr\theta}(n_{\theta}) = \frac{30}{J\pi} b(n_{\theta}) \quad (2.19e)$$

O que possibilita reescrever a equação 2.17d como:

$$\dot{n}_{\theta} = -f_{fr\theta}(n_{\theta}) + f_{\tau\theta}(\dot{m}_{ao\theta}^d, n_{\theta}, u_{\delta}, \lambda^d) - f_{\tau l\theta}(\tau_{l\theta}, n_{\theta}) \quad (2.20)$$

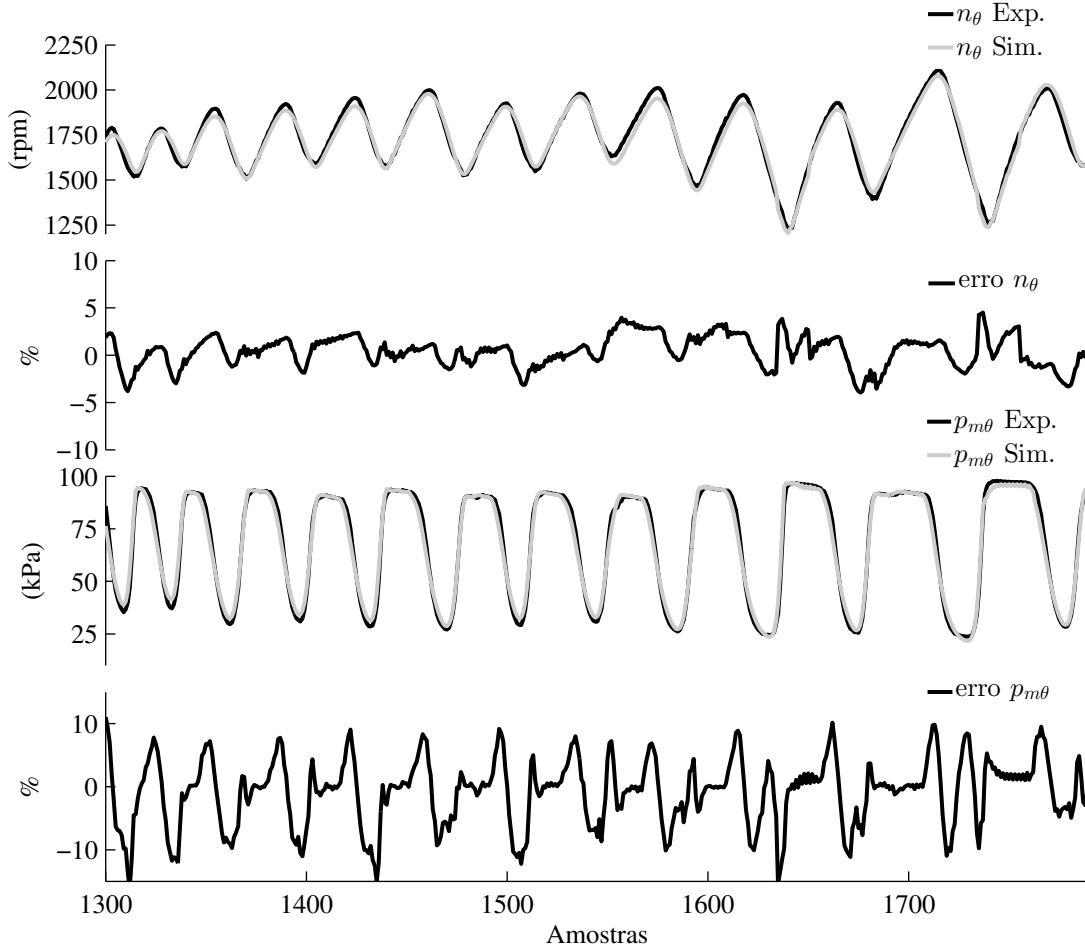
2.2 VALIDAÇÃO DO MODELO

Para validação do modelo desenvolvido acima, o mesmo é implementado em simulação e comparado com resultados experimentais. Para realizar a comparação, o MCI é colocado em funcionamento em malha aberta e um sinal aleatório é aplicado a ação de controle u_{th} e esta mesma entrada é aplicada ao modelo computacional. A comparação entre a velocidade e a pressão absoluta do coletor de admissão obtidas experimentalmente e durante simulação para a mesma entrada u_{th} é mostrada na Figura 2.4. Este resultado é obtido para o MCI operando com torque de carga de $\tau_{l\theta}=100$ Nm. Na Figura 2.4 também são mostrados os erros entre os valores experimentais e de simulação.

Como pode ser visto na Figura 2.4 os erros absolutos para a velocidade do motor e para a pressão absoluta são menores que 75 rpm e 7.5 kPa, respectivamente, o que significa um erro relativo menor do que 10%. A mesma precisão do modelo é encontrada para uma ampla faixa de carga e velocidade, o qual torna o modelo proposto adequado para o projeto de controladores.

Geralmente o controlador de velocidade é implementado em um Processador Digital de Sinais (do inglês *Digital Signal Processor* - DSP), então uma representação discreta é desejada. Também é desejada a obtenção de um modelo linear, o qual é útil no projeto de controladores usando métodos clássicos, por exemplo diagrama de Bode. A próxima seção descreve o desenvolvimento de um modelo linear e discreto no domínio do ângulo do virabrequim.

Figura 2.4 – Comparação entre os resultados obtidos em simulação e experimental para um torque de carga de $\tau_{l\theta}=100$ Nm, com um sinal aleatório aplicado na entrada u_{th} . Resultados apresentados para velocidade e pressão absoluta do coletor de admissão e seus respectivos erros.



Fonte: Autor.

2.3 LINEARIZAÇÃO DO MODELO BASEADO EM EVENTOS

As não linearidades do sistema são concentradas no conjunto de equações 2.19, as quais são linearizadas sobre um ponto de equilíbrio, como mostrado nas equações 2.21-2.24, onde ($\tilde{\cdot}$) corresponde as variações ao redor dos pontos de equilíbrio.

Primeiramente para a taxa de massa de ar do coletor de admissão:

$$\tilde{m}_{ai\theta} = k_0 \tilde{u}_{th} + k_1 \tilde{p}_{m\theta} + k_i \tilde{p}_{in\theta} + k_2 \tilde{n}_\theta \quad (2.21)$$

onde: $k_0 = \frac{\partial f_{th\theta}}{\partial u_{th}}$; $k_1 = \frac{\partial f_{th\theta}}{\partial p_{m\theta}}$; $k_i = \frac{\partial f_{th\theta}}{\partial p_{in\theta}}$; $k_2 = \frac{\partial f_{th\theta}}{\partial n_\theta}$. É assumido que a pressão atmosférica é constante, desta forma $k_i \tilde{p}_{in\theta} = 0$.

Em seguida, para a taxa de massa de ar de saída do coletor:

$$\tilde{m}_{ao\theta}^d = k_3 \tilde{p}_{m\theta}(t - \tau_d) \quad (2.22)$$

onde: $k_3 = \frac{\partial f_{p\theta}}{\partial p_{m\theta}}$;

Para o torque produzido pelo motor:

$$\tilde{\tau}_{e\theta} = k_4 \tilde{m}_{ao\theta}^d + k_5 \tilde{n}_\theta \quad (2.23)$$

onde: $k_4 = \frac{\partial f_{\tau\theta}}{\partial \tilde{m}_{ao\theta}^d}$; $k_5 = \frac{\partial f_{\tau\theta}}{\partial \tilde{n}_\theta}$

Para o torque de carga:

$$\tilde{f}_{\tau l\theta} = k_6 \tilde{\tau}_{l\theta} + k_7 \tilde{n}_\theta \quad (2.24)$$

onde: $k_6 = \frac{\partial f_{\tau l\theta}}{\partial \tilde{\tau}_{l\theta}}$; $k_7 = \frac{\partial f_{\tau l\theta}}{\partial \tilde{n}_\theta}$

E para o coeficiente de atrito:

$$\tilde{b} = k_8 \tilde{n}_\theta \quad (2.25)$$

onde: $k_8 = \frac{\partial f_{fr\theta}}{\partial \tilde{n}_\theta}$;

Todas as derivadas parciais acima são avaliadas sobre os pontos de equilíbrio, os quais são encontradas fazendo todas as derivadas da equação 2.17 igual a zero e então resolvendo as variáveis de interesse na equações 2.18 e 2.19 como função da velocidade rotacional e torque de carga, desta forma os parâmetros k_{0-8} serão também funções da velocidade rotacional e do torque de carga.

O próximo passo é a discretização do sistema. Como descrito em (CHANG et al., 1995), o maior intervalo de tempo no qual é possível representar corretamente os eventos do MCI é dado por:

$$\Delta\theta_s = \frac{4\pi}{n_{cil}} \quad (2.26)$$

onde n_{cil} é o número de cilindros. Neste caso, como o MCI possui 4 cilindros, $\Delta\theta_s = \pi$ rad/s, ou meia volta de revolução do eixo do virabrequim.

Para discretização, é primeiro considerado uma integral contínua com respeito ao ângulo do virabrequim θ , como mostrado em:

$$y = \int u(\theta)d\theta \quad (2.27)$$

Então usando a aproximação por ZOH, com intervalo de amostragem $\Delta\theta_s$, têm-se:

$$y[k] = y[k - 1] + \Delta\theta_s u[k - 1] \quad (2.28)$$

Também é comum para o projeto de controladores o uso da transformada Z, onde

a variável complexa z é definida como:

$$z = e^{T_s(j2\pi f)} \quad (2.29)$$

onde T_m é o intervalo de amostragem, f é a frequência = $1/t$, e t é o tempo. A variável complexa z é redefinida pela substituição do tempo t pelo ângulo do virabrequim θ , como mostrado:

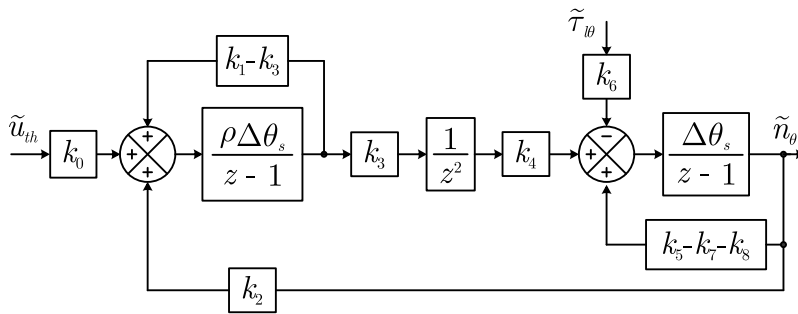
$$z = e^{\Delta\theta_s(j\frac{2\pi}{\theta})} \quad (2.30)$$

Finalmente aplicando a transformada Z na equação 2.28 pode-se obter:

$$y(z) = \frac{\Delta\theta_s}{z-1} u(z) \quad (2.31)$$

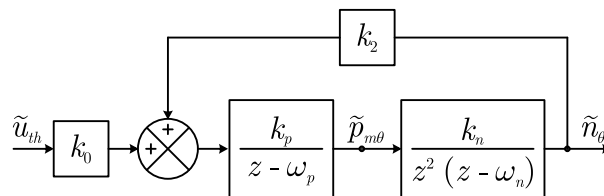
O diagrama de blocos dos sistema linearizado, discretizado e baseado em eventos é mostrado na Figura 2.5, e pode ser simplificado como mostrado na Figura 2.6.

Figura 2.5 – Diagrama de blocos dos sistema linearizado, discretizado e baseado em eventos.



Fonte: Autor.

Figura 2.6 – diagrama de blocos dos sistema linearizado, discretizado e baseado em eventos para projeto de controladores.



Fonte: Autor.

onde: $k_p = \rho \Delta\theta_s$; $\omega_p = 1 + \rho \Delta\theta_s(k_1 - k_3)$; $k_n = k_3 k_4 \Delta\theta_s$ e $\omega_n = 1 + \Delta\theta_s(k_5 - k_7 - k_8)$.

2.4 CONTROLE DE VELOCIDADE DO MCI

Nesta seção será apresentado o projeto de dois controladores. O primeiro será composto por um controlador proporcional integral (PI) com ganhos tabelados. Já o segundo será uma estratégia com dois controladores em cascata, o qual permite alcançar um melhor desempenho dinâmico em relação ao controlador anterior (JELALI, 2012), esta estratégia é utilizada aqui devido a disponibilidade de um sensor da pressão absoluta do coletor (MAP), o qual é uma variável intermediária importante relacionada a produção de torque. A malha interna do controlador é composta por uma retroação de estado (MAP) com ganho tabelado e uma malha externa composta por um controlador (PI) também com ganhos tabelados. Controladores em cascata são particularmente úteis quando os distúrbios, neste caso o distúrbios de torque, estão associados com a malha interna ou a variável exibe um comportamento não-linear (SHINSKEY, 1996). Além disso controladores em cascata geralmente apresentam uma menor variância (do inglês, *minimum-achievable variance*) e melhor performance do que com um controlador com malha única (KO; EDGAR, 2000).

Um esquema anti saturação da lei de controle (do inglês, *anti-windup*), e uma ação *feed forward* também são propostas para melhorar a desempenho de ambas as estratégias.

2.4.1 Projeto do Controlador Com Malha Simples

A primeira estratégia é baseada no controlador PI com malha simples e ganhos tabeladas. O projeto do controlador é baseada no modelo linearizado mostrado na Figura 2.6. A função de transferência do modelo linearizado é mostrado na equação 2.32. O diagrama de blocos do sistema de controle é mostrado na Figura 2.8.

$$G_{\tilde{n},\tilde{u}}^s(z) = \frac{k_0 k_p k_n}{z^4 - (\omega_n + \omega_p)z^3 + \omega_n \omega_p z^2 - k_2 k_p k_n} \quad (2.32)$$

A ideia básica aqui para o projeto do controlador é que como os parâmetros k_{0-7} da função de transferência estão em função da velocidade e do torque, então os ganhos do controlador podem ser projetados em função de cada ponto de operação. Depois de realizar o projeto do controlador, os ganhos do PI são ajustados para uma função polinomial dependente da velocidade rotacional e do torque de carga, para ser usado *on-line* em um DSP.

O projeto do controlador é realizado como segue. Primeiro considere uma função de transferência genérica, com um polo e um zero, no domínio Z como mostrado em:

$$C_s(z) = \frac{z - \varpi_s}{z - 1} \quad (2.33)$$

onde, ϖ_s é a frequência do zero do PI. E a função de transferência do PI é dada em:

$$C_{PI_s}(z) = \frac{u_{PI}(z)}{e_s(z)} = k_s C_s(z) \quad (2.34)$$

unde, u_{PI} é a ação de controle do PI, e_s é o erro de rastreamento da velocidade, e k_s é o ganho proporcional discreto.

Como o controlador PI é um controlador de atraso de fase, o atraso de fase desejado ϕ_s^* que o PI insere em uma determinada frequência, por exemplo na frequência de cruzamento do ganho ω_c^* , é uma função do ω_s , a qual pode ser encontrada substituindo-se 2.30 em 2.33, e então tomando a sua fase e isolando ϖ_s :

$$\varpi_s = \frac{\sin(\Delta\theta_s\omega_c^*) + 2\sin^2\left(\frac{\Delta\theta_s\omega_c^*}{2}\right)\tan(\phi_s^*)}{\sin(\Delta\theta_s\omega_c^*) - 2\sin^2\left(\frac{\Delta\theta_s\omega_c^*}{2}\right)\tan(\phi_s^*)} \quad (2.35)$$

onde, ϕ_s^* é uma função da margem de fase desejada PM^* e margem de fase da planta em ω_c^* :

$$\phi_s^* = PM^* - (\pi + \angle G_{\tilde{n},\tilde{u}}^s(e^{j\Delta\theta_s\omega_c^*})) \quad (2.36)$$

A margem de fase e a frequência de cruzamento do ganho escolhidas são $PM^*=90^\circ$ e $\omega_c^* = 0,01$ rad/rad, respectivamente. O controlador é projetado para toda a faixa de operação de velocidade $1000\text{ rpm} \leq n_{ref} \leq 4000\text{ rpm}$ e a faixa de torque $0\text{ Nm} \leq \tau_l \leq 200\text{ Nm}$. Para esses critérios de projeto a frequência do zero do PI se manteve constante $\varpi_s \approx 0,98$.

Os ganhos do PI são obtidos considerando que em ω_c^* o ganho da função de transferência em malha aberta é unitário, desta forma o ganho do PI é expresso como mostrado em:

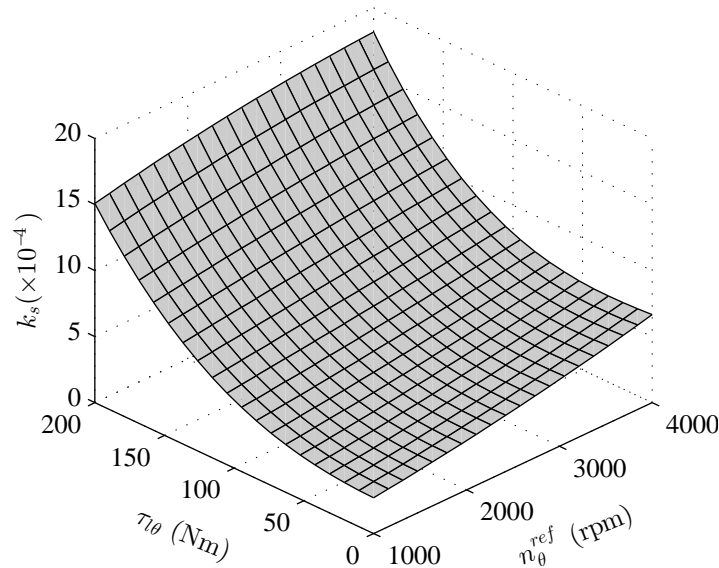
$$k_s = \frac{1}{|G_{\tilde{n},\tilde{u}}^s(e^{j\Delta\theta_s\omega_c^*})||C_s(e^{j\Delta\theta_s\omega_c^*})|} \quad (2.37)$$

A solução analítica para o problema acima é muito complexa para ser resolvida *on-line*, desta forma, uma solução numérica é empregada e um polinômio é ajustado para os valores encontrados, como mostrado em:

$$k_s(n_\theta^{ref}, \tau_{l\theta}) = \kappa_{s0} + \kappa_{s1}n_\theta^{ref} + \kappa_{s2}\tau_{l\theta} + \kappa_{s3}n_\theta^{ref}\tau_{l\theta} + \kappa_{s4}(n_\theta^{ref})^2 \quad (2.38)$$

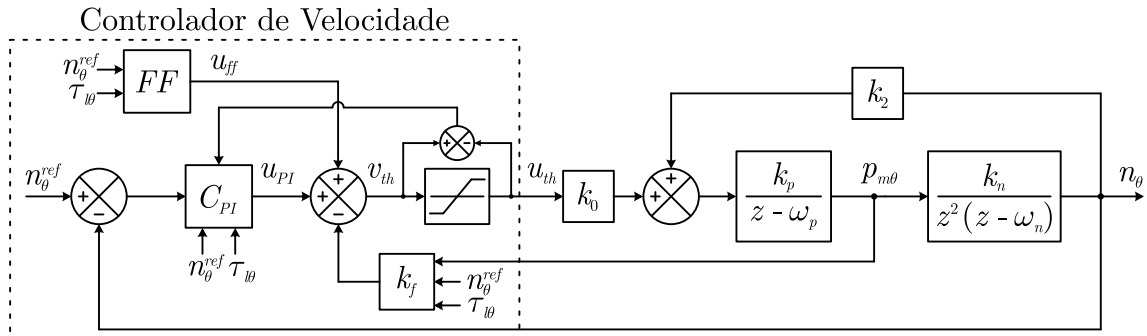
onde κ_{s0-s4} são constantes ajustadas com um coeficiente de determinação $R^2=0,9847$. A representação gráfica da equação 2.38 é mostrada na Figura 2.7.

Figura 2.7 – Ganhos proporcionais k_s do PI para a estratégia utilizando malha única em função da velocidade de referência e do torque de carga.



Fonte: Autor.

Figura 2.8 – Controladores propostos para a estratégia utilizando controladores em cascata e malha única ($k_f = 0$), controladores utilizando a estratégia *anti-windup* e *feedforward* aplicadas a planta discreta e linearizada no domínio do ângulo do virabrequim.



Fonte: Autor.

2.4.1.1 Ação feed forward

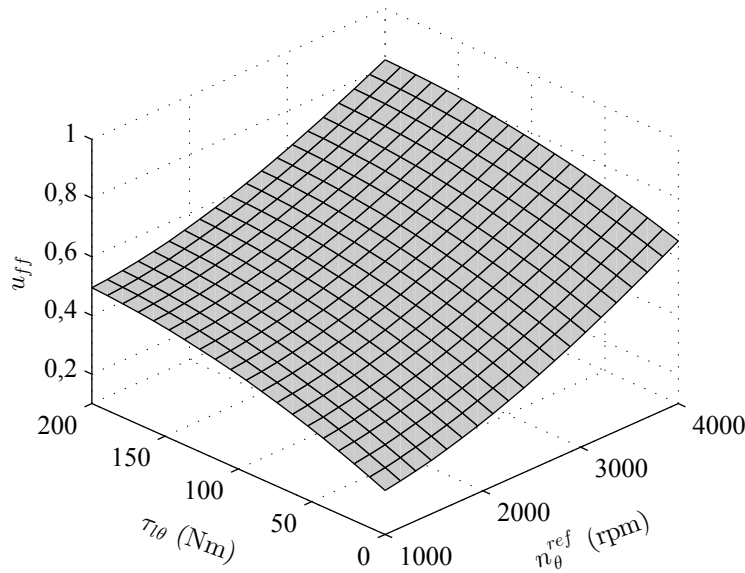
O torque eletromagnético produzido pelo gerador é visto pelo lado do MCI como um distúrbio a ser compensado. Em (YANG et al., 2007) um ação *feed forward* é proposta para compensar o torque eletromagnético. A mesma ideia é usada aqui, visto que o torque do gerador está disponível para a malha de controle de velocidade através de uma rede de comunicação. A ação *feed forward* é projetada considerando o MCI operando em regime

permanente. Isto é realizado considerando todas as derivadas da equação 2.17 iguais a zero e então isolando a ação de controle u_{th} nas equações 2.18 e 2.19 como um função da velocidade rotacional e do torque. A solução analítica para este problema é realizada numericamente devido a sua complexidade e um polinômio é ajustado como mostrado em:

$$u_{ff}(n_{\theta}^{ref}, \tau_{l\theta}) = f_0 + f_1 n_{\theta}^{ref} + f_2 \tau_{l\theta} + f_3 (n_{\theta}^{ref})^2 + f_4 n_{\theta}^{ref} \tau_{l\theta} + f_5 \tau_{l\theta}^2 + f_6 (n_{\theta}^{ref})^2 \tau_{l\theta} + f_7 n_{\theta}^{ref} \tau_{l\theta}^2 + f_8 \tau_{l\theta}^3 \quad (2.39)$$

onde f_{0-8} são constantes ajustadas com um coeficiente de determinação $R^2=0,9945$. A representação gráfica da equação 2.39 é mostrada na Figura 2.9.

Figura 2.9 – Ação *feed forward* em função da velocidade rotacional e do torque de carga.



Fonte: Autor.

2.4.1.2 Estratégia anti-windup para o controlador de malha única

Devido ao uso de uma ação integral na presença de limitação do atuador ($u_{MIN} < u_{th} < u_{MAX}$) uma ação *anti-windup* é usada, a qual pode melhorar o comportamento transiente do controlador (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 2006). A estratégia *anti-windup* implementada é mostrada em equação 2.40 junto com a representação em espaço de estados do controlador PI de malha única e de sua ação *feed forward*.

$$\begin{aligned} v_{th}[k] &= KI_s x_s[k] + KP_s e_s[k] + u_{ff}[k] \\ x_s[k+1] &= x_s[k] + e_s[k] - KW_s (v_{th}[k] - u_{th}[k]) \end{aligned} \quad (2.40)$$

onde: k é o índice do vetor discreto; $KP_s = k_s$ e $KI_s = k_s(1 - \omega_s)$ são os ganhos do PI em espaço de estados; x_s é o estado do PI; e_s é o erro de rastreamento; KW_s é o ganho da ação *anti-windup*; e v_{th} é a ação de controle não saturada e u_{th} é a ação de controle saturada como mostrado na equação 2.41.

$$u_{th}[k] = \begin{cases} u_{MIN} & \text{se } v_{th}[k] < u_{MIN} \\ u_{MAX} & \text{se } v_{th}[k] > u_{MAX} \\ v_{th}[k] & \text{senão} \end{cases} \quad (2.41)$$

O ganho da ação *anti-windup* é $KW_s = (1 - \varpi_{sat})/KI_s$, onde ϖ_{sat} é a posição do polo do PI quando a saturação acontece, sendo que: $(0 \leq \varpi_{sat} < 1)$. Depois de várias simulações escolheu-se $\varpi_{sat} = 0,8$.

2.4.2 Projeto do Controlador em Cascata

A segunda estratégia proposta para o controle de velocidade é um controlador em cascata, sendo a malha interna a retroação da pressão do coletor de admissão com um ganho tabelado e uma malha externa composta por um controlador PI também com ganhos tabelados. A malha interna é escolhida como um simples ganho pois esta é a estrutura de controle mais simples a qual não aumenta a ordem do sistema. O procedimento de controle é realizado como segue: primeiramente a malha interna é ajustada usando uma alocação de polos, com uma frequência de cruzamento do ganho de aproximadamente um décimo da frequência de cruzamento do ganho do controlador de posição da borboleta. Esta condição faz com que a malha interna alcance uma alta banda passante sem interagir com a malha de controle de posição da borboleta (LAUGHTON; WARNE, 2002). Em seguida, as dinâmicas da malha interna são incluídas em uma função de transferência completa e em seguida a malha externa é projetada de mesma forma que a malha de controle com controlador único. A frequência de cruzamento do ganho da malha externa e interna devem também estar pelo menos um década de distância para evitar interação.

2.4.2.1 Projeto da malha interna

Para simplificar o projeto da malha interna (MAP) a constante k_2 é desconsiderada, pois seu valor é pequeno $k_2 \in (-1 \times 10^{-4}, -4 \times 10^{-5})$ e não interfere significativamente na fase do sistema na frequência de cruzamento. Desta forma, a função de transferência do sinal de controle para a pressão absoluta do coletor (MAP) é expressa por:

$$G_{\tilde{p},\tilde{u}}(z) = \frac{k_{0p}}{z - \omega_p} \quad (2.42)$$

onde $k_{0p} = k_0 k_p$.

Então, aplicando o ganho de retroação k_f como mostrado na Figura 2.8, a função de transferência de malha fechada 2.42 se torna:

$$G_{\bar{p},\bar{u},CL}(z) = \frac{k_{0p}}{z - (\omega_p - k_f k_{0p})} \quad (2.43)$$

E o ganho de retroação k_f pode ser calculado usando alocação de polos:

$$k_f = \frac{\omega_p - \omega_p^*}{k_{0p}} \quad (2.44)$$

onde: ω_p^* é a posição do polo discreto desejado escolhido aproximadamente uma década abaixo da frequência de cruzamento do ganho da malha de controle da borboleta no domínio do ângulo do virabrequim $\omega_{th\theta}$:

$$\omega_p^* = e^{-\Delta\theta \omega_{th\theta}/10} \approx 0,5 \quad (2.45)$$

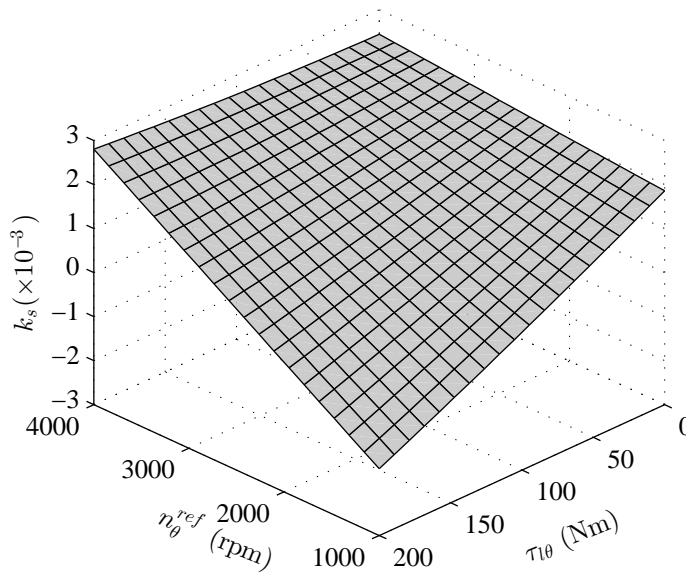
onde: $\omega_{th\theta} = \frac{30\omega_{th}}{\pi n_{min}}$ and $n_{min}=1000$ rpm.

Desta forma o ganho k_f é expresso em função da velocidade de referência e do torque de carga, como mostrado em:

$$k_f(n_\theta^{ref}, \tau_{l\theta}) = \kappa_{f0} + \kappa_{f1}n_\theta^{ref} + \kappa_{f2}\tau_{l\theta} + \kappa_{f3}n_\theta^{ref}\tau_{l\theta} + \kappa_{f4}(n_\theta^{ref})^2 \quad (2.46)$$

onde, κ_{f0-f4} são constantes ajustadas com um coeficiente de determinação $R^2=0,9865$. A representação gráfica da equação 2.46 é mostrada na Figura 2.10.

Figura 2.10 – Ganho k_f da malha interna para o controlador em cascata em função da velocidade de referência e do torque de carga.



Fonte: Autor.

2.4.2.2 Projeto da malha externa

Para o projeto da malha externa do controlador em cascata o modelo da planta é modificado pela malha interna de pressão do coletor de admissão. A nova função de transferência da planta com a dinâmica da malha interna é mostrada em:

$$G_{\tilde{n},\tilde{u}}^d(z) = \frac{k_0 k_p k_n}{z^2(z - \omega_n)[(z - \omega_p) + k_0 k_p k_f] - k_2 k_p k_n} \quad (2.47)$$

Novamente, considerando uma função de transferência com um polo e um zero genérica como mostrado em 2.48 no domínio Z .

$$C_d(z) = \frac{z - \varpi_d}{z - 1} \quad (2.48)$$

onde, ϖ_d é a frequência do zero do PI. E a função de transferência do PI é dada por:

$$C_{PI_d}(z) = \frac{u_{PI}(z)}{e_d(z)} = k_d C_d(z) \quad (2.49)$$

onde, e_d é o erro de rastreamento para o controlador em cascata, e k_d é o ganho proporcional discreto.

A malha externa é projetada da mesma forma e com a mesma frequência de cruzamento ω_c^* e margem de fase PM^* que o controlador com malha única. A frequência do zero do PI é mostrado em:

$$\varpi_d = \frac{\sin(\Delta\theta_s \omega_c^*) + 2\sin^2\left(\frac{\Delta\theta_s \omega_c^*}{2}\right) \tan(\phi_d^*)}{\sin(\Delta\theta_s \omega_c^*) - 2\sin^2\left(\frac{\Delta\theta_s \omega_c^*}{2}\right) \tan(\phi_d^*)} \quad (2.50)$$

e o atraso de fase desejado ϕ_d^* é dado por:

$$\phi_d^* = PM^* - (\pi + \angle G_{\tilde{n},\tilde{u}}^d(e^{j\Delta\theta_s \omega_c^*})) \quad (2.51)$$

Para este projeto a frequência do zero do PI também se mantém constante $\omega_d \approx 0,98$. E o ganho do PI é dado por:

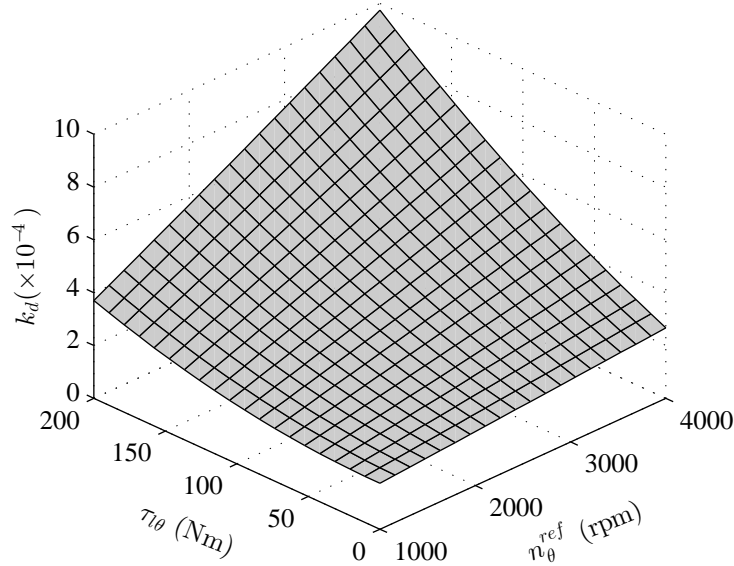
$$k_d = \frac{1}{|G_{\tilde{n},\tilde{u}}^d(e^{j\Delta\theta_s \omega_c^*})| |C_d(e^{j\Delta\theta_s \omega_c^*})|} \quad (2.52)$$

Da mesma forma, uma solução numérica é aplicada na equação 2.52 e uma função polinomial é ajustada como mostrado em:

$$k_d(n_\theta^{ref}, \tau_{l\theta}) = \kappa_{d0} + \kappa_{d1} n_\theta^{ref} + \kappa_{d2} \tau_{l\theta} + \kappa_{d3} n_\theta^{ref} \tau_{l\theta} + \kappa_{d4} (n_\theta^{ref})^2 \quad (2.53)$$

onde κ_{d0-d4} são constantes ajustadas com um coeficiente de determinação $R^2=0,9715$. A representação gráfica da equação 2.53 é mostrada na Figura 2.11.

Figura 2.11 – Ganho proporcional k_d para do controlador PI em cascata em função da velocidade de referência e do torque de carga.



Fonte: Autor.

2.4.2.3 Anti-windup para o controlador em cascata

O mesmo estratégia *anti-windup* é usada para o controlador com malha única é utilizado aqui, porém com adição da malha interna, como mostrado em:

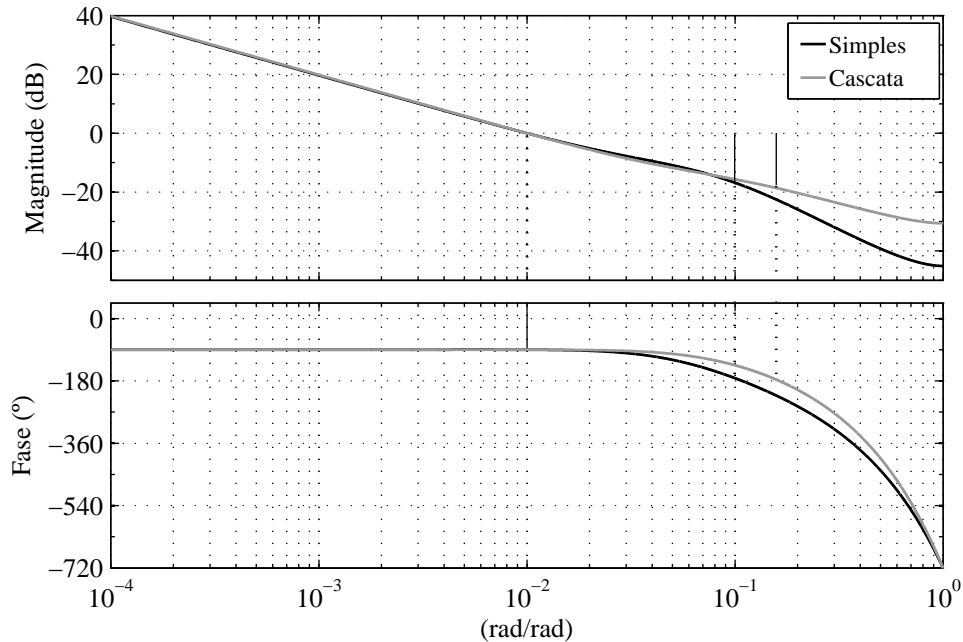
$$\begin{aligned} v_{th}[k] &= KI_d x_d[k] + KP_d e_d[k] - k_f p_m[k] + u_{ff}[k] \\ x_d[k+1] &= x_d[k] + e_d[k] - KW_d(v_{th}[k] - u_{th}[k]) \end{aligned} \quad (2.54)$$

onde: $KP_d = k_d$ e $KI_d = k_d(1 - \omega_d)$ são os ganhos em espaço estados do controlador PI; KW_d é o ganho do *anti-windup*; x_d é o estado do PI; e_d é o erro de rastreamento da velocidade e u_{th} é a ação de controle saturada calculada da mesma forma que na equação 2.41.

O ganho do *anti-windup* é dado por: $KW_d = (1 - \varpi_{sat})/KI_d$, onde ϖ_{sat} é a posição do polo do PI durante a saturação o qual é o mesmo utilizado para o controlador com malha única. A mesma ação *feed forward* descrita na subseção 2.4.1.1 é utilizada aqui para o controlador em cascata.

O diagrama de bode da função de transferência em malha aberta (planta + controlador) é mostrada na Figura 2.12, onde $n_\theta^{ref}=1500$ rpm e $\tau_{l\theta}=100$ Nm. É possível visualizar que ambas as estratégias possuem a mesma frequência de cruzamento, como projetado, entretanto o ganho em alta frequência é maior para a estratégia com controlador em cascata, esta característica é importante para resposta transiente.

Figura 2.12 – Diagrama de blocos da função de transferência em malha aberta (FTMA) para a estratégia com malha única (linha preta) em cascata (linha cinza), para $n_{\theta}^{ref}=1500$ rpm e $\tau_{l\theta}=100$ Nm.



Fonte: Autor.

O diagrama de blocos do controlador em cascata é mostrado na Figura 2.8.

2.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA O CONTROLE DE VELOCIDADE DO MCI

Ambos os controladores de velocidade propostos nesta seção foram implementados utilizando o DSP TMS320F28335 da *Texas Instruments* em motor da *Cummins*, originalmente operando com Diesel, porém depois convertido para etanol. Os parâmetros nominais do MCI são mostrados na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Parâmetros do MCI.

Modelo	<i>Cummins</i> 4BT 3.9G4
Número de cilindros	4 em linha
Potência	50 kW (\approx 67 HP)
Volume (cm^3)	3920
Relação de Compressão	11:1
Arrefecimento	Água

Fonte: Valores modificados apartir de (CUMMINS, 2015).

Para medir a pressão absoluta do coletor de admissão utilizou-se um transdutor de pressão piezoresistivo MPX4250A. Escolheu-se este sensor devido a sua linearidade e resposta dinâmica menor do que 1 ms. Para medição da velocidade utilizou-se um encoder incremental. Este sensor também permite a geração dos eventos de sincronização com o ângulo do virabrequim.

O torque de carga aplicado ao MCI é emulado pelo gerador síncrono de ímã permanentes (PMSG) conectado ao conversor retificador/inversor, o qual é capaz de controlar o torque aplicado. Nesta configuração o conversor PWM age como um dinamômetro regenerativo aplicando níveis de torque constante tanto positivos quanto negativos, o quais são muito úteis durante a calibração da injeção eletrônica e durante os testes da malha de controle de velocidade.

Na Figura 2.13 é mostrado um resultado experimental para o MCI operando com torque constante de $\tau_{l\theta} = 100$ Nm, onde são aplicados degraus na velocidade de referência para as estratégias de controle com malha única e com malha em cascata, ambas no domínio do ângulo do virabrequim.

Como pode ser visto na Figura 2.13 os ganhos dos controladores se modificam de acordo com a velocidade de referência e com o torque de carga. Para ambas as estratégias o erro em regime permanente é zero devido a presença do integrador. Entretanto as respostas transitórias são diferentes, o controlador com malha em cascata apresenta um menor sobre sinal do que a estratégia com controlador simples, devido a presença da retroação do estado da pressão do coletor de admissão.

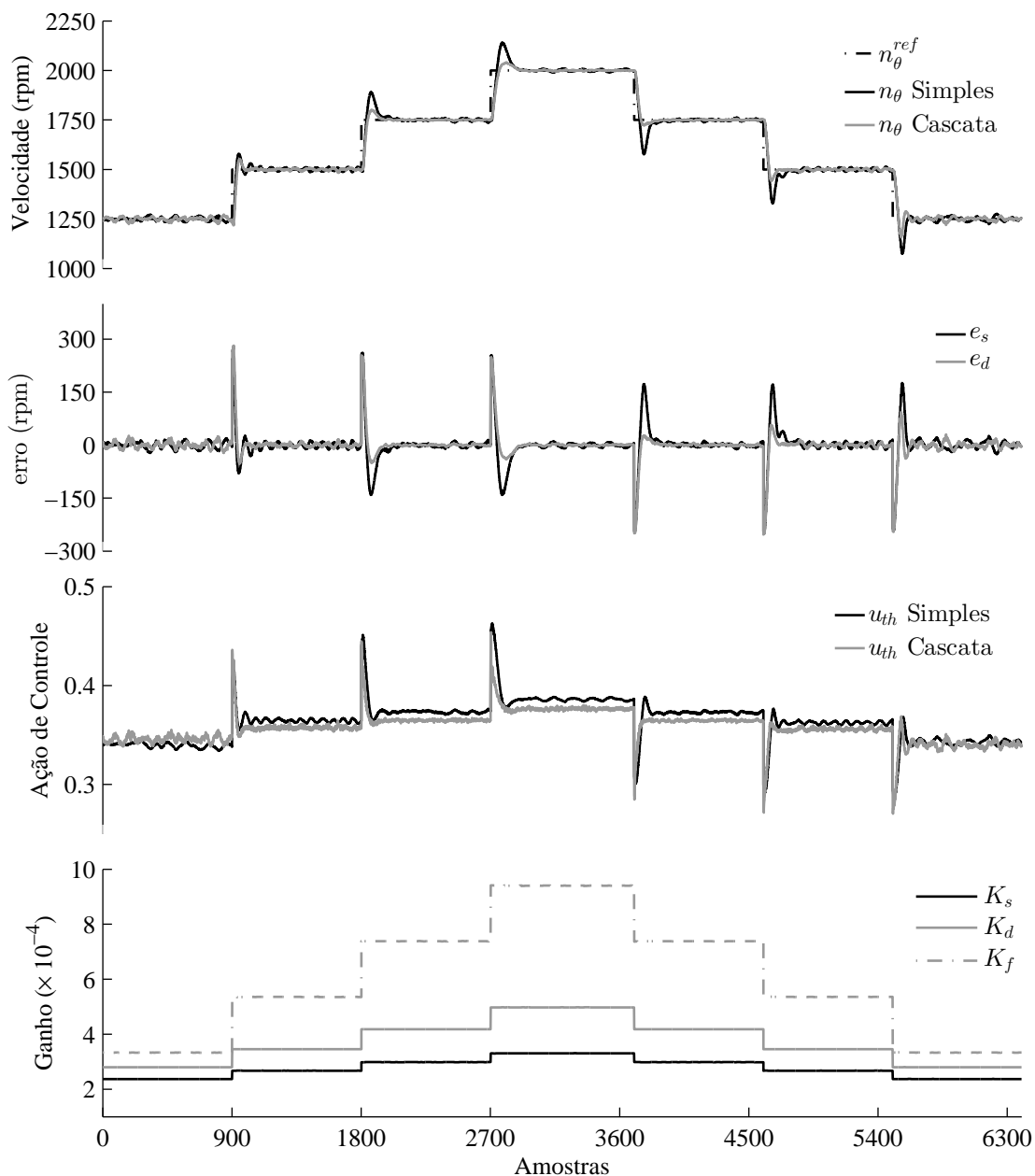
Para também mostrar a importância da ação *feed forward*, degraus de torque de carga foram aplicados ao MCI operando com velocidade de referência constante de 1750 rpm. A resposta para este ensaio é mostrada na Figura 2.14 no domínio do ângulo do virabrequim.

Analisando a Figura 2.14 pode-se verificar que a inclusão da ação *feedforward* evita com que a velocidade se distancie excessivamente da velocidade de referência. Este fato é devido a ação imediata da ação *feed forward*, o qual é mais efetiva que o controlador PI, o qual possui a dinâmica do integrador.

2.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados os detalhes de dois modelos dinâmicos utilizados para estudo do MCI, sendo eles: o modelo no domínio do tempo e o modelo no domínio do ângulo do virabrequim. Uma maior atenção foi dada ao modelo discreto no domínio ângulo do virabrequim, pois este apresenta vantagens para a implementação de um controlador de velocidade, principalmente no que diz respeito ao atraso de transporte que passa a ser fixo.

Figura 2.13 – Ensaio de rastreamento da velocidade de referência com torque constante de $\tau_{l\theta}=100$ Nm (1 Amostra = 1/2 revolução do eixo do virabrequim).

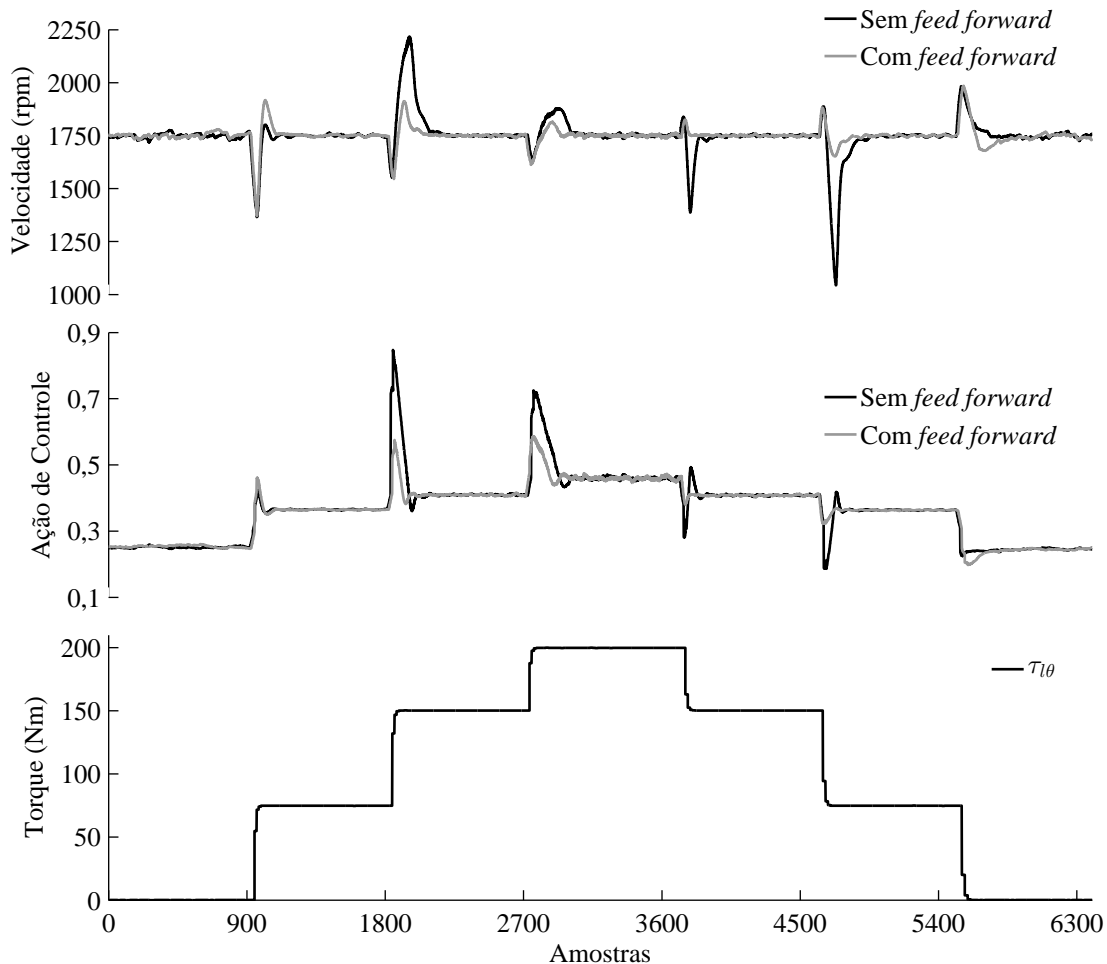


Fonte: Autor.

Também desenvolveu-se uma metodologia de ensaios para obtenção dos parâmetros dos modelos. A linearização do modelo dinâmico no domínio do ângulo do virabrequim mostrou grande coerência com o modelo não-linear.

Duas abordagens de controle de velocidade foram investigados: o controlador com malha simples e o controlador cascata. Com as mesmas especificações de projeto o controlador em cascata mostrou uma melhor resposta transitória do que o controlador com malha única. Como a pressão absoluta do coletor muda mais rapidamente do que a

Figura 2.14 – Ensaio de rejeição de distúrbio de torque com velocidade constante de $n_{\theta}^{ref}=1750$ rpm para o controlador em cascata, com a presença da ação *feed forward* (linha cinza) e sem ela (linha preta). (1 Amostra = 1/2 revolução do eixo do virabrequim).



Fonte: Autor.

velocidade do motor tem-se observado uma melhoria na resposta transitória.

Além disso, o uso da ação *feed forward* apresentou um desempenho transitório satisfatório para rejeição de distúrbios de torque devido a sua ação imediata, quando comparado ao controlador PI sem ação *feed forward*.

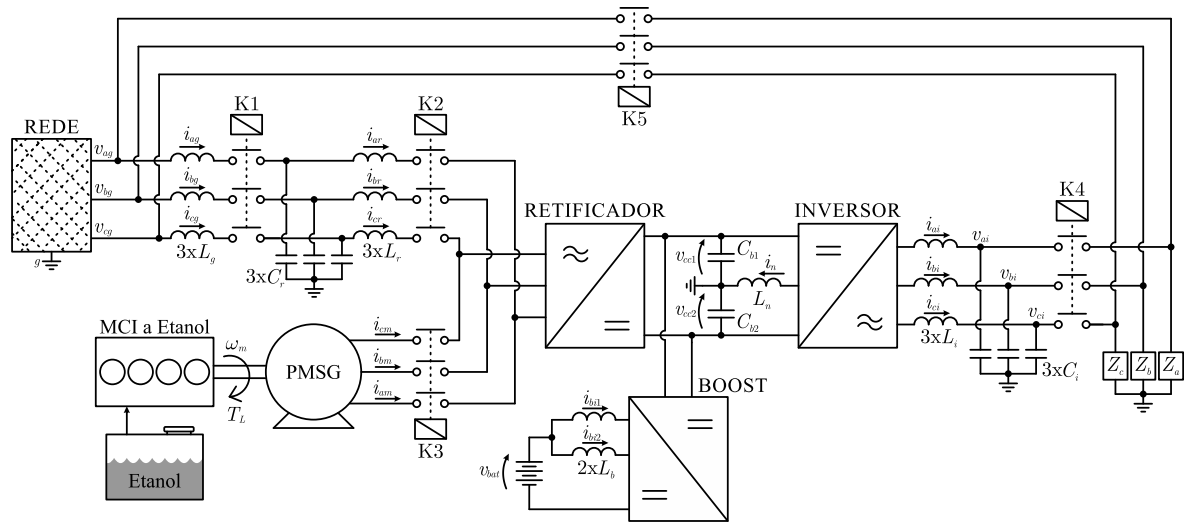
3 MODELAGEM E CONTROLE DOS CONVERSORES DE POTÊNCIA

Neste capítulo será apresentada a topologia da UPS híbrida proposta bem como a modelagem e controle dos conversores de potência responsáveis por drenar energia do gerador síncrono de ímãs permanentes (PMSG), carregar/descarregar as baterias e alimentar a carga de saída.

3.1 TOPOLOGIA DE UPS PROPOSTA

A topologia utilizada na implementação da UPS híbrida é mostrada na Figura 3.1. A topologia é composta por um conversor retificador/inversor (do inglês, *back-to-back converter*), um conversor *Boost* intercalado bidirecional conectado a um banco de baterias e ao barramento CC e um gerador síncrono de ímãs permanentes (PMSG).

Figura 3.1 – Esquema geral da UPS híbrida proposta.



Fonte: Autor.

Também são agregadas à topologia 5 contadores que permitem realizar a reconfiguração da estrutura e redirecionar o fluxo de potência conforme desejado. O retificador de entrada possui função compartilhada, sendo o mesmo capaz de: i) drenar/injetar potência da rede ($K1$ e $K2$ ligadas, e $K3$ desligado) para o barramento, ii) drenar potência do PMSG para o barramento durante a geração de energia, ou do barramento CC para o PMSG para realizar, por exemplo, a partida do MCI.

Quando a contadora $K4$ é fechada e $K5$ está aberta o inversor de saída alimenta a carga de saída. Quando $K4$ está aberta e $K5$ fechada o inversor encontra-se em manutenção (do inglês, *by-pass*).

3.2 MODELAGEM E CONTROLE DOS CONVERSORES PWM DE POTÊNCIA

A seguir será realizado a modelagem e o projeto dos diversos controladores que permitem que o sistema híbrido opere de forma adequada.

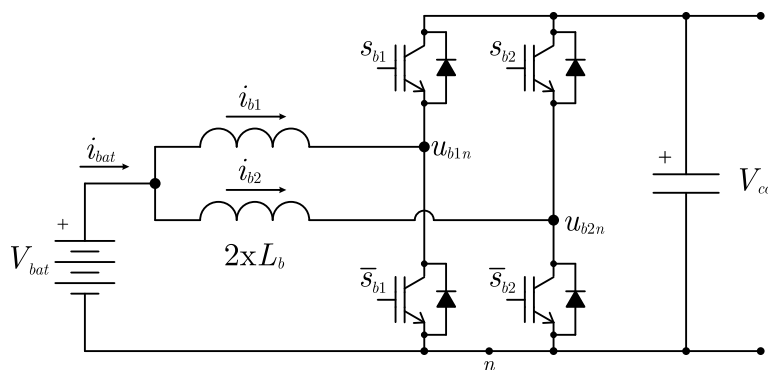
3.2.1 Modelagem do conversor *Boost* intercalado

O conversor *Boost* é responsável pelo controle da corrente de carga/descarga do banco de baterias e também pela regulação da tensão do barramento CC a partir da corrente do banco de baterias. Com este arranjo, as baterias operam como um *buffer* de energia entre o gerador e a carga de saída, desta forma são evitados transitórios de torque/velocidade desnecessários ao MCI, ao qual geralmente implicam em maior consumo de combustível.

O banco de baterias utilizado aqui é semelhante a aquele presente em uma UPS de mesma potência e autonomia, ou seja, na ordem de alguns minutos. Nessa configuração um banco de baterias de tensão menor que a tensão do barramento CC é utilizada, conectada a este através de um conversor *boost*. Como a tensão do banco de baterias é reduzida geralmente a corrente no indutor do conversor *Boost* se torna elevada. Além disso, recomenda-se a utilização de uma ondulação de corrente pequena na bateria $< 20\%$, esta restrição geralmente implica em: i) aumento da frequência de comutação, nem sempre possível devido ao aumento das perdas e limitação da tecnologia dos interruptores, e/ou ii) aumento do valor da indutância, o que associado a elevada magnitude da corrente, eleva o custo e o peso/volume dos magnéticos.

Para tentar mitigar o problemas supracitados, utiliza-se uma topologia de conversor *Boost* intercalada (do inglês, *interleaved*) bidirecional, como mostrado na Figura 3.2.

Figura 3.2 – Conversor *Boost* intercalado bidirecional utilizado para realizar a interface entre banco de baterias e barramento CC ($V_{cc} > V_{bat}$).

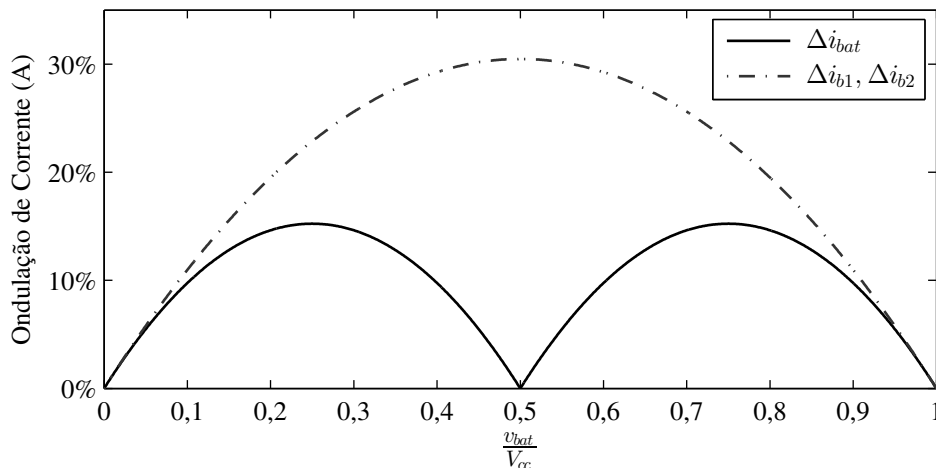


Fonte: Autor.

Nesta topologia são utilizados dois indutores de indutâncias menores em relação a um conversor *Boost* convencional com a mesma ondulação de corrente, cada um operando com a metade da corrente em relação a topologia convencional.

A corrente do banco de baterias é formada pela composição das correntes dos dois indutores do conversor *Boost* (i_{b1}, i_{b2}). Desta forma, como ambos os braços do conversor operam com portadoras dispostas 180° entre si, logo a ondulação de corrente nas baterias se torna muito reduzida se comparado a um conversor *Boost* convencional (CHEN, 1999). A Figura 3.3 mostra a ondulação da corrente nos indutores do conversor *Boost* intercalado proposto e no banco de baterias, em função da razão entre a tensão do banco de baterias e do barramento CC.

Figura 3.3 – Ondulação de corrente dos indutores do conversor *Boost* intercalado e nas baterias em função da razão entre a tensão do banco de baterias e do barramento CC.



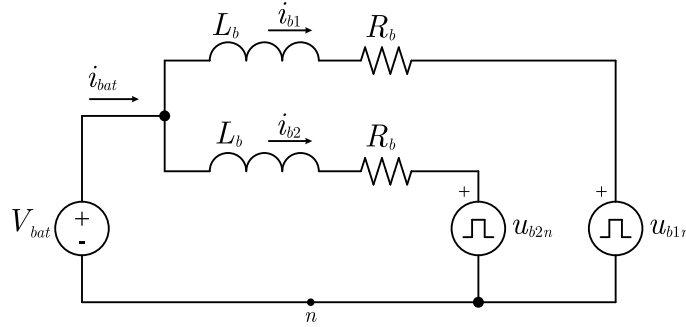
Fonte: Modificado de (CHEN, 1999).

Assim selecionando a tensão do banco de baterias próximo da metade da tensão do barramento CC tem-se uma ondulação de corrente reduzida em relação a um conversor *boost* convencional com o mesmo indutor.

3.2.1.1 Controle das correntes do conversor Boost

Para realizar o projeto dos controladores de corrente do conversor *Boost*, um modelo discreto simplificado é desenvolvido. Primeiramente é considerado que o conversor produz uma tensão média (u_{bwn}) em seus terminais ($w = \{1, 2\}$) em relação ao terminal negativo do barramento CC (ponto n), também é considerado que a tensão da bateria é constante V_{bat} , como mostrado na Figura 3.4.

Figura 3.4 – Modelo simplificado do conversor *Boost* intercalado para obtenção do modelo dinâmico e projeto dos controladores de corrente.



Fonte: Autor.

Aplicando agora a lei de Kirchhoff das tensões nos dois circuitos formados tem-se:

$$-V_{bat} + L_b \frac{di_{b1}}{dt} + R_b i_{b1} + u_{b1n} = 0 \quad (3.1a)$$

$$-V_{bat} + L_b \frac{di_{b2}}{dt} + R_b i_{b2} + u_{b2n} = 0 \quad (3.1b)$$

Ainda, para compensar o efeito da tensão do banco de baterias na malha de corrente, visto que a sua dinâmica é muito mais lenta que a corrente então: $u_{bwn} = (V_{bat} + u_{bwc})$, onde u_{bwc} é a ação de controle compensada. Substituindo-se (u_{bwn}) em 3.1 e aplicando a discretização por *ZOH* e também considerando o atraso da implementação digital, tem-se a função de transferência discreta que relaciona a corrente de cada indutor com a sua respectiva ação de controle:

$$G_{ib}(z) = \frac{i_{bw}(z)}{u_{bwc}(z)} = \frac{(1 - e^{-T_s \frac{R_b}{L_b}})}{R_b} \frac{1}{z(z - e^{-T_s \frac{R_b}{L_b}})} = \frac{0.1965}{z(z - 0.9804)} \quad (3.2)$$

onde: $w = \{1, 2\}$, $T_s = 1/f_s$ é o período de discretização e $f_s = 20040$ Hz é a frequência de amostragem, $R_b \approx 100$ mΩ e $L_b = 450$ μH.

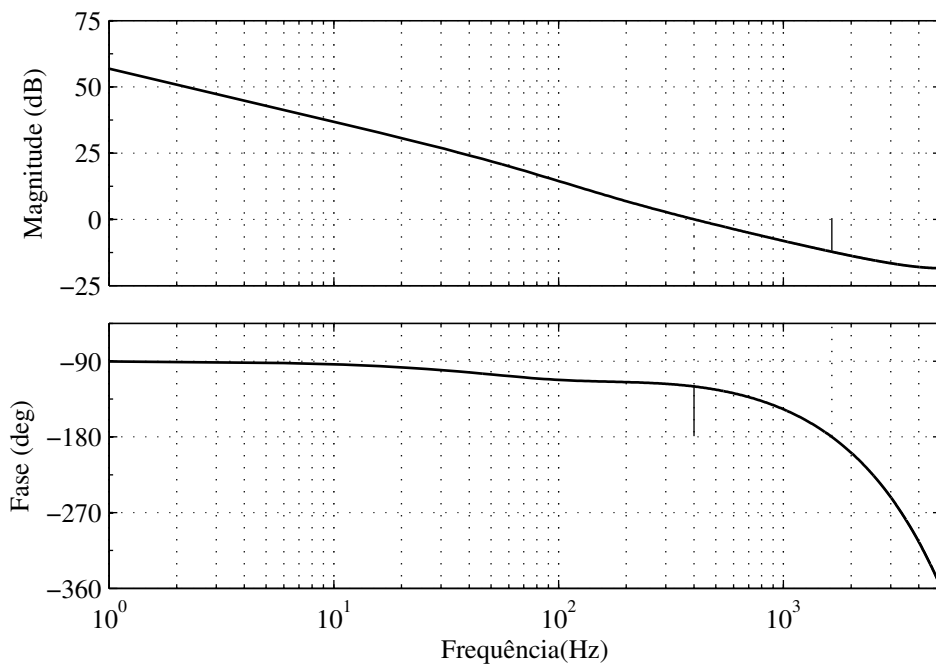
O controlador PI mostrado na equação 3.3 é utilizado no controle da corrente do conversor *boost*.

$$PI_b(z) = \frac{u_{bwc}(z)}{e_{ibw}(z)} = k_{p_b} \left(\frac{z - \varpi_b}{z - 1} \right) = K_{p_b} + \frac{K_{i_b}}{z - 1} \quad (3.3)$$

onde: $e_{ibw} = (i_b^* - i_{bw})$ é o erro de rastreamento da corrente do conversor *boost*, $i_b^* = i_{bat}^*/2$ é a corrente de referência de cada indutor, definido como a metade da corrente de referência da bateria i_{bat}^* , já k_{p_b} e ϖ_b correspondem ao ganho e ao zero do PI, respectivamente, na forma “polo/zero/ganho”. E os ganhos $K_{p_b} = k_{p_b}$ e $K_{i_b} = k_{p_b}(1 - \varpi_b)$ correspondem aos ganhos da parte proporcional e integral do controlador, respectivamente, na forma “paralela” os quais são utilizados na implementação prática em DSP.

Os parâmetros k_{p_b} e ϖ_b podem ser expressos em função da frequência de corte e da margem de fase desejada do sistema em malha aberta. Utilizando a mesma técnica de projeto de controladores PI proposta no Capítulo 2, com uma frequência de corte de $\omega_{c_ib}=2\pi 400$ rad/s e uma margem de fase de $PM_{ib}=60^\circ$ tem-se: $(k_{p_b};\varpi_b)=(1,2603 ; 0,9433)$. A Figura 3.5 mostra o diagrama de Bode do sistema em malha aberta para o controle de corrente do conversor *Boost*.

Figura 3.5 – Diagrama de Bode da planta mais o controlador de corrente do *Boost* intercalado.



Fonte: Autor.

O diagrama de blocos do controle de corrente do conversor *boost* é apresentado na Figura 3.7. A corrente de referência do conversor *boost* é definida pela malha externa de controle de tensão do barramento CC, o qual é apresentada a seguir.

3.2.2 Controle da Tensão do Barramento CC

O controle da tensão do barramento CC é de fundamental importância, visto que toda energia processada pelo conversor, nos mais diversos modos de operação, percorre o barramento CC. A tensão de referência do barramento CC é geralmente mantida constante, desta forma são evitadas interações com as malhas de corrente/tensão do conversor. Já a referência de tensão do barramento CC é mantida geralmente maior que a máxima tensão na qual os conversores (retificador, inversor e *boost*) devem sintetizar em sua saída, desta forma é evitado que os conversores entrem em sobre modulação (do inglês, *over mo-*

dulation). A sobre modulação insere não linearidades na modulação, e conseqüentemente distorções nas variáveis a serem controladas e deve ser evitada.

Para tornar a análise do controle barramento CC linear, a mesma é realizada em função do somatório das potências envolvidas no processo de carga/descarga do banco de capacitores, dada por:

$$\frac{C_b}{2} \frac{dv_{cc}^2}{dt} = P_{ret} + P_{bat} - P_{inv} \quad (3.4)$$

onde: $v_{cc} = v_{cc1} + v_{cc2}$ é a tensão total do barramento CC, $C_b = C_{b1}/2 = C_{b2}/2$ é a capacitância total, como pode ser visto na Figura 3.1. Quando conectado ao gerador, a potência do retificador é dada por $P_{ret} = \omega_m T_m$, onde ω_m é a velocidade rotacional do motor/gerador em rad/s e T_m é o torque do gerador em Nm, e quando o retificador está conectado à rede $P_{ret} = \frac{3}{2} v_{gp} i_{gp}$, onde v_{gp} e i_{gp} é a tensão e a corrente de pico da componente fundamental de fase da rede, respectivamente. E P_{inv} é a potência do inversor e $P_{bat} = v_{bat} i_{bat}$ é a potência do banco de baterias.

3.2.2.1 Controle do barramento CC pelo conversor boost

O controle da tensão do barramento CC é realizado através da corrente do conversor *boost*, o qual retira ou fornece energia do banco de baterias, que por sua vez pode ser carregado pela rede ou pela máquina primária, dependendo do caso.

Para análise e obtenção do modelo para controle, as potências P_{inv} e P_{ret} , do ponto de vista do controle da tensão do barramento CC, são distúrbios e são desconsiderados na obtenção da função de transferência.

O modelo discreto para controle da tensão do barramento CC pelo conversor *boost* pode ser obtido usando a discretização por *ZOH* na equação 3.4, como mostrado na equação 3.5. Também é considerado que a tensão da bateria varia muito lentamente em relação a corrente i_{bat} , e desta forma pode ser considerada constante $v_{bat} = V_{bat}$. Também é considerado que a corrente nas baterias é regulada pelo conversor *boost* com uma frequência de corte muito maior do que a dinâmica da tensão, desta forma a corrente da bateria é considerada igual a referência $i_{bat} = i_{bat}^*$, e como consequência, $P_{bat} = P_{bat}^* = V_{bat} i_{bat}^*$. A função de transferência que relaciona a tensão do barramento CC e a potência da bateria é dada por:

$$G_{v_{cc_bat}}(z) = \frac{v_{cc}^2(z)}{P_{bat}^*(z)} = \frac{2T_{ss}}{C_b} \frac{1}{(z-1)} \quad (3.5)$$

Como a malha de controle da tensão do barramento é muito mais lenta do que as malhas de corrente, a sua lei de controle é atualizada em uma frequência muito menor que o controle da corrente $T_{ss} = 10T_s$, como mostrado na equação 3.5.

Desta forma a corrente de referência do conversor *boost* é dada por $i_{bat}^* = \frac{P_{bat}^*}{V_{bat}}$, onde

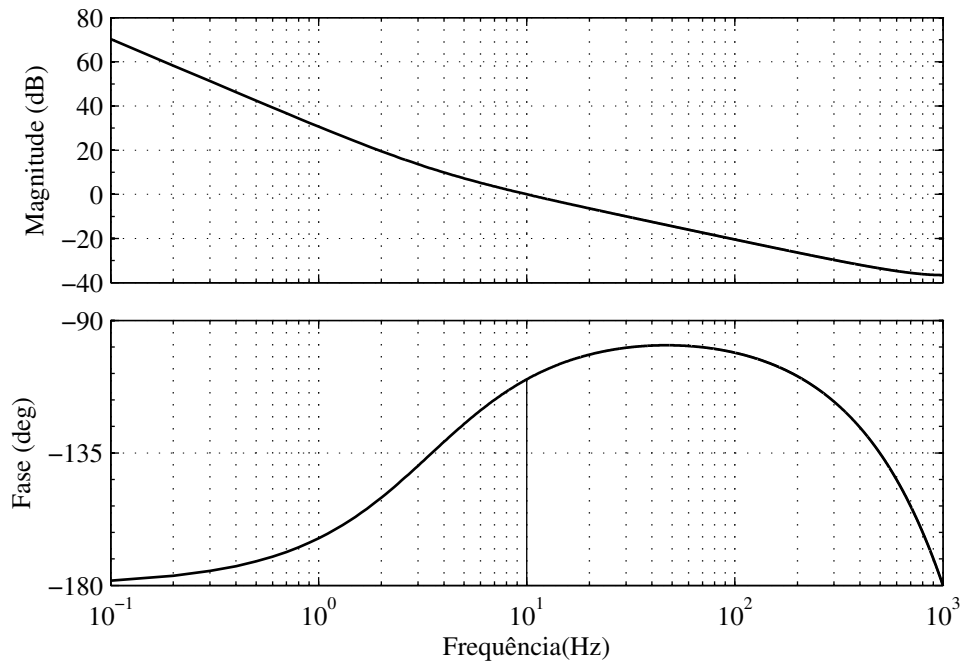
P_{bat}^* é a saída do controlador PI da tensão do barramento CC:

$$PI_{b_vcc}(z) = \frac{P_{bat}^*(z)}{e_{vcc}(z)} = k_{pb_vcc} \left(\frac{z - \varpi_{b_vcc}}{z - 1} \right) = K_{pb_vcc} + \frac{K_{ib_vcc}}{z - 1} \quad (3.6)$$

onde: $e_{vcc} = (v_{cc}^{2*} - v_{cc}^2)$ é o erro de rastreamento da tensão ao quadrado do barramento CC, $v_{cc}^{2*} = 800^2 V^2$ é a tensão de referência do barramento ao quadrado, k_{pb_vcc} e ϖ_{b_vcc} correspondem ao ganho e ao zero do PI, respectivamente, na forma “polo/zero/ganho”. Já os ganhos $K_{pb_vcc} = k_{pb_vcc}$ e $K_{ib_vcc} = k_{pb_vcc}(1 - \varpi_{b_vcc})$ correspondem aos ganhos da parte proporcional e integral do controlador, respectivamente, na forma “paralela”.

Utilizando a técnica de projeto do Capítulo 2, com uma frequência de corte de $\omega_{c_vcc} = 2\pi 10$ rad/s e uma margem de fase de $PM_{vcc} = 70^\circ$ tem-se: $(k_{pb_vcc}; \varpi_{b_vcc}) = (0,709 ; 0,9797)$. A Figura 3.6 mostra o diagrama de Bode do sistema em malha aberta para o controle da tensão do barramento CC.

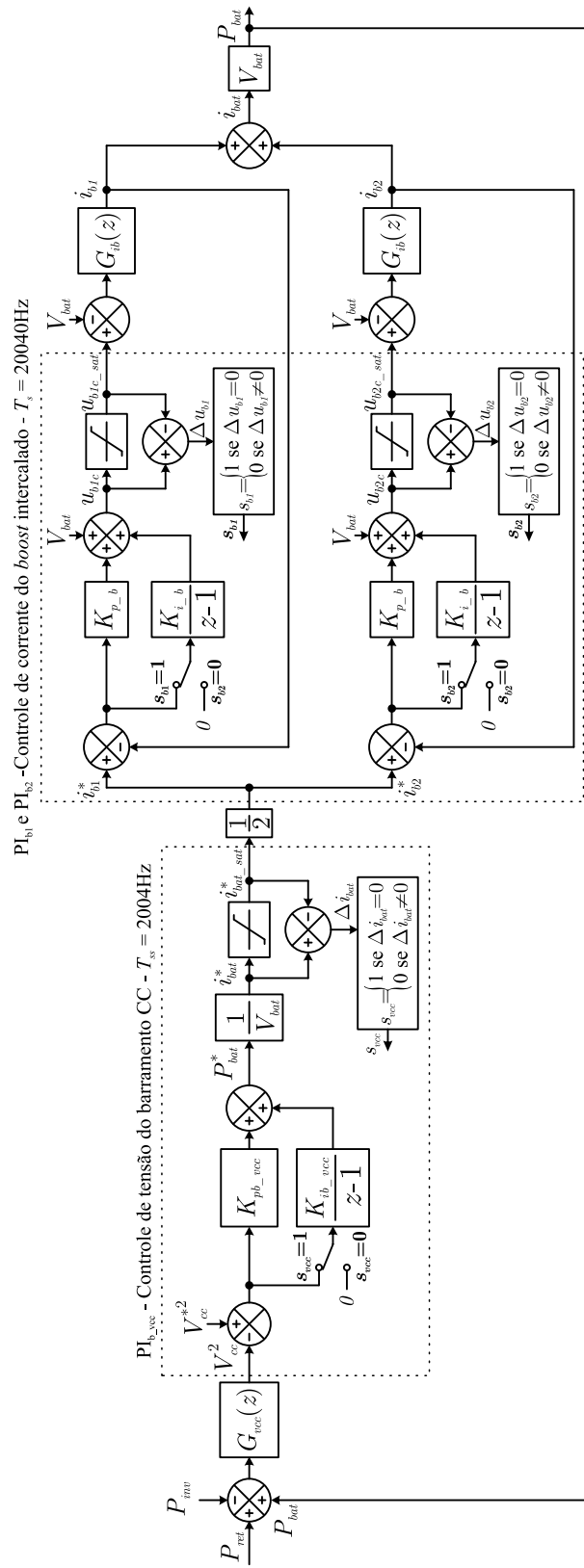
Figura 3.6 – Diagrama de Bode da planta mais o controlador da tensão do barramento CC.



Fonte: Autor.

O diagrama de blocos do controlador da tensão do barramento CC juntamente com os controladores de corrente do conversor *boost* intercalado são mostrados na Figura 3.7.

Figura 3.7 – Diagrama de blocos do controle do barramento CC pela bateria.



Fonte: Autor.

3.2.3 Gerenciamento e controle do banco de baterias

O elemento armazenador de energia considerado neste trabalho é composto por um banco de baterias do tipo chumbo ácido. Este tipo de bateria é a mais utilizada em UPSs comerciais, principalmente devido a sua disponibilidade no mercado nacional, além do seu reduzido custo inicial, se comparado a outras tecnologias, tais como baterias de Lítio Polímero, *fly-wheel* e supercapacitores.

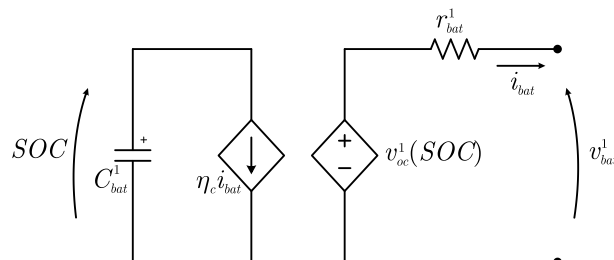
Para modelar um banco de bateria em um sistema híbrido pode-se utilizar tanto os modelos eletroquímicos, quanto os modelos baseados em circuitos equivalentes. Ambos os modelos fornecem a tensão, corrente e estado de carga, os quais são parâmetros de fundamental importância neste contexto. Circuitos equivalentes são geralmente mais simples e menos precisos do que os modelos eletroquímicos, porém são mais fáceis de usar, especialmente em conexão com outros sistemas (OVRUM; BERGH, 2015).

3.2.3.1 Modelagem da bateria para controle do estado de carga

O modelo para estimação do estado de carga utilizado aqui é baseado no circuito equivalente proposto em (KIM; QIAO, 2011), desconsiderando os dois ramos RC presentes no circuito, o qual segundo (OVRUM; BERGH, 2015) não influenciam significativamente na estimação do estado de carga.

O Modelo de (KIM; QIAO, 2011), o qual é representado pelo circuito equivalente da Figura 3.8, é composto por: i) uma resistência equivalente série da bateria r_{bat}^1 , ii) uma fonte de tensão representando a tensão de circuito aberto v_{oc}^1 , a qual é uma função do estado de carga SOC que é numericamente igual a tensão sobre o capacitor equivalente da bateria, e iii) um capacitor equivalente C_{bat}^1 .

Figura 3.8 – Modelo para estimação do estado de carga de uma bateria.



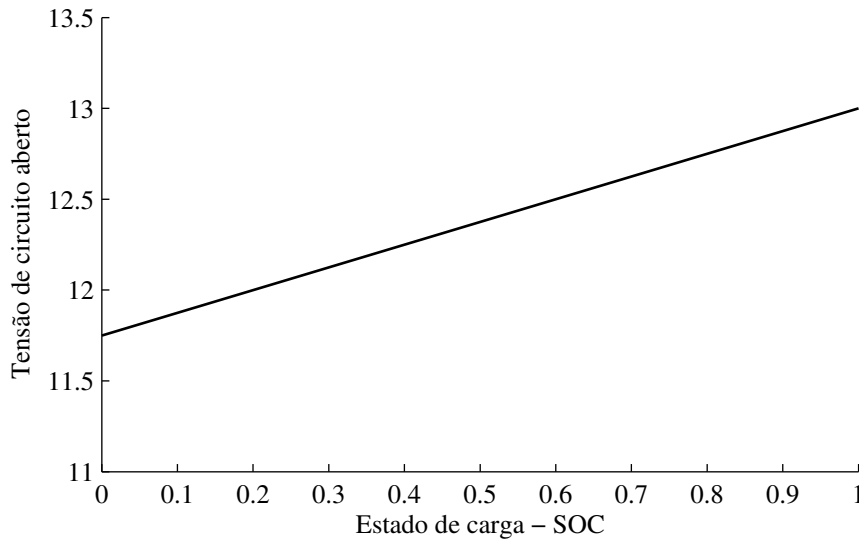
Fonte: Modificado de (KIM; QIAO, 2011).

A corrente do banco (i_{bat}) é responsável por carregar e descarregar o capacitor equivalente C_{bat}^1 . Já o fator η_c reflete a eficiência com que a bateria transforma energia elétrica em energia química, para bateria chumbo ácido esta eficiência é de aproximada-

mente $\eta_c=0,99$. A tensão terminal da bateria é dada por v_{bat}^1 .

A tensão de circuito aberto de uma bateria chumbo ácido (em repouso) em função do estado de carga é obtida diretamente no site do fabricante, e é praticamente a mesma entre marcas e fabricantes, como mostrada na Figura 3.9. O estado de carga é dado em p.u. e pode assumir valores entre 0 e 1, onde $SOC=0$ indica que a bateria está totalmente descarregada e $SOC=1$ representa a bateria totalmente carregada.

Figura 3.9 – Tensão de circuito aberto (V_{oc}^1) em função do estado de carga para uma bateria.



Fonte: (UNIPOWER, 2003).

A tensão de circuito aberto de todo o banco de baterias é obtido através da ligação em série de N_{bat} baterias, com a característica de tensão de circuito aberto dada na Figura 3.9, o qual é dado por:

$$v_{oc}(SOC) = (1,25 SOC + 11,75)N_{bat} \quad (3.7)$$

onde o estado de carga (SOC) é estimado através do contador de Coulomb:

$$SOC(t) = SOC(0) - \frac{1}{C_{bat}^1} \int_0^t \eta_c i_{bat}(t) dt \quad (3.8)$$

onde: o sinal negativo significa que correntes saindo da bateria reduzem o estado de carga da mesma, já $SOC(0)$ corresponde ao estado de carga inicial do banco bateria, o qual pode ser identificado com a bateria em repouso através da leitura da tensão de circuito aberto (v_{oc}) e utilização da equação 3.7, ou seja, reescrevendo a equação e isolando o estado de carga inicial:

$$SOC(0) = \frac{0,8}{N_{bat}} v_{oc} - 9,4 \quad (3.9)$$

É importante salientar que a equação acima somente pode ser utilizada com a bateria em repouso por um período de pelo menos 2 horas (NG et al., 2008), desta forma as reações químicas dentro da bateria já entraram em equilíbrio, e o estado de carga inicial estará mais próximo do real.

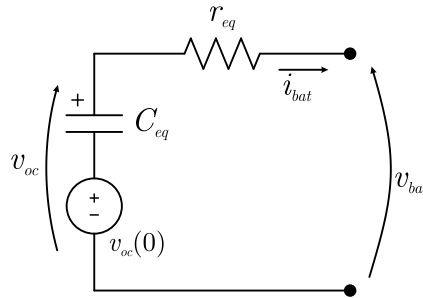
As equações descritas acima descrevem a relação entre a corrente, a tensão inicial e o estado de carga. Porém para realizar o procedimento de carga da bateria, em certos intervalos de tempo, a tensão também deve ser controlada. Assim para se encontrar a relação entre a tensão e a corrente na bateria substitui-se a 3.8 em 3.7, obtendo-se 3.10:

$$v_{oc}(t) = v_{oc}(0) - \frac{1}{C_{eq}} \int_0^t i_{bat}(t) dt \quad (3.10)$$

onde: $C_{eq} = \frac{C_{bat}^1}{1,25\eta_c N_{bat}}$ é o capacitor equivalente do banco de baterias, e a tensão de circuito aberto inicial do banco de baterias é dada por $v_{oc}(0) = (1,25 N_{bat} SOC(0) + 11,75 N_{bat})$, o qual pode também ser considerado como uma tensão inicial do capacitor C_{eq} .

Ainda, substituindo-se a equação 3.10 no circuito da Figura 3.8 é possível encontrar um circuito equivalente simplificado para controle da recarga da bateria:

Figura 3.10 – Modelo para controle de carga refletido para os terminais da bateria.



Fonte: Autor.

onde: $r_{eq} = N_{bat} r_{bat}^1$ é a resistência equivalente série da bateria.

$$v_{bat}(t) = v_{oc}(0) - r_{eq} i_{bat}(t) - \frac{1}{C_{eq}} \int_{t_0}^t i_{bat}(t) dt \quad (3.11)$$

Agora aplicando a transformada de Laplace na equação 3.11, tem-se a função de transferência que relaciona a tensão de saída com a corrente da bateria:

$$G_{vbat}(s) = -\frac{v_{bat}(s)}{i_{bat}(s)} = -r_{eq} \frac{s + \frac{1}{r_{eq} C_{eq}}}{s} \quad (3.12)$$

Ainda, como o controle de carga da bateria será realizado em um processador digital é interessante se obter um modelo discreto da função de transferência 3.12, como

mostrado abaixo:

$$G_{vbat}(z) = \frac{v_{bat}(z)}{i_{bat}(z)} = -r_{eq} \frac{z - e^{-\frac{T_{ss}}{r_{eq}C_{eq}}}}{z - 1} \quad (3.13)$$

onde: $T_{ss} = 10T_s$, isto é, a lei de controle do gerenciamento de carga da bateria é executada a cada 10 períodos das leis de controle principais (ex.: lei de controle de corrente), o qual é a mesma taxa de atualização da lei de controle da tensão do barramento CC. A escolha desta taxa de atualização melhora a resolução do controle/discretização visto que o zero da função de transferência 3.12 está em um frequência extremamente baixa.

3.2.3.2 Estimativa dos parâmetros da bateria

Os parâmetros da bateria descritos acima são importantes, tanto para o projeto dos controladores de corrente/tensão da bateria, quanto para a estimação do estado de carga. A identificação destes parâmetros pode ser realizada utilizando ensaios experimentais *off-line*, ou ainda de forma online os quais podem capturar fenômenos de envelhecimento, entre outros.

Aqui para simplificar a estimação dos parâmetros, os mesmos serão obtidos através dos manuais técnicos das baterias. O banco de baterias utilizado neste trabalho é composto por $N_{bat}=35$ baterias de 45Ah de capacidade, da marca Heliar FREEDOM[®] modelo DF700 estacionária, ligadas em série.

A Figura 3.11, mostra as curvas de tensão terminal da bateria em função do tempo para diferentes correntes de descarga. Estas curvas são geralmente apresentadas pela maioria dos fabricantes e fornecem informações importantes a respeito das baterias.

Por exemplo, a resistência interna na bateria pode ser obtida analisando-se a queda de tensão durante o início da curva. Este efeito é mais evidente para correntes maiores. Assim, analisando as curvas para uma corrente de descarga de $i_{bat}=75A$, tem-se um queda de tensão de $\Delta V_{bat} \approx 1,25$ V, mostrada na Figura 3.11, esta queda de tensão é causada pela corrente percorrendo a resistência interna da bateria r_{bat}^1 , e a resistência total do banco de baterias é obtida multiplicando-se pelo número de baterias N_{bat} , como mostrada na equação 3.14.

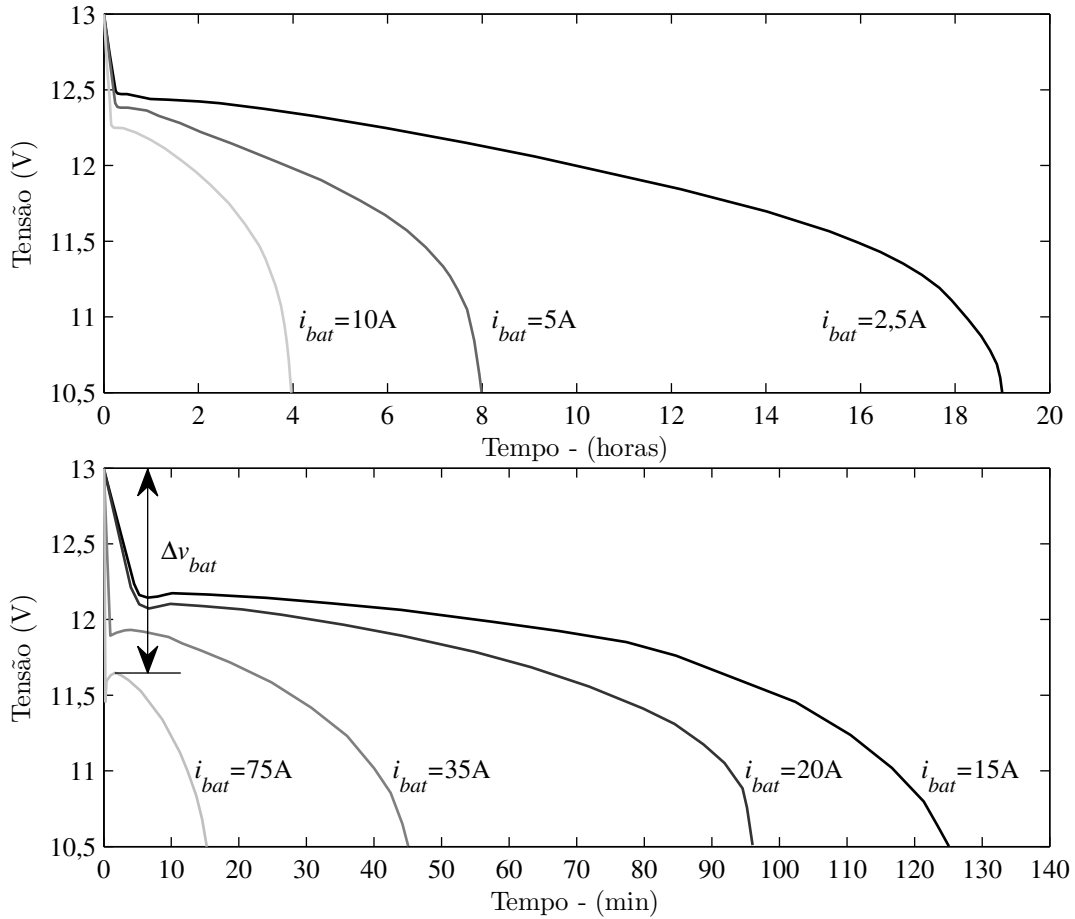
$$r_{eq} = N_{bat} \frac{\Delta v_{bat}}{i_{bat}} \approx 35 \frac{1,25}{75} = 0.583\Omega \quad (3.14)$$

Já a capacitância da bateria (C_{bat}^1) pode ser encontrada através da equação 3.8 e escolhendo-se a curva de menor corrente (2,5A), a qual proporciona uma descarga completa em 19 horas (68400s), ou seja, a bateria parte de $SOC(0s)=1$ até $SOC(68400s)=0$.

$$C_{bat}^1 = \frac{\eta_c I_{bat} \Delta t}{\Delta SOC} \approx \frac{0,99 \cdot 2,5 \cdot 68400}{1} = 169290F \quad (3.15)$$

onde: $\Delta SOC = SOC(0s) - SOC(68400s)=1$.

Figura 3.11 – Curvas de descarga com corrente constante para a Bateria Heliar FREEDOM® modelo DF700 utilizado no trabalho. Onde ΔV corresponde a queda de tensão sobre a resistência série da bateria.



Fonte: (JOHNSON, 2008).

Já a capacitância do circuito equivalente C_{eq} da Figura 3.10 é dado por:

$$C_{eq} = \frac{C_{bat}^1}{1,25\eta_c N_{bat}} = \frac{169290}{1,25 \cdot 0,99 \cdot 35} = 3908,57F \quad (3.16)$$

Nesta subseção foram obtidos os parâmetros principais da bateria, bem como as relações entre as correntes e tensões em seus terminais. A seguir é apresentado o controle do processo de carga do banco de baterias.

3.2.3.3 Método de carga do banco de baterias

O processo de carga das baterias é realizado de forma indireta pela potência processada pelo retificador, o qual pode drenar potência da rede ou do gerador dependendo do modo de operação.

É dito que o retificador carrega as baterias de forma indireta, visto que ele está conectado indiretamente às baterias através do barramento CC e do conversor *boost*. O conversor *boost* controla o barramento CC e define a corrente da bateria (i_{bat}) a partir da energia do barramento CC ($\propto V_{cc}^2$). Já o retificador apenas entrega potência ao barramento CC.

A carga do banco de baterias é baseada na estratégia corrente/tensão constante (CV), com dois patamares de tensão (COELHO, 2001). Este método é composto por três etapas, sendo elas:

- 1º Estágio - Corrente Constante (do inglês, *Bulk Stage*) - Nesta etapa a tensão da bateria aumenta enquanto a corrente do banco de baterias é mantida constante em torno de 10% da capacidade nominal da bateria (I_{blk}). Cerca de 80% da carga do banco de baterias é realizada nesta etapa. Esta etapa termina quando o banco alcança a tensão de carga (V_{ch}).
- 2º Estágio - Tensão Constante (do inglês, *Absorption Stage*) - Nesta etapa a tensão sobre o banco de baterias é mantida constante e igual a tensão de carga ($V_{ch} = 504$ V), correspondente a 2,4V/Elemento a 25°C. Este estágio permanece enquanto a corrente for maior que a corrente de carga mínima (I_{ch_min}), desta forma aquecimento e formação de gases são evitados. Nesta etapa a bateria alcança 100% do estado de carga.
- 3º Estágio - Flutuação (do inglês, *Floating Stage*) - Nesta etapa a bateria está totalmente carregada e a tensão é mantida constante a um patamar menor ($V_{flut}=472,5$ V), correspondente a 2,25V/Elemento a 25°C. A corrente é diminuída a um valor menor (I_{flut}) o qual age como uma corrente de manutenção, suprimindo as perdas da bateria. Desta forma a bateria é protegida contra sobrecarga a longo prazo. Este estágio apenas ocorre quando o retificador está conectado à rede, e não está em regime *Start-Stop*.

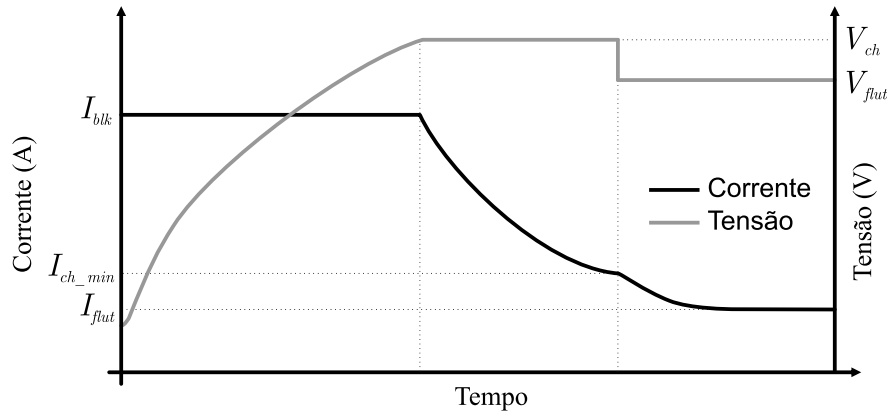
A Figura 3.12, apresenta tensão e a corrente na bateria durante o processo de carga utilizando o método corrente/tensão constante descrito acima.

A seguir é detalhado a implementação do método de carga apresentado.

3.2.3.4 Controle da tensão/corrente de carga do banco de baterias

A implementação do método de controle de carga do banco de baterias é baseado no controle com duas malhas. Sendo a malha externa a malha de tensão, e a tensão de referência (v_{bat}^*) igual a tensão de carga (V_{ch}) ou flutuação (V_{flut}) dependendo do estágio de carga. Nesta malha é usado um controlador PI o qual define a corrente de referência

Figura 3.12 – Método Corrente/Tensão (CV) constante utilizado no processo de recarga do banco de baterias (COELHO, 2001).



Fonte: Autor.

da malha interna de corrente (i_{bat}^{**}). Esta corrente de referência é limitada entre $(0, I_{blk})$, visto que zero é a corrente mínima e I_{blk} é a corrente máxima de carga permitida sobre a bateria.

Já na malha interna a corrente de referência (i_{bat}^{**}) é comparada com a corrente da bateria (i_{bat}), o qual gera um erro de corrente que é aplicado ao controlador de corrente da bateria. A saída deste controlador de corrente fornece uma corrente de referência de bateria compensada (i_{batc}^*) o qual multiplicada pela tensão da bateria (V_{bat}) define a potência de referência do retificador. A corrente i_{batc}^* pode ser entendida como uma corrente de referência fictícia que, multiplicada pela tensão da bateria, fornece uma potência capaz de compensar a potência de saída (P_{inv}) e ainda carregar a bateria, ambas compensando a eficiência do conversor PWM, o que na prática resulta em $i_{batc}^* \geq i_{bat}^{**}$.

Para projetar o controlador de corrente de carga da bateria é necessário encontrar a relação entre a potência do retificador e a corrente da bateria. Para encontrar esta relação são assumidos conversores ideais, isto é, com eficiências 100%. Além disso, como os controladores das malhas de corrente são muito mais rápidas que as respectivas malhas de tensão, pode-se assumir que $P_{ret}^* = P_{ret}$ e $P_{bat}^* = P_{bat}$, como já realizado anteriormente. Levando em conta as considerações acima e a soma das potências no barramento CC, dado pela equação 3.4, e também incluindo a malha de controle do barramento CC, tem-se:

$$P_{bat}^*(z) = \frac{-G_{vcc}(z)PI_{b_vcc}(z)}{1 + G_{vcc}(z)PI_{b_vcc}(z)} P_{ret}^*(z) \quad (3.17)$$

onde: $G_{vcc}(z)$ e $PI_{b_vcc}(z)$ são a função de transferência e o controlador do barramento CC, respectivamente.

Ainda, desconsiderando a dinâmica das correntes do conversor *boost*, a corrente da

bateria pode ser expressa por $i_{bat} = \frac{P_{bat}^*}{V_{bat}}$, a partir disso tem-se:

$$\frac{i_{bat}(z)}{P_{ret}(z)} = \frac{1}{V_{bat}} \frac{-G_{vcc}(z)PI_{b_vcc}(z)}{1 + G_{vcc}(z)PI_{b_vcc}(z)} \quad (3.18)$$

Como descrito anteriormente, um PI de corrente é utilizado para controlar a corrente de carga da bateria. A saída do PI de corrente é a corrente da bateria compensada i_{batc} , o qual define a potência de referência do retificador $P_{ret}^* = i_{batc}V_{bat}$, substituindo-se esta relação na equação 3.18, tem-se:

$$G_{ibat}(z) = \frac{i_{bat}(z)}{i_{batc}(z)} = \frac{-G_{vcc}(z)PI_{b_vcc}(z)}{1 + G_{vcc}(z)PI_{b_vcc}(z)} \quad (3.19)$$

A função de transferência acima é utilizada no projeto do controlador PI da corrente de carga:

$$PI_{ibat}(z) = \frac{i_{batc}(z)}{e_{ibat}(z)} = k_{p_ibat} \left(\frac{z - \varpi_{ibat}}{z - 1} \right) = K_{p_ibat} + \frac{K_{i_ibat}}{z - 1} \quad (3.20)$$

onde: $e_{ibat} = i_{bat}^{**} - i_{bat}$ é o erro de rastreamento da corrente de carga da bateria, k_{p_ibat} e ϖ_{ibat} correspondem ao ganho e ao zero do PI, respectivamente. Já os ganhos $K_{p_ibat} = k_{p_ibat}$ e $K_{i_ibat} = k_{p_ibat}(1 - \varpi_{ibat})$ correspondem aos ganhos da parte proporcional e integral do controlador, respectivamente, na forma “paralela”.

Utilizando a mesma técnica de projeto de controladores PI proposta no Capítulo 2, com uma frequência de corte uma década abaixo da frequência de corte do barramento CC, ou seja, $\omega_{c_ibat} = 2\pi \cdot 1$ rad/s e uma margem de fase de $PM_{ibat} = 90^\circ$ tem-se, $(k_{p_ibat}; \varpi_{ibat}) = (0,064651; 0,9449)$. A Figura 3.13 mostra o diagrama de Bode do sistema em malha aberta para o controle da corrente de carga da bateria.

Já para projetar o controlador de tensão de carga da bateria, é utilizado a função de transferência 3.13, o qual relaciona a corrente com a tensão da bateria. Substituindo-se os valores de r_{eq} e C_{eq} obtidos na em 3.14 e 3.16, tem-se:

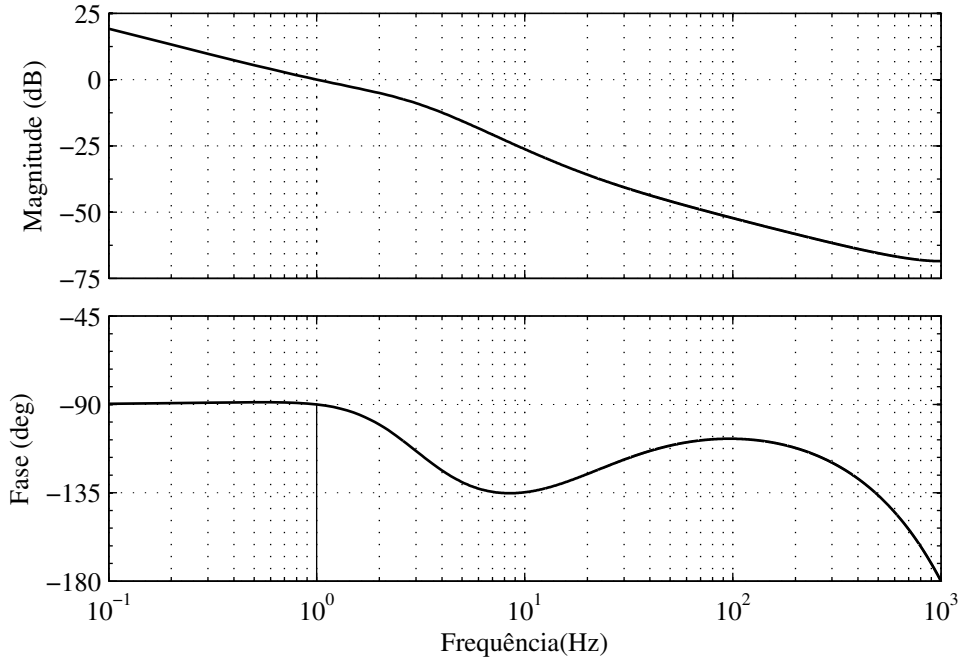
$$G_{vbat}(z) = \frac{v_{bat}(z)}{i_{bat}(z)} = -0,583 \left(\frac{z - 0,99999992}{z - 1} \right) \approx -0,583 \quad (3.21)$$

Como a constante de tempo da bateria $R_{eq}C_{eq}$ é muito grande em relação ao período de discretização (T_{ss}), a frequência do zero da função de transferência assume um valor muito próximo a um, o que para fins práticos pode ser cancelado com o polo da função de transferência.

$$G_{bat}(z) = \frac{v_{bat}(z)}{i_{bat}^{**}(z)} = G_{vbat}(z) \frac{PI_{ibat}(z)G_{ibat}(z)}{1 + PI_{ibat}(z)G_{ibat}(z)} \quad (3.22)$$

A função de transferência acima é utilizada no projeto do controlador PI da tensão

Figura 3.13 – Diagrama de Bode da planta mais o controlador de corrente de carga da bateria.



Fonte: Autor.

de carga:

$$PI_{vbat}(z) = \frac{i_{bat}^{**}(z)}{e_{vbat}(z)} = k_{p_vbat} \left(\frac{z - \varpi_{vbat}}{z - 1} \right) = K_{p_vbat} + \frac{K_{v_ibat}}{z - 1} \quad (3.23)$$

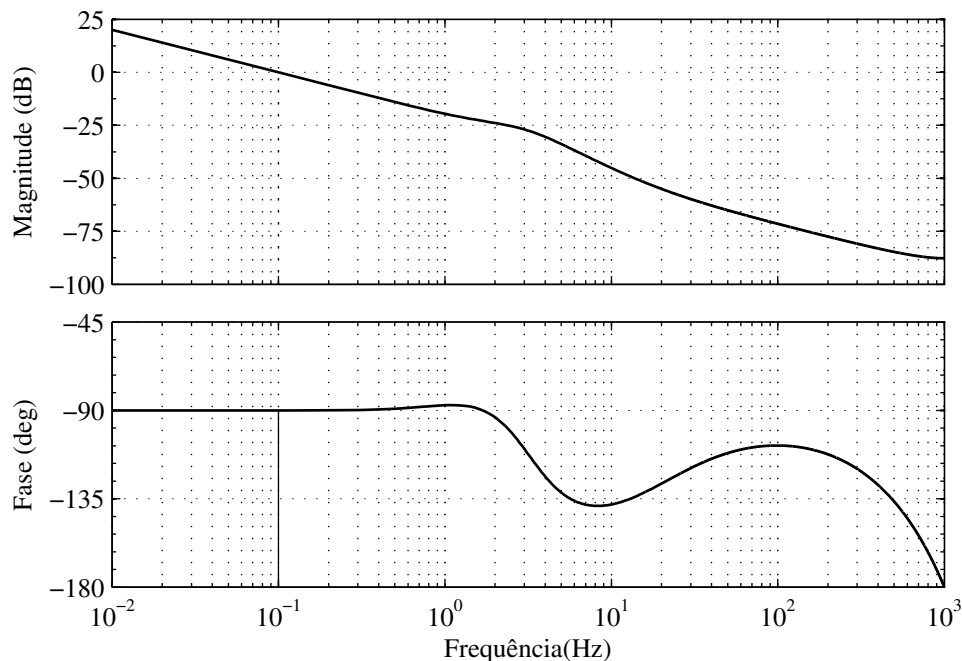
onde: $e_{vbat} = v_{bat}^* - v_{bat}$ é o erro de rastreamento da tensão de carga da bateria, k_{p_vbat} e ϖ_{vbat} correspondem ao ganho e ao zero do PI, respectivamente. Já os ganhos $K_{p_vbat} = k_{p_vbat}$ e $K_{v_ibat} = k_{p_vbat}(1 - \varpi_{vbat})$ correspondem aos ganhos na forma “paralela”, respectivamente.

Utilizando a mesma técnica de projeto de controladores PI proposta no Capítulo 2, com uma frequência de corte uma década abaixo da frequência de corte do controle de corrente de carga da bateria, ou seja, $\omega_{c_vbat} = 2\pi 0,1$ rad/s e uma margem de fase de $PM_{vbat} = 90^\circ$ tem-se, $(k_{p_vbat}; \varpi_{vbat}) = (-0,064651; 0,9449)$.

A Figura 3.14 mostra o diagrama de Bode do sistema em malha aberta para o controle da tensão de carga da bateria.

A estratégia de carga do banco de baterias pode ser sumarizado na Figura 3.15

Figura 3.14 – Diagrama de Bode da planta mais o controlador de tensão de carga da bateria.



Fonte: Autor.

3.2.4 Controle do retificador conectado ao PMSG

O retificador PWM é conectado ao gerador síncrono de ímãs permanentes (PMSG) através do fechamento da contatora $K3$ (com $K1$ e $K2$ abertas).

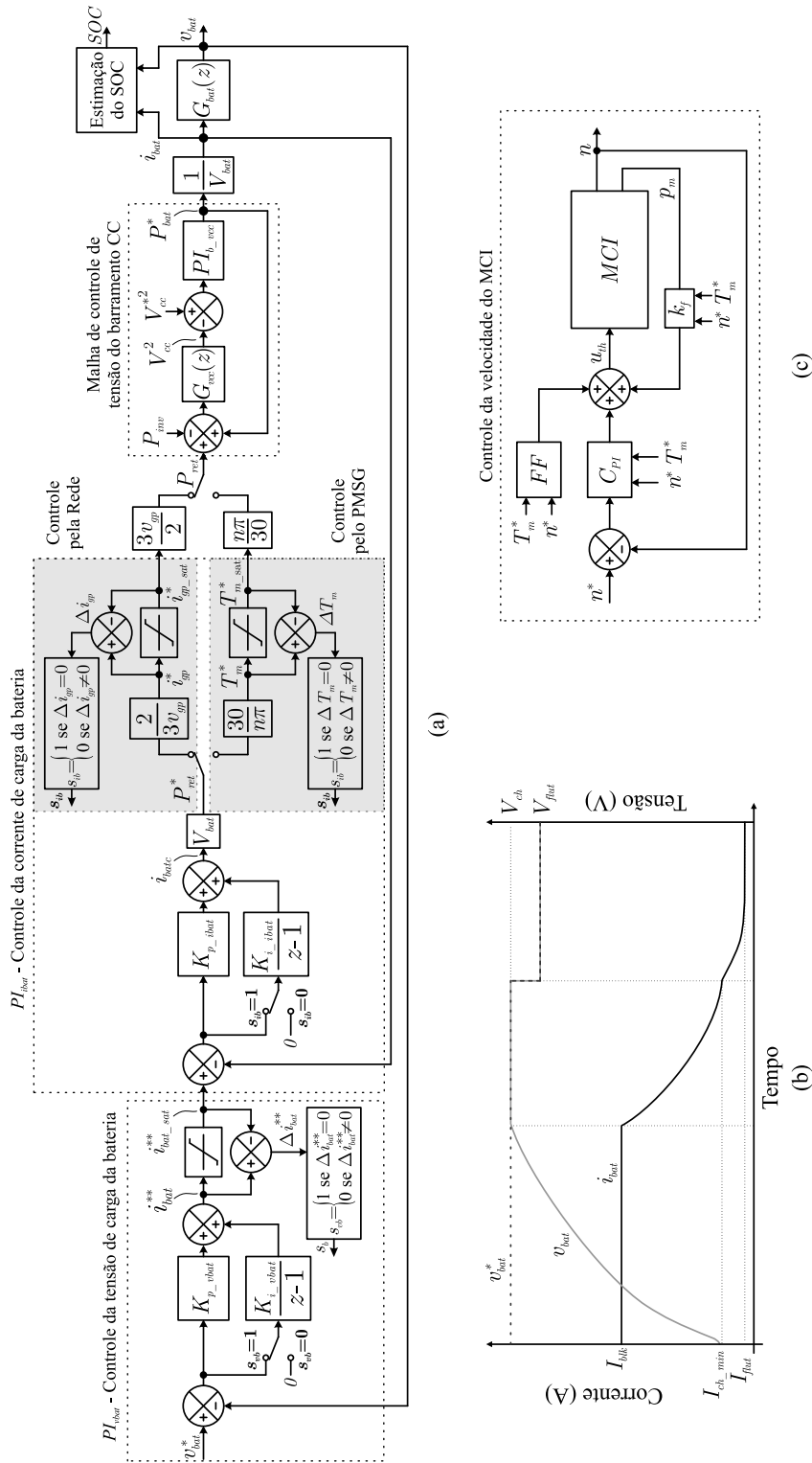
A Figura 3.16 mostra a configuração do retificador PWM trifásico quando acoplado ao PMSG. Com esta topologia é possível aplicar tensão trifásica nos terminais do PMSG e controlar as suas respectivas correntes. Através do controle das correntes é possível controlar indiretamente o torque produzido pelo PMSG (torque de carga do MCI), independente da velocidade angular.

Para realizar o controle das correntes do PMSG uma estratégia baseada no referencial rotórico é desenvolvida.

3.2.4.1 Modelo dinâmico do PMSG no referencial rotórico

Visando definir e projetar os controladores de corrente do Retificador PWM um modelo dinâmico para o PMSG é inicialmente desenvolvido. Para este propósito será assumido que o gerador possui três pares de polos lisos e que não apresenta saturação magnética, o que é razoável para a máquina em questão se a magnitude do fluxo estático for mantida abaixo dos níveis nominais. Assim, segundo (KRAUSE; WASYNCZUK;

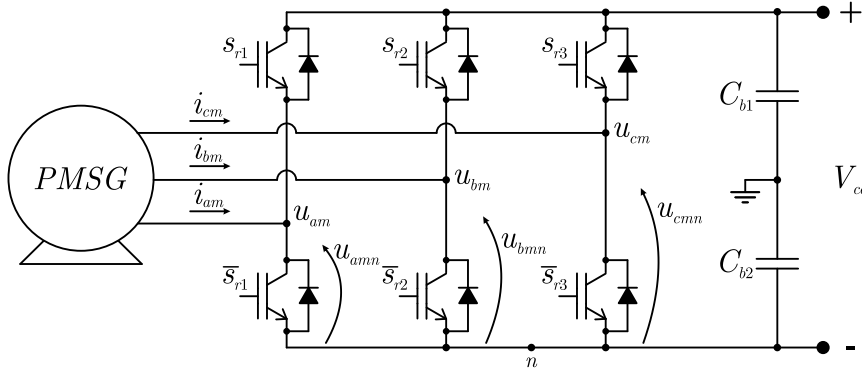
Figura 3.15 – (a) Controle da carga da bateria e estimação do SOC. (b) definição das referências para o método de carga tensão/corrente de constante. (c) Controle de velocidade do MCI, como mostrado na Figura 2.8.



Fonte: Autor.

SUDHOFF, 1995) as equações dinâmicas que relacionam as tensões e os fluxos e as equa-

Figura 3.16 – Retificador PWM conectado ao PMSG.



Fonte: Autor.

ções que relacionam os fluxos com as correntes estatóricas no referencial síncrono com o fluxo rotórico são expressas pelo conjunto de equações 3.24.

$$v_{qm} = r_m i_{qm} + \omega_m \lambda_{dm} + \frac{d\lambda_{qm}}{dt} \quad (3.24a)$$

$$v_{dm} = r_m i_{dm} - \omega_m \lambda_{qm} + \frac{d\lambda_{dm}}{dt} \quad (3.24b)$$

$$\lambda_{qm} = L_q i_{qm} \quad (3.24c)$$

$$\lambda_{dm} = L_d i_{dm} + \psi_{pm} \quad (3.24d)$$

onde: ω_m é a velocidade angular do PMSG, v_{qm} e v_{dm} são as tensões estatóricas, i_{qm} e i_{dm} são as correntes estatóricas, λ_{qm} e λ_{dm} são os fluxos magnéticos concatenados, L_d e L_q são as indutâncias estatóricas, r_m é a resistência estatórica e ψ_{pm} é o fluxo magnético dos Ímãs. Sendo as variáveis com subscrito d correspondem a componente de eixo direto e subscrito q correspondem ao eixo de quadratura.

As equações 3.24c e 3.24d representam a magnitude do fluxo magnético dos ímãs permanentes. Por outro lado, a equação que relaciona o conjugado eletromagnético (T_m) e as correntes é dada por:

$$T_m = \frac{3P}{2} (\psi_{pm} i_{qm} + (L_d - L_q) i_{dm} i_{qm}) \quad (3.25)$$

onde: P é o número de polos, no caso do gerador em questão $P=6$.

Para a transformação das corrente de eixos estacionários abc para eixos síncronos dqo a seguinte transformação foi utilizada:

$$\begin{bmatrix} i_{qm} \\ i_{dm} \\ i_{om} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_m) & \cos\left(\theta_m + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta_m) & \sin\left(\theta_m + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{am} \\ i_{bm} \\ i_{cm} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

onde: θ_m corresponde ao deslocamento angular do rotor, medido com um encoder absoluto

de posição conectado ao eixo do gerador. As correntes i_{xm} correspondem as correntes estatóricas, com $x = a, b, c$. Como o gerador possui três fios o mesmo não apresenta corrente de sequência zero $i_{om} = 0A$.

Os principais parâmetros nominais obtidos dos dados de placa do gerador são mostrados na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Parâmetros do PMSG utilizado

Parâmetros nominais	
Potência	75 kW
Tensão	380 V_{rms} (linha)
Corrente	124 A_{rms}
Rotação	3600 rpm
Conjugado eletromagnético	198.98 Nm
Número de polos	6
Indutância de eixo direto	1,4 mH
Indutância de eixo de quadratura	2,5 mH
Constante elétrica	109 V/krpm (linha)
Rendimento máximo	96,5 %

Fonte: Dados de placa do motor.

Com o modelo do gerador e os seus parâmetros pode-se prosseguir com o projeto dos controladores de corrente.

3.2.4.2 Controle das correntes estatóricas

Para impor o conjugado eletromagnético sem excederem os valores nominais serão controladas as corrente estatóricas. Como em regime permanente as correntes estatóricas no referencial do fluxo rotórico são constantes, pode-se utilizar controladores do tipo Proporcional Integral (PI).

Ainda, como o controlador será implementado em um Processador Digital de Sinais (DSP), é desejável desenvolver modelos dinâmicos de tempo discreto. Para tanto, considera-se as equações que relacionam as tensões e fluxos e das equações que relacionam fluxos e correntes estatóricas obtidas anteriormente. E desta forma, é possível expressar as tensões aplicadas ao gerador com as correntes do estator, como mostrado abaixo:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qm} \\ i_{dm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_q} & -\frac{\omega_m L_d}{L_q} \\ \frac{\omega_m L_q}{L_d} & -\frac{r_s}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qm} \\ i_{dm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qm} \\ v_{dm} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{\omega_m \psi_{pm}}{L_q} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Visando simplificar o projeto do controlador será considerado que:

- As quedas de tensão nas resistências estatóricas são pequenas de forma que é plausível desprezá-las;

- Os acoplamentos cruzados devido as indutâncias de eixo direto e de quadratura podem ser compensados nas ações de controle uma vez que as correntes e a velocidade angular do rotor estão disponíveis;
- A velocidade angular do rotor, ou fluxo rotórico, varia lentamente se comparado com a dinâmica das grandezas elétricas;

Assim, obtém-se o seguinte modelo dinâmico para o projeto do controlador:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qm} \\ i_{dm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qm} \\ v_{dm} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{\omega_m \psi_{pm}}{L_q} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

O último termo do lado direito pode ser considerado como um distúrbio exógeno.

Assim, utilizando a discretização por ZOH na equação dinâmica acima, com um período de amostragem T_s , resulta em dois modelos discretos SISO (do inglês, *Single Input Single Output*), que relaciona as tensões aplicadas no gerador e as correntes estatóricas no referencial síncrono com o rotor. A função de transferência resultante é mostrada na equação 3.29, a qual já engloba o atraso da implementação digital.

$$G_{dm}(z) = \frac{i_{dm}(z)}{v_{dm}(z)} = \frac{T_s}{L_d} \frac{1}{z(z-1)} \quad (3.29a)$$

$$G_{qm}(z) = \frac{i_{qm}(z)}{v_{qm}(z)} = \frac{T_s}{L_q} \frac{1}{z(z-1)} \quad (3.29b)$$

A tensão aplicada aos terminais do PMSG são geradas por dois controladores de corrente do tipo proporcional integral (PI) discreto, com a seguinte função de transferência:

$$C_{PI_dm}(z) = k_{p_dm} \left(\frac{z - \varpi_{dm}}{z - 1} \right) = K_{p_dm} + \frac{K_{i_dm}}{z - 1} \quad (3.30a)$$

$$C_{PI_qm}(z) = k_{p_qm} \left(\frac{z - \varpi_{qm}}{z - 1} \right) = K_{p_qm} + \frac{K_{i_qm}}{z - 1} \quad (3.30b)$$

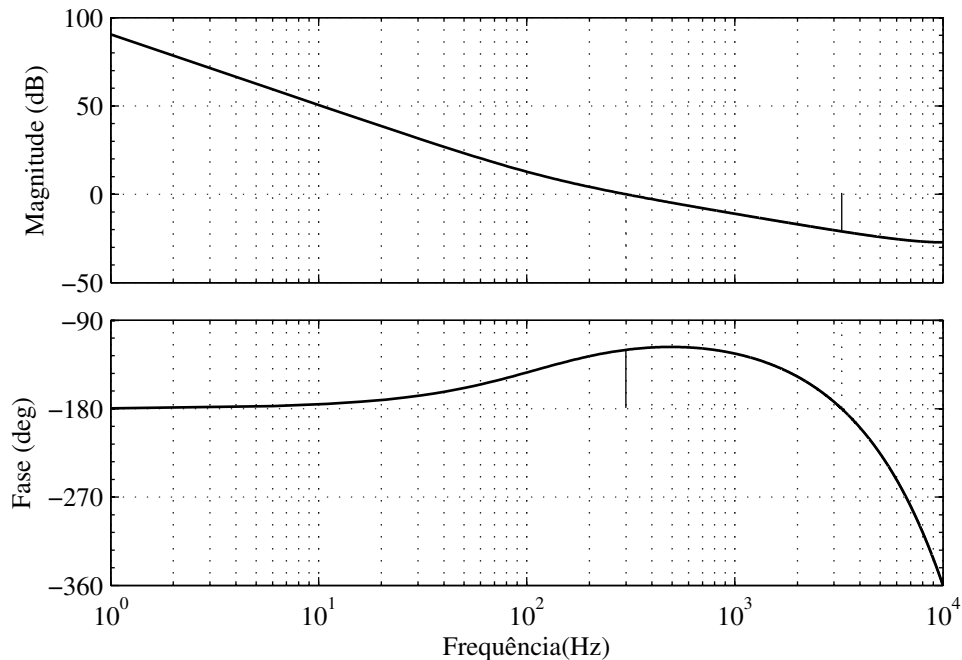
onde: k_{p_xm} e ϖ_{xm} correspondem ao ganho e ao zero do PI, respectivamente, na forma “polo/zero/ganho”, com $x = d, q$. Já os ganhos $K_{p_xm} = k_{p_xm}$ e $K_{i_xm} = k_{p_xm}(1 - \varpi_{xm})$ correspondem aos ganhos da parte proporcional e integral do controlador, respectivamente, na forma “paralela” os quais são utilizados na implementação prática em DSP, como mostrado na Figura 3.21.

Os parâmetros k_{p_xm} e ϖ_{xm} podem ser expressos em função da frequência de corte e da margem de fase do sistema desejadas em malha aberta. Utilizando a mesma técnica de projeto de controladores PI proposta no Capítulo 2, com uma frequência de corte de $\omega_{c_imdq} = 2\pi 400$ rad/s e uma margem de fase de $PM_{imdq} = 60^\circ$ tem-se, para o eixo direto: $(k_{p_dm}; \varpi_{dm}) = (2,617 ; 0,954)$ e para o eixo de quadratura: $(k_{p_qm}; \varpi_{qm}) = (4,6734 ; 0,954)$.

A Figura 3.17 mostra o diagrama de Bode do sistema em malha aberta para o eixo direto e de quadratura, pode-se verificar que ambas possuem as mesmas amplitudes em

todas as frequências, como esperado.

Figura 3.17 – Diagrama de Bode da planta mais o controlador de corrente de eixo d e q do PMSG.



Fonte: Autor.

Com estas margens de estabilidade obtidas pode-se esperar que o sistema composto pelas malhas de controle das correntes estáticas sejam estáveis.

3.2.4.3 Modulação do retificador PWM conectado ao PMSG

A estratégia de modulação utilizada para o retificador PWM conectado ao PMSG é conhecida como modulação geométrica (VIEIRA et al., 2005). Esta abordagem é utilizada devido principalmente as suas vantagens se comparado a estratégia de modulação convencional: i) Simplicidade de implementação, ii) Baixo conteúdo harmônico, iii) Maximização da utilização do barramento CC.

Na abordagem geométrica é definida uma transformação que relaciona o espaço das tensões de saída do retificador com o espaço das tensões produzidas pelos braços do retificador. O resultado é um sistema desacoplado, porém um detalhe adicional deve ser observado para a sua implementação que é a definição da tensão de sequência zero, ou tensão de modo comum do retificador u_{om} .

Primeiramente as ações de controle são transformadas de eixos síncronos dq para

eixos estacionários $\alpha\beta$ utilizando a transformação linear abaixo:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha m} \\ u_{\beta m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_m) & -\sin(\theta_m) \\ \sin(\theta_m) & \cos(\theta_m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{dm} \\ u_{qm} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Em seguida, considerando que as tensões aplicadas pelo retificador, em coordenadas $\alpha\beta$, são as mesmas que as tensões nos terminais do PMSG, no mesmo sistema de coordenadas. Então, pode-se aplicar a transformação de coordenadas $\alpha\beta o$ para abc invariante em amplitude mostrada abaixo:

$$\begin{bmatrix} u_{amn} \\ u_{bmn} \\ u_{cmn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\alpha m} \\ u_{\beta m} \\ u_{om} \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

onde u_{xmn} , com $x = a, b, c$ são as tensões produzidas pelos braços do retificador PWM (em relação ao ponto n - negativo do barramento). A tensão de modo comum u_{om} produzida pelo retificador pode ser escolhida levando em conta as restrições de tensão produzidas pelos braços do retificador :

$$\begin{aligned} 0 &\leq u_{amn} \leq V_{cc} \\ 0 &\leq u_{bmn} \leq V_{cc} \\ 0 &\leq u_{cmn} \leq V_{cc} \end{aligned} \quad (3.33)$$

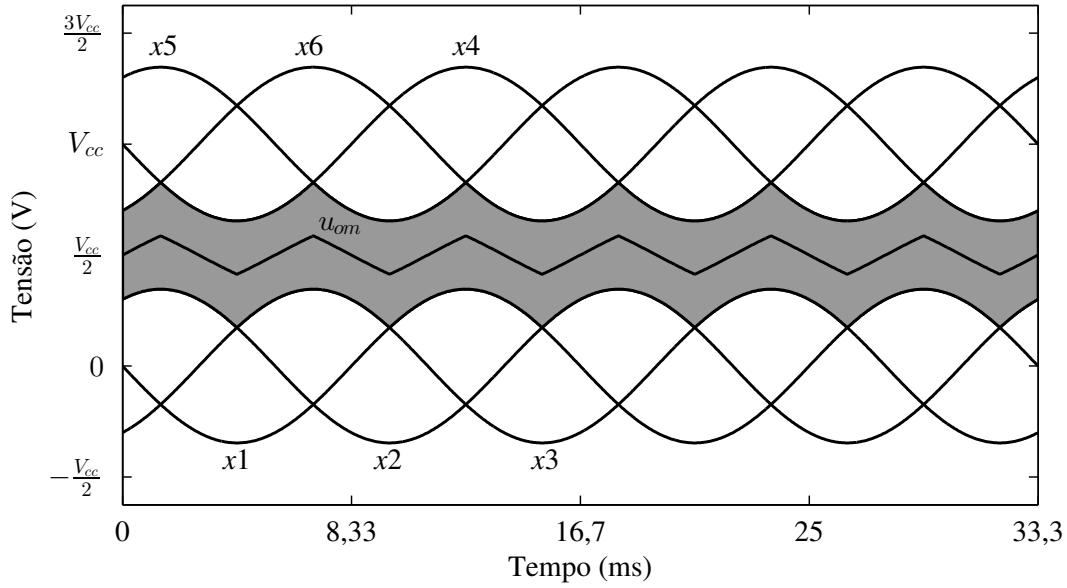
Substituindo-se a equação 3.32 em 3.33, tem-se:

$$\begin{aligned} 0 &\leq u_{\alpha m} + u_{om} \leq V_{cc} \\ 0 &\leq -\frac{1}{2}u_{\alpha m} + \frac{\sqrt{3}}{2}u_{\beta m} + u_{om} \leq V_{cc} \\ 0 &\leq -\frac{1}{2}u_{\alpha m} - \frac{\sqrt{3}}{2}u_{\beta m} + u_{om} \leq V_{cc} \end{aligned} \quad (3.34)$$

As desigualdades duplas acima podem ser separas em seis desigualdades simples (x_{1-6}):

$$\begin{aligned} u_{om} &\geq -u_{\alpha m} &= x_1 \\ u_{om} &\geq \frac{u_{\alpha m}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2}u_{\beta m} &= x_2 \\ u_{om} &\geq \frac{u_{\alpha m}}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2}u_{\beta m} &= x_3 \\ u_{om} &\leq V_{cc} - u_{\alpha m} &= x_4 \\ u_{om} &\leq V_{cc} + \frac{u_{\alpha m}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2}u_{\beta m} &= x_5 \\ u_{om} &\leq V_{cc} + \frac{u_{\alpha m}}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2}u_{\beta m} &= x_6 \end{aligned} \quad (3.35)$$

A área hachurada mostrada na Figura 3.18 indica os possíveis valores a serem escolhidos para u_{om} . O valor escolhido corresponde a média entre os limites máximo e mínimo do envoltório das restrições, isto é, $u_{om} = (\max(x_1, x_2, x_3) + \min(x_4, x_5, x_6))/2$.

Figura 3.18 – Regiões para a escolha do u_o .

Fonte: Autor.

A tensão máxima que pode ser modulada nesta estratégia é atingida quando as curvas que representam as restrições superiores (x_{4-6}) tocam as restrições inferiores (x_{1-3}), como mostrado na Figura 3.19. Para encontrar-se este valor máximo são considerados duas tensões $\alpha\beta$ de mesma amplitude $u_{\alpha m} = V_{max}\sin(\omega t)$ e $u_{\beta m} = -V_{max}\cos(\omega t)$. Agora escolhendo um ponto onde as curvas da Figura 3.19 se tocam, por exemplo $x_2=x_4$ tem-se:

$$\begin{aligned}
 x_2 &= x_4 \\
 \frac{u_{\alpha m}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2}u_{\beta m} &= V_{cc} - u_{\alpha m} \\
 \frac{1}{2}V_{max}\sin(\omega t) + \frac{\sqrt{3}}{2}V_{max}\cos(\omega t) &= V_{cc} - V_{max}\sin(\omega t) \\
 \sqrt{3}V_{max}\sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) &= V_{cc}
 \end{aligned} \tag{3.36}$$

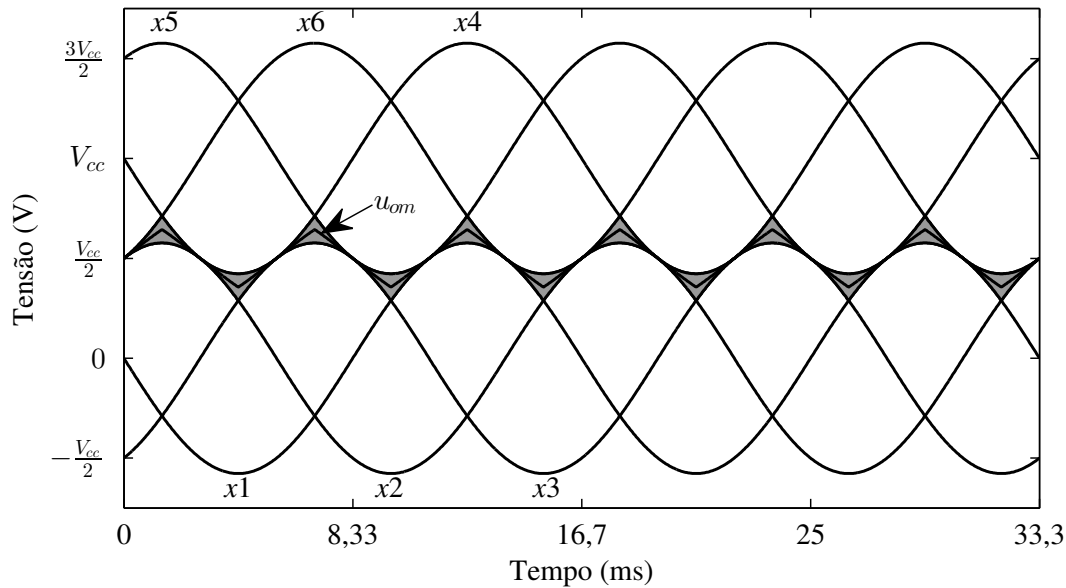
Levando em conta o valor máximo da última linha da equação desenvolvida em 3.36, tem-se que o valor máximo da tensão de saída obtida pela modulação geométrica:

$$V_{max} = \frac{V_{cc}}{\sqrt{3}} \tag{3.37}$$

Após a escolha da tensão de sequência zero os sinais são transformados para o referencial abc pela equação 3.32, e então transformados em sinais PWMs através da comparação com a triangular. A Figura 3.20 ilustra este procedimento.

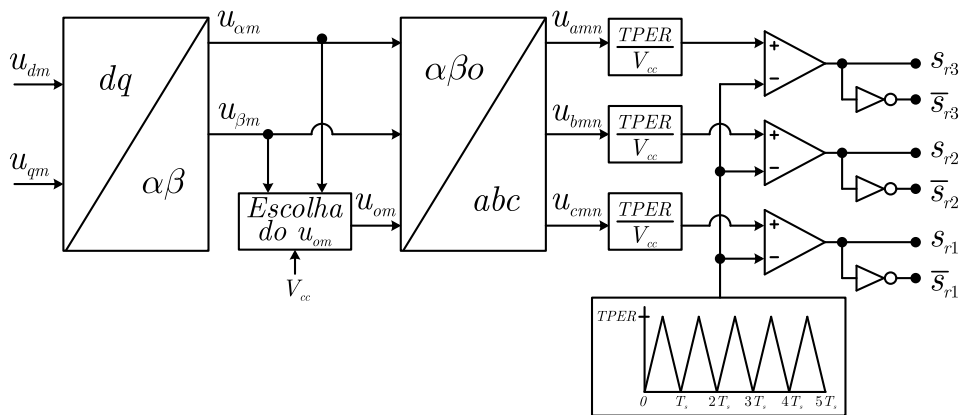
onde: $TPER = \frac{f_{DSP}}{2f_s}$; f_{DSP} =frequência do *timer* do DSP (200 MHz); f_s =frequência de amostragem (20040 Hz). Os sinais s_{r1-r3} e seus complementares \bar{s}_{r1-r3} definem os estados de condução dos interruptores do retificador.

Figura 3.19 – Limite onde é possível encontrar um valor para u_{om} que não viole as restrições dadas em 3.35.



Fonte: Autor.

Figura 3.20 – Modulação empregada no retificador PWM.



Fonte: Autor.

3.2.4.4 Ação anti-windup

Como descrito anteriormente, a tensão máxima que o retificador pode sintetizar sem entrar em sobre modulação é dado pela Eq. 3.37. Como as transformações utilizadas aqui são invariantes em amplitude, então a norma da tensão aplicada ao PMSG em coordenadas dq também segue a mesma restrição:

$$\|u_{dq}\| = \sqrt{u_{dm}^2 + u_{qm}^2} \leq \frac{V_{cc}}{\sqrt{3}} \quad (3.38)$$

Quando a norma do vetor da ação de controle do retificador atinge esta tensão limite, a ação integral do controlador PI pode atingir valores elevados causando comportamentos transitórios indesejáveis. Desta forma um algoritmo *anti-windup* é utilizado, o qual desliga a ação integral quando a norma da ação de controle excede o limite dado pela restrição 3.38.

Para implementar o algoritmo *anti-windup*, é considerado que a saída dos controladores PIs de corrente são dados por u_{dm_PI} e u_{qm_PI} e sua respectiva norma é dada por:

$$\|u_{dqm_PI}\| = \sqrt{u_{dm_PI}^2 + u_{qm_PI}^2} \quad (3.39)$$

Agora, considerando o caso onde a norma, dada pela equação 3.39, excede o valor máximo estipulado em 3.38, a mesma é saturada em seu valor máximo pela equação 3.40 e 3.41:

$$u_{dm} = \begin{cases} \frac{V_{cc}}{\sqrt{3}} \frac{u_{dm_PI}}{\|u_{dqm_PI}\|} & , \text{ se } \|u_{dqm_PI}\| > \frac{V_{cc}}{\sqrt{3}} \\ u_{dm_PI} & , \text{ senão} \end{cases} \quad (3.40)$$

$$u_{qm} = \begin{cases} \frac{V_{cc}}{\sqrt{3}} \frac{u_{qm_PI}}{\|u_{dqm_PI}\|} & , \text{ se } \|u_{dqm_PI}\| > \frac{V_{cc}}{\sqrt{3}} \\ u_{qm_PI} & , \text{ senão} \end{cases} \quad (3.41)$$

A saturação acima garante que o vetor de tensão (u_{dq}, u_{qm}) nunca exceda um círculo com raio $V_{cc}/\sqrt{3}$.

A ação integral é desligada sempre que a diferença $\Delta u_{dqm} = \|u_{dqm_PI}\| - \|u_{dqm}\|$ for diferente de zero. Para ilustrar este processo um sinal fictício s_i definido como,

$$s_i = \begin{cases} 1 & , \text{ se } \Delta u_{dqm} = 0 \\ 0 & , \text{ se } \Delta u_{dqm} \neq 0 \end{cases} \quad (3.42)$$

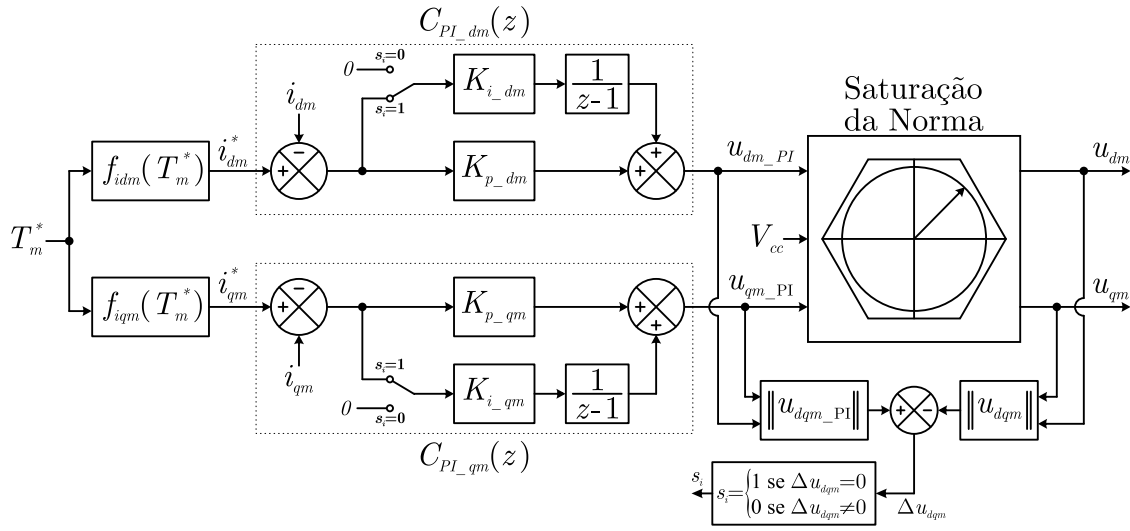
é utilizado para comutar um interruptor e desligar o integrador do controlador PI, como mostrado na Figura 3.21.

3.2.4.5 Geração de referências

As referências das correntes de eixo direto e quadratura devem ser escolhidas para resultarem no conjugado eletromagnético desejado. Além disto, o par corrente de referências (i_{qm}^*, i_{dm}^*) deve ser escolhido, se possível, minimizando o valor eficaz da corrente, o qual é diretamente proporcional as perdas no cobre do gerador. A seguir é descrito o algoritmo proposto para atingir tais objetivos.

O problema da determinação das referências de corrente pode ser estabelecido como um problema de otimização não linear sujeito a restrições de desigualdades (BER-

Figura 3.21 – Controle PI das correntes do PMSG e estratégia *anti-windup* utilizada, baseada na saturação da norma e desligamento da ação integral.



Fonte: Autor.

NARDES, 2009). Para formular o problema de otimização, considera-se as equações que definem o comportamento do gerador em regime permanente, ou seja, as derivadas das correntes e fluxos no referencial síncrono com o rotor são nulas. O problema da definição das referências de corrente do PMSG pode ser colocado como:

Minimize a função custo $J(i_{dm}, i_{qm}) = \sqrt{i_{dm}^2 + i_{qm}^2}$ sujeito as seguintes restrições:

$$1 - T_m = \frac{3P}{2} (\psi_{pm} i_{qm} + (L_d - L_q) i_{dm} i_{qm}) \quad (3.43)$$

$$2 - \sqrt{(\omega_m L_q i_{qm})^2 + (\omega_m (L_d i_{dm} - \psi_{pm}))^2} \leq \frac{V_{cc}}{\sqrt{3}} \quad (3.44)$$

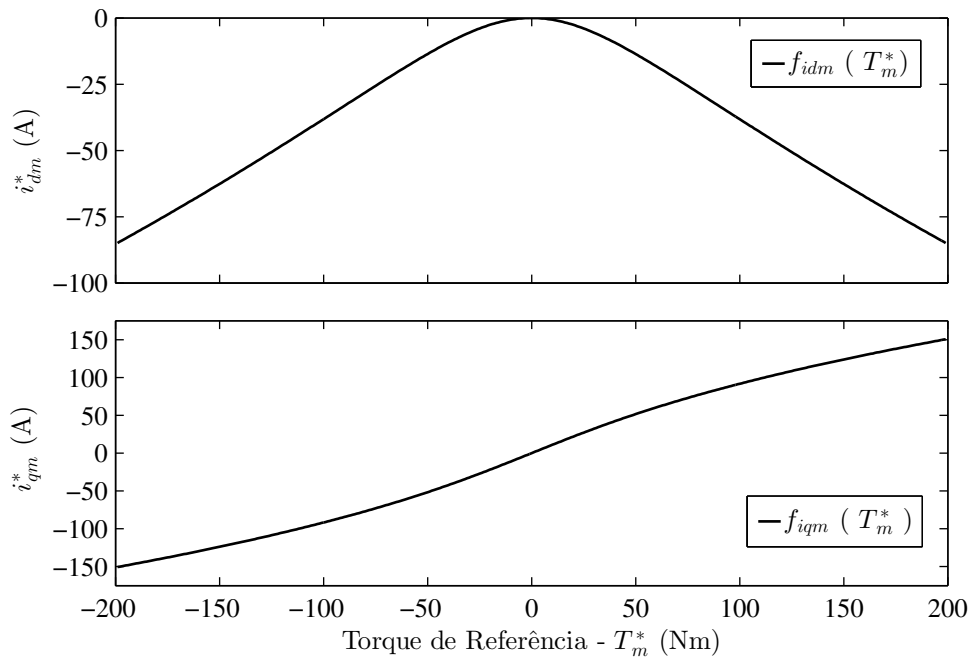
$$3 - |i_{dm}| < \frac{\psi_{pm}}{L_d} \quad (3.45)$$

A primeira restrição garante o conjugado eletromagnético desejado, a segunda garante que o retificador não opere na região de sobre modulação e a última desigualdade é introduzida para evitar a desmagnetização dos ímãs permanentes.

A solução deste problema de otimização é realizada para o gerador com os parâmetros da Tabela 3.1, em função do torque de referência (T_m^*) o qual é definido por $T_m^* = P_{ret}^*/\omega_m$, sendo a potência do retificador definida pelo controlador PI da equação 3.20. Aqui assume-se ($T_m = T_m^*$) visto que as malhas de corrente possuem um banda passante muito maior do que a velocidade. O resultado do problema de otimização resulta nas correntes de referência mostradas na Figura 3.22.

Pode ser observado na Figura 3.22 que os conjugados eletromagnéticos na faixa de -198,98 Nm até 198,98 Nm podem ser impostos sem exceder o limites de tensão do

Figura 3.22 – Corrente de referência de eixo direto i_{dm}^* e de eixo de quadratura i_{qm}^* em função do conjugado eletromagnético interpolado através de um polinômio de grau 8.



Fonte: Autor.

retificador PWM. Ainda, sempre que possível as correntes são escolhidas para minimizar as perdas no cobre.

3.2.4.6 Resultado de simulação do retificador

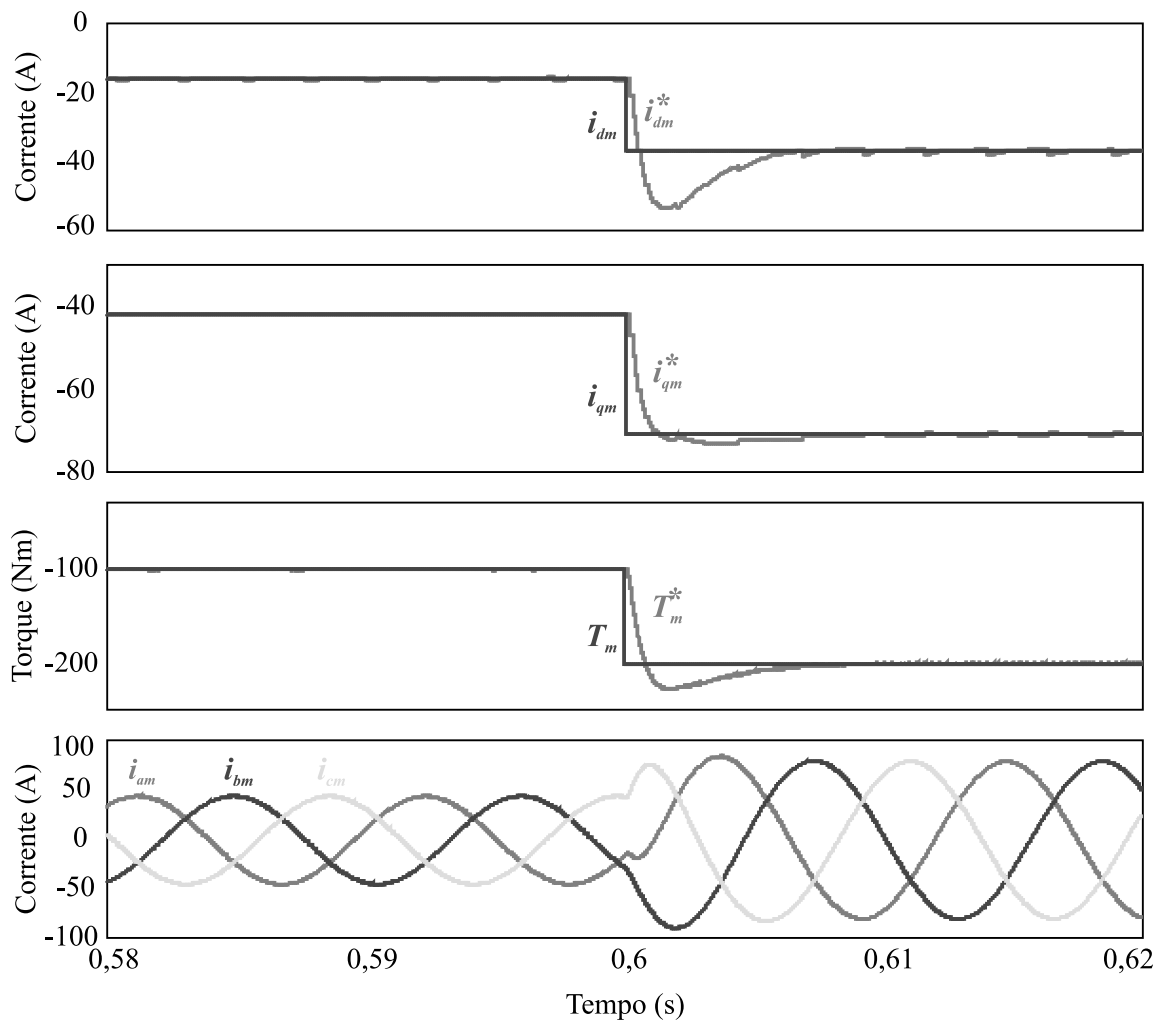
Para avaliar o desempenho do controle de conjugado é realizado uma simulação computacional do retificador mostrado na Figura 3.16 com os parâmetros mostrados na Tabela 3.1.

A simulação é realizada para o MCI operando com uma velocidade rotacional de 1800 rpm, sendo a tensão do barramento CC mantida constante por uma fonte CC regulada de 800 V. Com o MCI em operação o torque de referência é mantido em $T_m^* = -100$ Nm e então o mesmo é trocado instantaneamente para $T_m^* = -200$ Nm, como mostrado na Figura 3.23.

As correntes de eixo direto e quadratura apresentam erro nulo em regime permanente, bem como um resultado transitório satisfatório. Já as correntes em coordenadas abc apresentam um comportamento senoidal quando em regime permanente, como já esperado.

Os polinômios obtidos da Figura 3.22 fornecem um par de correntes de referência (i_{dm}^*, i_{qm}^*) a partir do torque desejado. Porém, estes polinômios são obtidos a partir dos

Figura 3.23 – Resultado de Simulação. Degrau de referência de torque de $T_m^* = -100$ Nm para $T_m^* = -200$ Nm.



Fonte: Autor.

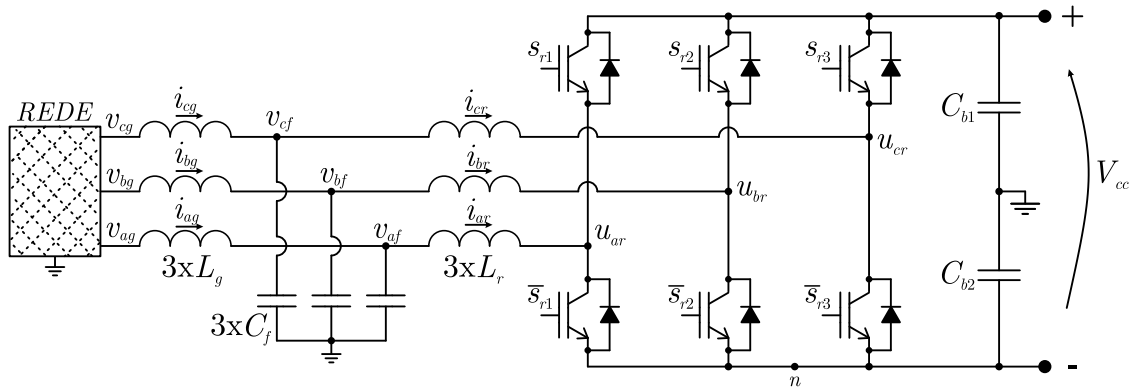
parâmetros da planta (L_d, L_q), logo frente a variações paramétricas encontradas na prática pode ocorrer uma diferença entre o torque de referência e o torque real. No entanto, a referência de torque é obtida a partir de uma malha externa de potência, a qual irá compensar o erro de torque, afim de fornecer a potência desejada. A malha externa de potência que define o torque de referência é mostrada a seguir.

3.2.5 Controle do retificador conectado à rede elétrica

Durante o funcionamento do sistema como uma UPS convencional o retificador PWM opera conectado à rede elétrica, como mostrado na Figura 3.1. Neste modo de operação o retificador deve drenar energia da rede para atender a carga e também carregar a bateria.

O retificador PWM opera conectado à rede através de um filtro LCL de 3º ordem para atenuação das harmônicas de corrente geradas pela comutação dos interruptores. O retificador utilizado é o retificador a três braços a quatro fios, onde o quarto fio, no caso o neutro, é conectado ao ponto médio do barramento CC. O retificador PWM pode ser visto na Figura 3.24.

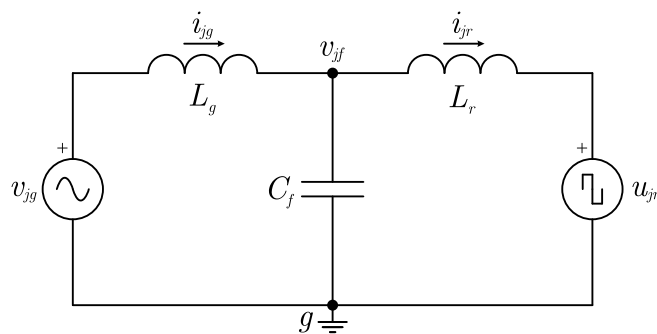
Figura 3.24 – Retificador operando no modo conectado à rede.



Fonte: Autor.

Como o ponto médio do barramento CC está conectado ao neutro, e as tensões dos capacitores do barramento CC estão reguladas em $+V_{cc}/2$ e $-V_{cc}/2$ pela malha de controle de balanceamento das tensões do barramento, pode-se então representar o retificador trifásico por três circuitos equivalentes monofásicos referidos ao ponto g , como mostrado na Figura 3.25.

Figura 3.25 – Circuito equivalente para o controle das corrente da rede. Com $j=(a,b,c)$.



Fonte: Autor.

onde: L_g é o indutor de filtro do lado da rede, L_r é o indutor de filtro do lado do retificador, C_f é o capacitor de filtro, u_{jr} é a tensão produzida pelo retificador, v_{jf} é a tensão sobre os capacitores do filtro, v_{jg} é a tensão da rede, i_{jr} é a corrente do indutor do lado do retificador, i_{jg} é a corrente do indutor do lado da rede. Com $j = (a, b, c)$.

Da mesma forma que aplicada no controlador de corrente do inversor de saída, o projeto dos controladores de corrente do retificador contam com uma parcela dada

por retroação de estados. Para isto, uma representação da planta em espaço de estados também é desejada. Esta representação é obtida considerando que o conversor produz as tensões médias (u_{ar}, u_{br}, u_{cr}) referenciadas ao ponto g do retificador. Então, é possível aplicar as Leis de Kirchhoff sobre o circuito mostrado na Figura 3.25, o qual é apresentado na Eq. 3.46.

$$\begin{aligned} \dot{i}_{jg} &= -\frac{v_{jf}}{L_g} + \frac{v_{jg}}{L_g} \\ \dot{i}_{jr} &= +\frac{v_{jf}}{L_r} - \frac{u_{jr}}{L_r} \\ \dot{v}_{jf} &= +\frac{i_{jg}}{C_f} - \frac{i_{jr}}{C_f} \end{aligned} \quad (3.46)$$

O conjunto de equações acima pode ser representado na forma canônica, como mostrado abaixo:

$$\dot{x}_r = A_r x_r + B_r u_r + F_r w_r \quad (3.47)$$

onde:

$$A_r = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_g} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_r} \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix}, B_r = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{L_r} \\ 0 \end{bmatrix}, x_r = \begin{bmatrix} i_{jg} \\ i_{jr} \\ v_{jf} \end{bmatrix}, F_r = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_g} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, u_r = u_{jr}, w_r = v_{jg}.$$

Como os controladores são implementados na forma discreta, a Eq. 3.47 é discretizada já considerando o atraso devido a implementação digital, onde tem-se:

$$\begin{bmatrix} x_r[k+1] \\ \phi_r[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_r & H_r \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_r[k] \\ \phi_r[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u_r[k] \quad (3.48)$$

onde: $\phi_r[k+1] = u_r[k]$ é o estado adicional referente ao atraso computacional, $G_r = e^{A_r T_s}$, $H_r = A_r^{-1}(e^{A_r T_s} - I)B_r$.

Os parâmetros do retificador são mostrados abaixo:

Tabela 3.2 – Parâmetros de Simulação do retificador quando conectado à rede elétrica.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Indutância de filtro do lado do conversor	L_r	300 μ H
Capacitância de filtro	C_f	50 μ F
Indutância de filtro do lado da rede	L_g	100 μ H
Capacitância do barramento CC	C_{b1}, C_{b2}	47 mF
Frequência de Comutação	f_{sw}	10020 Hz
Frequência de Amostragem	f_s	20040 Hz

Fonte: Autor.

3.2.5.1 Controle das correntes do lado da rede

O esquema de controle da corrente do lado da rede do retificador é baseado em uma retroação de estados parciais, seguida de um conjunto de controladores ressonantes. A

retroação de estados é dita parcial, pois a tensão do capacitor do filtro LCL não é medida. A retroação de estados é realizada com o intuito de amortecer a ressonância natural da planta, a qual dificulta a sintonia dos controladores ressonantes.

O amortecimento baseado em retroação de estados utilizado aqui é conhecido na literatura como amortecimento por resistor virtual (GULLVIK; NORUM; NILSEN, 2007; WESSELS; DANNEHL; FUCHS, 2008). Nesta técnica, realiza-se a leitura da corrente do capacitor do filtro LCL, o qual é multiplicado a um ganho e somado a ação de controle. Aqui para evitar a medição da corrente do capacitor utiliza-se a diferença das correntes dos indutores do filtro LCL $K_i(i_r - i_g)$, sendo K_i o ganho de retroação o qual se assemelha-se ao uma resistência virtual. A retroação de estados completa é dada pela equação abaixo:

$$u_r = K_\phi \phi_r + K_i(i_r - i_g) + K_g v_g^{KF} + u_{rr} \quad (3.49)$$

onde: K_ϕ corresponde o ganho da retroação da ação de controle atrasada, K_i é o ganho de retroação das diferenças das correntes dos indutores do filtro LCL, $K_g v_g^{KF}$ é a ação *feed forward* para compensar o distúrbio da rede, onde K_g é o ganho e v_g^{KF} corresponde a tensão fundamental da rede obtida pelo método de sincronismo baseado em filtro de Kalman mostrado em seguida, e u_{rr} é a ação de controle ressonante a qual é adicionada para compensar os distúrbios nas frequências mais elevadas.

Os ganhos abaixo foram utilizados e obtiveram bons resultados em relação ao amortecimento da planta.

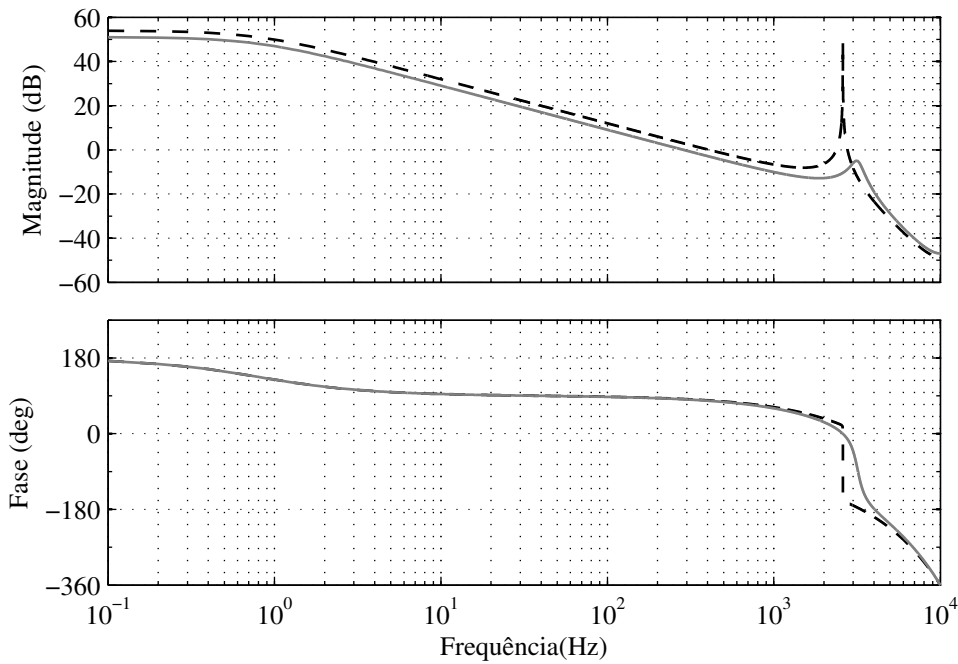
$$\begin{bmatrix} K_\phi \\ K_i \\ K_g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,4 \\ 2,5 \\ 1,0 \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

A Figura 3.26 mostra a comparação, através do diagrama de Bode, da planta com o amortecimento obtido através da retroação de estados proposta e da planta sem retroação.

Em seguida a planta já amortecida é utilizada no projeto dos controladores ressonantes de corrente. Foram utilizados 5 controladores ressonantes por fase $C r_{jrn}(z)$, onde j corresponde as fases do retificador $j = \{a, b, c\}$, e n corresponde as frequências de sintonia dos controladores $n = 60 \text{ Hz}, 180 \text{ Hz}, 300 \text{ Hz}, 420 \text{ Hz}, 540 \text{ Hz}$. Também é adicionado um ganho proporcional k_{pr} o qual melhora a resposta dinâmica do controlador. A Figura 3.27 mostra a estrutura completa do controlador proposto, bem como bloco do método de sincronismo baseado em filtro de Kalman apresentado em (CARDOSO, 2006), o qual fornece a tensão de pico da rede V_{gp} , a tensão da rede filtrada v_{jg}^{KF} e o seno da tensão da rede $\text{sen}(\theta_{jg})$, onde θ_{jg} é o ângulo da tensão.

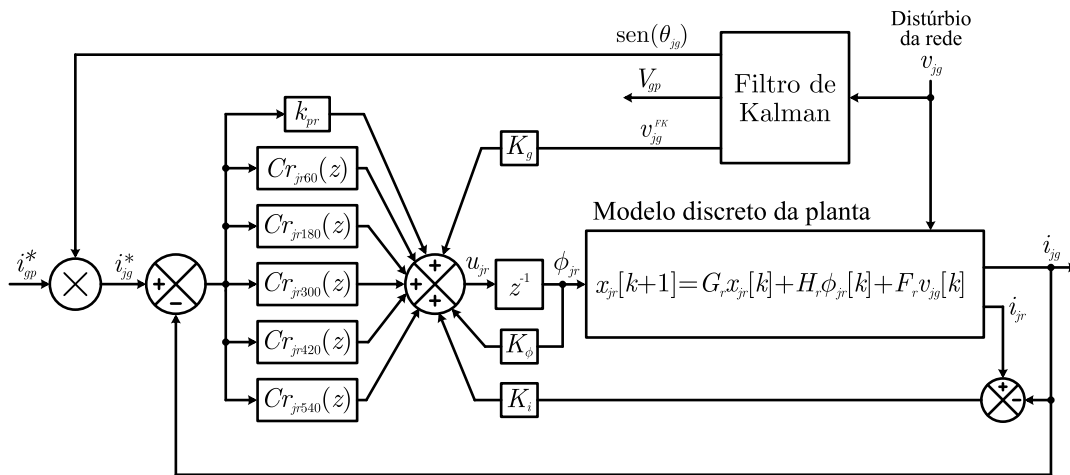
A corrente de referência de pico do lado da rede é obtida a partir da potência de referência do retificador e da tensão de pico da rede, $i_{gp}^* = \frac{2P_{ret}^*}{3V_{gp}}$. Sendo a potência do retificador definida pelo controlador PI da corrente de carga de bateria dada pela equação

Figura 3.26 – Comparação entre a planta não amortecida (tracejada) e da planta com o amortecimento proposto (linha sólida).



Fonte: Autor.

Figura 3.27 – Esquema de controle da corrente do retificador quando conectado à rede, por fase $j = (a, b, c)$.



Fonte: Autor.

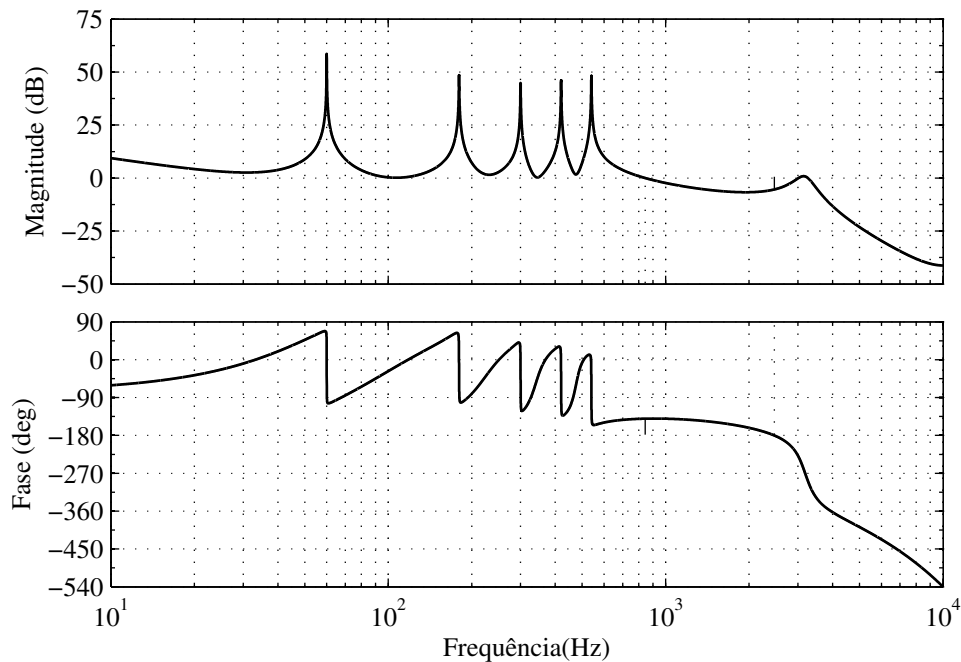
3.20. A corrente de referência de pico da rede é multiplicada pelo seno do ângulo, obtida pelo método de sincronismo, para então gerar uma referência de corrente alternada em fase com a tensão, como mostrado abaixo:

$$i_{jg}^* = i_{gp}^* \text{sen}(\theta_{jg}) = \frac{2P_{ret}^*}{3V_{gp}} \text{sen}(\theta_{jg}) \tag{3.51}$$

A Figura 3.28 mostra o diagrama de bode da função de transferência de malha aberta do controle de corrente da rede proposto. A margem de fase alcançada para o controle de corrente é de $\approx 40^\circ$ e uma frequência de corte de ≈ 850 Hz.

Resultados experimentais para o controle de corrente do lado da rede são apresentados em na seção 3.3.2.

Figura 3.28 – Diagrama de Bode do controle de corrente do lado da rede em malha aberta.



Fonte: Autor.

3.2.6 Controle do inversor de saída

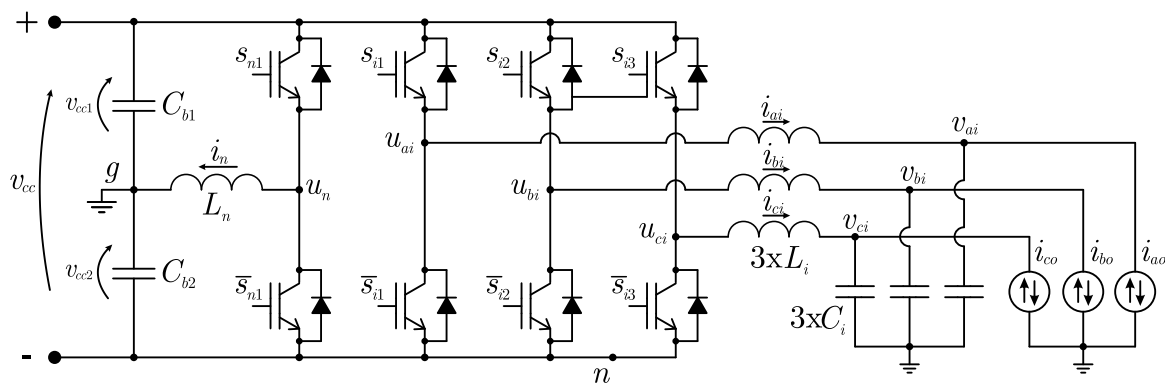
O inversor de saída é responsável pela alimentação da carga de saída com tensão alternada regulada. Uma característica importante de uma UPS deve ser a capacidade de alimentar cargas tanto trifásicas quanto monofásicas. Quando esta característica está presente, o desbalanço de corrente entre os braços do inversor é inevitável. Desta forma o sistema deve ser composto por um conversor a quatro fios, onde o neutro pode ser em muitos casos aterrado. Neste contexto duas topologias são geralmente utilizadas: A topologia com três braços e capacitor do barramento dividido e a topologia com quatro braços convencional.

Na topologia com três braços e capacitor do barramento dividido (do inglês, “*Split Capacitor*”) o neutro é conectado ao ponto médio do barramento CC (KOONING et al., 2010). Nesta configuração podem ocorrer desbalanços das tensões do barramento devido a presença de nível CC e/ou desbalanço na corrente de carga.

Já na topologia com quatro braços convencional, o quarto braço do inversor processa a corrente de neutro. Nesta topologia é comum a utilização de um indutor de neutro, o que pode levar a um acoplamento entre as correntes das três fases, a qual pode gerar distorções de tensão durante transitórios. A não utilização do indutor de neutro, segundo (LIU et al., 2000) pode causar flutuação dos potenciais positivos e negativos do barramento CC produzida pela comutação dos interruptores o que ocasiona circulação de correntes sobre as capacitâncias parasitas do conversor gerando EMI. Sem a utilização do indutor de neutro também pode ocorrer uma insuficiente filtragem da corrente de neutro e uma significativa diminuição da performance do conversor (PETTERSSON M. SALO, 2005).

Destá forma, propõem-se a utilização de uma topologia mista entre inversor com capacitor dividido e inversor a quatro braços, como mostrada na Figura 3.29. Na topologia proposta o ponto neutro é ligado ao ponto médio do barramento CC, o qual é aterrado, e também a ele é ligado um quarto braço do inversor através de um indutor L_n . Este quarto braço injeta corrente no ponto médio do barramento CC através de um indutor de neutro (L_n), a fim de manter a tensão da parte inferior do barramento CC (v_{cc2}) igual a metade da tensão total do barramento CC ($\frac{v_{cc}}{2}$), realizando assim o seu balanceamento.

Figura 3.29 – Inversor de saída utilizado para alimentação das cargas trifásicas e monofásicas.



Fonte: Autor.

Nesta topologia, os potenciais máximos gerados internamente ao conversor são limitados a valores constantes de $+V_{cc}/2$ e $-V_{cc}/2$, desta forma as capacitâncias parasitas do conversor não são excitadas, diminuindo a geração de EMI. Como os potenciais máximos são reduzidos, pode-se dizer que esta topologia agrega uma maior segurança em relação a outras topologias onde o ponto médio não é aterrado (ex.: conversor a quatro braços).

A seguir é realizada a sua modelagem e projeto dos controladores do balanceamento da tensão do barramento CC, o qual é composto por uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão. Em seguida é apresentada também o projeto da malha de

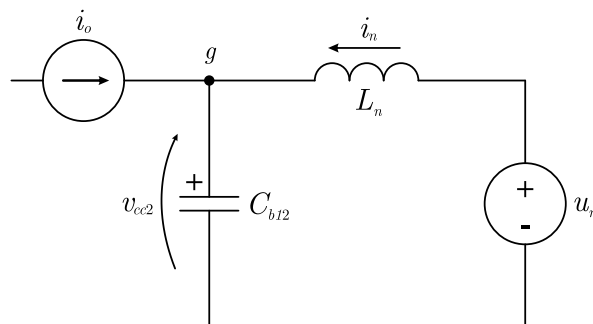
controle de tensão e corrente de saída.

3.2.6.1 Controle da corrente do indutor de balanceamento do barramento CC

Como dito anteriormente a conexão do ponto médio do barramento CC ao neutro pode levar a um eventual desbalanço das tensões dos capacitores devido ao desequilíbrio e/ou nível CC das correntes da rede e da carga. Este desbalanço das tensões pode causar distorções nas correntes do retificador/inversor. Desta forma é necessário realizar o controle da tensão do ponto médio do barramento CC.

Para análise da malha de controle que realiza o balanceamento das tensões dos capacitores do barramento CC, considera-se que o braço do inversor conectado ao indutor L_n produz uma tensão média u_n . Também é considerada que a tensão total do barramento CC já está regulada e pode ser substituída por uma fonte CC constante com valor de tensão V_{cc} . Como existem duas fontes de tensão no circuito, o mesmo é analisado através de um circuito equivalente de Thévenin, onde cada fonte de tensão é anulada individualmente e cada parcela é contabilizada separadamente. A primeira parcela da corrente i_n , é contabilizada anulando-se a fonte de tensão V_{cc} , através de um curto circuito. Desta forma, os capacitores C_{b1} e C_{b2} estão em paralelo, como mostrado na Figura 3.30. Já a segunda parcela da corrente é contabilizada anulando-se a fonte de tensão u_n , através de um curto circuito, esta parcela da corrente é desprezada pois seu efeito pode ser compensado pela ação integral do controlador. Assim, o circuito da Figura 3.30 é utilizado para o projeto de controladores.

Figura 3.30 – Circuito equivalente para o controle da corrente i_n e para o controle da corrente do ponto médio do barramento CC.



Fonte: Autor.

onde: $C_{b12} = C_{b1} + C_{b2}$ é a capacitância formada pela ligação em paralelo dos capacitores superiores e inferiores do barramento CC, e $i_o = i_{ai} + i_{bi} + i_{ci}$ é a corrente de neutro da saída, a qual é considerada um distúrbio e é compensado por uma ação *feed forward* da lei de controle.

Para o projeto do controlador da corrente i_n , primeiro aplica-se a lei de Kirchhoff das tensões no circuito da Figura 3.30

$$-v_{cc2} + L_n \frac{di_n}{dt} + u_n = 0 \quad (3.52)$$

Para compensar o efeito da tensão do ponto médio na malha de corrente i_n , define-se: $u_n = v_{cc2} + u_{nc}$, onde u_{nc} é a ação de controle compensada. Substituindo-se u_n na equação 3.52 e aplicando a discretização por *ZOH* e também considerando o atraso de transporte da implementação digital, tem-se:

$$G_{in}(z) = \frac{i_n(z)}{u_{nc}(z)} = \frac{T_s}{L_n} \frac{1}{z(z-1)} \quad (3.53)$$

O controlador PI mostrado na equação 3.54 é utilizado no controle da corrente i_n .

$$PI_{in}(z) = \frac{u_{nc}(z)}{e_{in}(z)} = k_{p_in} \left(\frac{z - \varpi_{in}}{z - 1} \right) = K_{p_in} + \frac{K_{i_in}}{z - 1} \quad (3.54)$$

onde: $e_{in} = (i_n^* - i_n)$ é o erro de rastreamento da corrente do indutor L_n , i_n^* é a corrente de neutro de referência, k_{p_in} e ϖ_{in} correspondem ao ganho e ao zero do PI, respectivamente. Já os ganhos $K_{p_in} = k_{p_in}$ e $K_{i_in} = k_{p_in}(1 - \varpi_{in})$ correspondem aos ganhos da parte proporcional e integral do controlador, respectivamente, na forma “paralela”.

Utilizando a mesma técnica de projeto de controladores PI proposta no Capítulo 2, com uma frequência de corte de $\omega_{c_in} = 2\pi 400$ rad/s e uma margem de fase de $PM_{in} = 60^\circ$ tem-se, $(k_{p_in}; \varpi_{in}) = (5,05 ; 0,9629)$. A implementação da malha de controle de corrente de balanceamento é mostrada na Figura 3.31.

A corrente de neutro de referência (i_n^*) é definida pela malha externa de controle da tensão do ponto médio do barramento, como descrito a seguir.

3.2.6.2 Controle da tensão do ponto médio do barramento CC

A tensão do ponto médio do barramento CC é controlada pela corrente i_n . Para obtenção da função de transferência para o projeto de controle é aplicado a lei de Kirchhoff das correntes no ponto g da Figura 3.30:

$$i_n + i_o - C_{b12} \frac{dv_{cc2}}{dt} = 0 \quad (3.55)$$

Como a malha de corrente i_n é muito mais rápida que a malha de tensão, então é assumido que para o controle de tensão $i_n = i_n^*$, e também para compensar o efeito da corrente i_o , faz-se: $i_n^* = i_{nc}^* - i_o$. Substituindo-se as relações acima na equação 3.55 e

aplicando a discretização por *ZOH*, tem-se:

$$G_{vcc2}(z) = \frac{v_{cc2}(z)}{i_{nc}^*(z)} = \frac{T_s}{C_{b12}} \frac{1}{(z-1)} \quad (3.56)$$

O controlador PI mostrado na equação 3.57 é utilizado no controle da tensão v_{cc2} .

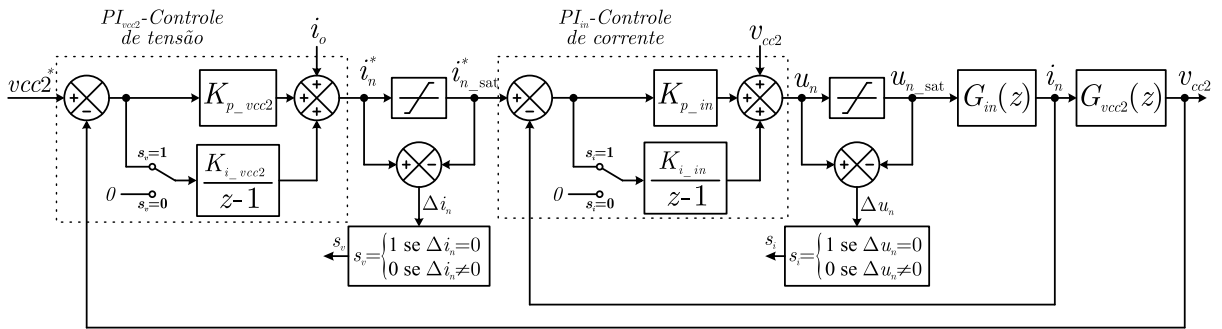
$$PI_{vcc2}(z) = \frac{i_{nc}^*(z)}{e_{vcc2}(z)} = k_{p_vcc2} \left(\frac{z - \varpi_{vcc2}}{z-1} \right) = K_{p_vcc2} + \frac{K_{i_vcc2}}{z-1} \quad (3.57)$$

onde: $e_{vcc2} = (v_{cc2}^* - v_{cc2})$ é o erro de rastreamento da tensão do ponto médio, $v_{cc2}^* = V_{cc}/2$ é a tensão de referência do ponto médio definida como a metade da tensão total do barramento, k_{p_vcc2} e ϖ_{vcc2} correspondem ao ganho e ao zero do PI, respectivamente. Já os ganhos $K_{p_vcc2} = k_{p_vcc2}$ e $K_{i_vcc2} = k_{p_vcc2}(1 - \varpi_{vcc2})$ correspondem aos ganhos da parte proporcional e integral do controlador, respectivamente, na forma “paralela”.

Utilizando a mesma técnica de projeto de controladores PI proposta no Capítulo 2, com uma frequência de corte uma década abaixo da frequência de corte da malha de tensão $\omega_{c_vcc2} = 2\pi 40$ rad/s, para se evitar interação entre malhas e uma margem de fase de $PM_{vcc2} = 60^\circ$ tem-se: $(k_{p_vcc2}; \varpi_{vcc2}) = (6,7044 ; 0,993)$.

A implementação da malha de controle do balanceamento da tensão do ponto médio é mostrada na Figura 3.31.

Figura 3.31 – Esquema de controle da tensão do ponto médio e da corrente de balanceamento.



Fonte: Autor.

Para evitar problemas relacionados a saturação da ação de controle a mesma técnica *anti-windup* descrita nas seções anteriores é utilizada. Na malha de controle de tensão, um saturador é utilizado para limitar a corrente de neutro de referência que pode ser sintetizada pelo conversor. Quando a corrente de referência excede a corrente máxima, a variável Δi_n se torna diferente de zero fazendo com que o sinal s_v desligue a ação integral do controlador de tensão.

De forma semelhante para a malha de corrente, caso a tensão que o conversor deve sintetizar exceda a tensão máxima do conversor, então a variável Δu_n se torna diferente de zero fazendo com que o sinal s_i desligue a ação integral da malha de corrente.

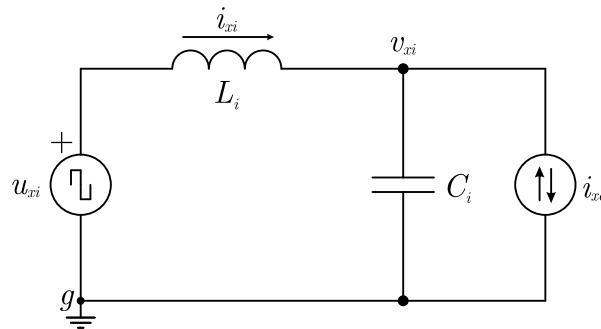
Com a tensão do ponto médio regulado é possível realizar o projeto dos controladores da corrente e tensão de saída, como mostrado a seguir.

3.2.6.3 Controle das correntes de saída do inversor

De forma semelhante ao controle da tensão do ponto médio, o controle das tensões de saída são compostos por duas malhas por fase, sendo a malha interna de corrente e a malha externa de tensão. A malha de corrente possui um papel importante no funcionamento do inversor. A mesma evita que a corrente do inversor ultrapasse a capacidade de corrente máxima dos semicondutores, principalmente quando alimentando cargas não-lineares e partida de máquinas elétricas. Desta forma é evitado que outras proteções do inversor sejam acionadas (ex.: fusíveis, disjuntores, etc.).

O modelo utilizado para projeto ds controladores é baseado no circuito equivalente mostrado na Figura 3.32. Para utilização deste circuito simplificado é assumido que as tensões dos capacitores do barramento CC estão reguladas em $+V_{cc}/2$ e $-V_{cc}/2$.

Figura 3.32 – Circuito equivalente do inversor de saída. Onde x corresponde ao circuito mostrado na figura para as três fases $x=(a, b, c)$



Fonte: Autor.

Na Figura 3.32 a tensão u_{xi} corresponde a tensão média produzida pelo conversor, i_{xi} corresponde a corrente do indutor de filtro, v_{xi} é a tensão de saída, i_{xo} é o distúrbio de corrente de carga, e $x = a, b, c$. E L_i e C_i correspondem a indutância e capacitância do filtro do inversor, respectivamente.

Os principais parâmetros do conversor são mostrados da Tabela 3.3.

O projeto dos controladores de corrente e tensão são baseados na representação da planta em espaço de estados, a qual é obtida através da análise do circuito mostrado na Figura 3.32. As equações em espaço de estados da planta são apresentadas na Eq. 3.58.

$$\begin{aligned} \dot{i}_{xi} &= -\frac{v_{xi}}{L_i} + \frac{u_{xi}}{L_i} \\ \dot{v}_{xi} &= +\frac{i_{xi}}{C_i} - \frac{i_{xo}}{C_i} \end{aligned} \quad (3.58)$$

Como o controle do inversor é realizado em um processador digital de sinais as equa-

Tabela 3.3 – Parâmetros do inversor de saída.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Indutância de filtro	L_i	300 μH
Capacitância de filtro	C_i	50 μF
Indutância de neutro	L_n	850 μH
Capacitância do barramento CC	C_{b1}, C_{b2}	47 mF
Frequência de comutação	f_{sw}	10020 Hz
Frequência de amostragem	f_s	20040 Hz

Fonte: Autor.

ções acima são discretizadas para permitir o seu projeto já em tempo discreto. Utilizou-se o método de discretização de Euler o qual fornece um modelo discreto mais simplificado em relação a outros métodos de discretização. Desta forma o projeto dos controladores de tensão e corrente do inversor também serão simplificados. O modelo do inversor discretizado é mostrado a seguir:

$$i_{xi}[k+1] = i_{xi}[k] + \frac{T_s}{L_i} (u_{xi}[k-1] - v_{xi}[k]) \quad (3.59a)$$

$$v_{xi}[k+1] = v_{xi}[k] + \frac{T_s}{C_i} (i_{xi}[k] - i_{xo}[k]) \quad (3.59b)$$

onde: $u_{xi}[k-1]$ corresponde a ação de controle atrasada em um passo, referente ao atraso da implementação digital e $T_s = 1/20040$ Hz, corresponde a frequência de amostragem e discretização.

O controle de corrente do inversor é realizado observando a dinâmica da corrente, descrita pela equação 3.59a. Aqui a ação de controle proposta aplicada ao conversor no passo atual ($u_{xi}[k]$) é composta de duas parcelas,

$$u_{xi}[k] = ur_{xi}[k] + \hat{v}_{xi}[k+1] \quad (3.60)$$

onde, a primeira parcela ur_{xi} corresponde a saída de um controlador ressonante de corrente, que será detalhado a seguir, e a parcela $\hat{v}_{xi}[k+1]$ corresponde a estimativa um passo a frente da tensão de saída do inversor, utilizada para compensar a parcela $v_{xi}[k]$ em 3.59a.

A tensão de saída estimada um passo a frente ($\hat{v}_{xi}[k+1]$) é obtida através da equação 3.59b. E a parcela correspondente ao distúrbio de carga é estimada também utilizando a equação 3.59b porém com um passo de atraso, como mostrado abaixo:

$$\hat{v}_{xi}[k+1] = v_{xi}[k] + \frac{T_s}{C_i} (i_{xi}[k] - \hat{i}_{xo}[k-1]) \quad (3.61)$$

O distúrbio de carga estimado através da Eq. 3.59b com um passo de atraso é

dado por:

$$\hat{i}_{xo}[k-1] = i_{xi}[k-1] + \frac{C_i}{T_s} (v_{xi}[k] - v_{xi}[k-1]) \quad (3.62)$$

Substituindo-se a Eq. 3.62 em 3.61 e simplificando, tem-se:

$$\hat{v}_{xi}[k+1] = 2v_{xi}[k] - v_{xi}[k-1] + \frac{T_s}{C_i} (i_{xi}[k] - i_{xi}[k-1]) \quad (3.63)$$

Assim, atrasando a equação 3.60 em um passo e substituindo-se em 3.59a, e considerando que a parcela da tensão de saída tenha sido totalmente compensada tem-se a equação dinâmica discreta que relaciona a corrente do inversor com a ação de controle da parcela ressonante:

$$i_{xi}[k+1] = i_{xi}[k] + \frac{T_s}{L_i} ur_{xi}[k-1] \quad (3.64)$$

A equação acima ainda pode ser representada utilizando a transformada Z:

$$G_{ix}(z) = \frac{i_{xi}(z)}{ur_{xi}(z)} = \frac{T_s}{L_i} \frac{1}{z(z-1)} \quad (3.65)$$

Ainda, para garantir rastreamento adequado da referência de corrente fundamental adicionou-se uma parcela ressonante sintonizada na frequência fundamental (ω_0). A estrutura do controlador ressonante utilizado é mostrada abaixo:

$$Cr_{xi}(z) = \frac{ur_{xi}(z)}{e_{xi}(z)} = \frac{K_{p_xi}(z - \alpha_{i1})(z - \alpha_{i2})}{z^2 - 2e^{-\omega_0 T_s \xi_i} \cos(\omega_0 T_s \sqrt{1 - \xi_i^2})z + e^{-2\omega_0 T_s \xi_i}} \quad (3.66)$$

onde: ur_{xi} é a ação de controle de saída do controlador ressonante, e e_{xi} é o erro de corrente, α_{i1} e α_{i2} correspondem as zeros dos controlador ressonante de corrente, e $K_{P_{ix}}$ corresponde ao ganho proporcional, e ξ_i está relacionado ao amortecimento na frequência de ressonância.

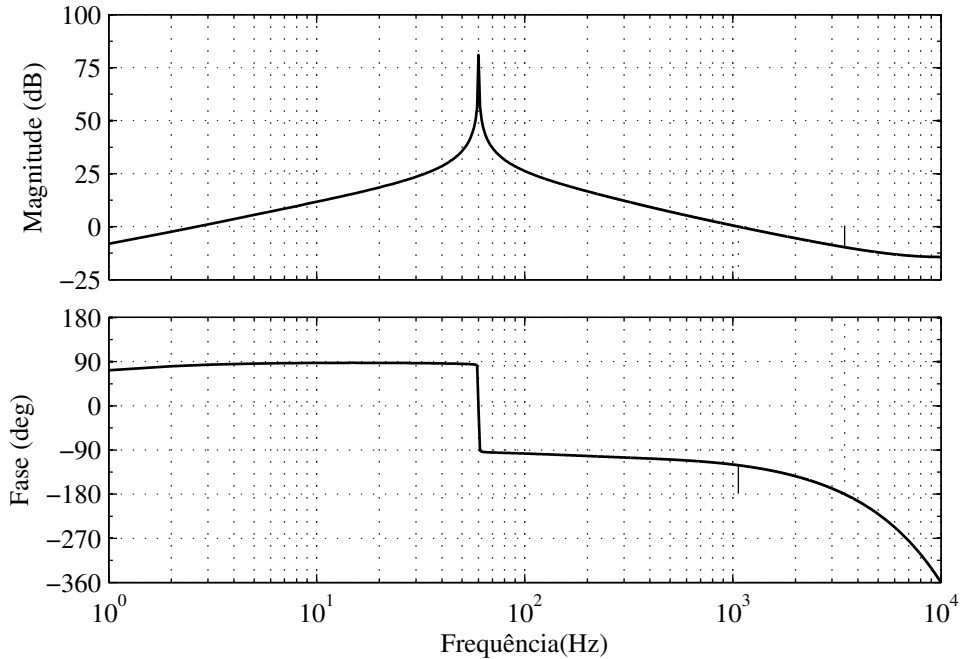
Os zeros do controlador são utilizados para realizar o ajuste da margem de fase desejada e o ganho proporcional é utilizado para ajustar a frequência de corte desejada, já o amortecimento é utilizado para evitar problemas relacionados a resolução da implementação digital.

Geralmente no projeto de controladores em cascata a malha interna é dimensionada com um frequência de corte muito maior do que a malha externa para evitar interação. Assim, com o auxílio de simulações e resultados experimentais escolheu-se uma frequência de corte de aproximadamente 1 kHz e uma margem de fase de 60°. Com estes requisitos de projeto os ganhos encontrados foram de:

$$\begin{bmatrix} K_{p_xi} \\ \alpha_{i1} \\ \alpha_{i2} \\ \xi_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2, 2 \\ 0, 999 \\ 0, 9 \\ 0, 001 \end{bmatrix} \quad (3.67)$$

A Figura 3.33 mostra a função de transferência de malha aberta do controle de corrente do inversor.

Figura 3.33 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta do controle de corrente do inversor.



Fonte: Autor.

O diagrama de blocos do sistema de controle proposto é mostrado na Figura 3.35.

3.2.6.4 Controle das tensões de saída do inversor

O controle da tensão de saída é realizado de forma similar ao da corrente. Primeiramente observa-se a dinâmica da tensão, descrita pela equação 3.59b. Admite-se que a corrente do indutor é controlada pela malha interna praticamente com erro nulo, logo é possível assumir que a corrente medida é aproximadamente igual a corrente de referência ($i_{xi} = i_{xi}^*$), que por sua vez é definida pela malha de tensão. Além disso para compensar a corrente de carga e tornar o controle menos susceptível a variações de parâmetros da carga, a corrente de referência é definida como:

$$i_{xi}^*[k] = u_{xv}[k] + \hat{i}_{xo}[k - 1] \quad (3.68)$$

onde: $\hat{i}_{xo}[k - 1]$ é a parcela da corrente de carga estimada, definida na equação 3.62, e u_{xv} é saída do controlador de tensão.

Substituindo-se 3.68 em 3.59b e considerando que o distúrbio de carga é totalmente compensado pela estimação da corrente de carga. Então, é possível encontrar uma função

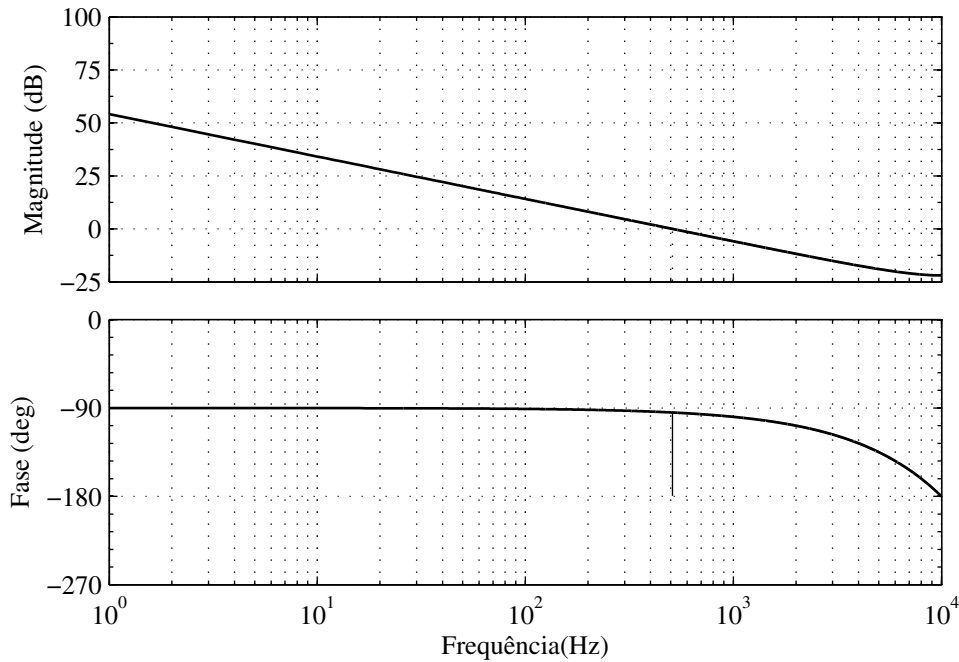
de transferência que relaciona a ação de controle u_{xv} com a tensão de saída:

$$G_{xv}(z) = \frac{v_{xi}(z)}{u_{xv}(z)} = \frac{T_s}{C_i} \frac{1}{z-1} \quad (3.69)$$

O controlador de tensão proposto é formado por duas partes, sendo uma parcela proporcional u_{xvp} e a outra composta por um controlador repetitivo u_{RPx} . Os projetos dos controladores são realizados de forma separada, sendo a parcela proporcional dimensionada primeiramente de forma a estabilizar a planta. Já a parcela repetitiva é projetada em seguida e possui a função de realizar pequenos ajustes periódicos na tensão de saída.

O ganho proporcional de tensão K_{pxv} é ajustado através do diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta, como mostrado na Figura 3.34.

Figura 3.34 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta do controle de tensão do inversor - sem a parcela ressonante.



Fonte: Autor.

O ganho de tensão é ajustado de forma a obter uma frequência em torno da metade da frequência de corte da malha da corrente. Para um ganho de $K_{pxv} = 0,16$ a frequência de corte é de 1000Hz e margem de fase de aproximadamente 80°. Apesar da margem de fase possuir um valor elevado a resposta dinâmica de malha de tensão não é comprometida.

O ajuste fino da tensão é realizado pela parcela ressonante, como proposta em (MICHELS; GRÜNDLING, 2005) e mostrada na equação 3.70.

$$C_{RP}(z) = \frac{u_{RPx}(z)}{e_{xv}(z)} = \frac{c_r z^{d-N}}{1 - Q(z)z^{-N}} \quad (3.70)$$

onde: c_r corresponde ao ganho da ação repetitiva, d corresponde a um avanço de d amostras.

tras na ação de controle, a qual melhora o rastreamento do controlador, e N corresponde ao número de amostras dentro de um período da fundamental, neste caso $N=334$, e $Q(z)$ corresponde a um filtro passa baixa com fase nula, o qual é utilizado para aumentar a estabilidade do controlador.

O procedimento de projeto do controlador repetitivo é baseado na metodologia proposta em (MICHELS; GRÜNDLING, 2005). Segundo o procedimento adotado, os parâmetros que forneceram os melhores resultados em termos de rastreamento da referência, rejeição de distúrbios e estabilidade foram para o ganho de $c_r=0,15$ e utilizando uma amostra de avanço $d=1$, além da utilização do filtro $Q(z)$ mostrado na equação 3.71.

$$Q(z) = 0,25z + 0,5 + 0,25z^{-1} \quad (3.71)$$

É sabido da literatura que os controladores repetitivos sofrem de pobre resposta a transitórios de carga/referência. Desta forma, com o intuito de melhorar a qualidade da tensão de saída em transitórios de entrada/saída de carga utilizou-se o algoritmo de *reset* da ação de controle proposto por em (RECH; PINHEIRO, 2004), o qual é descrito abaixo.

$$\begin{aligned} & \text{se } |e_{xv}[k]| - |e_{xv}[k - N]| > e_{max} \\ & \text{então } \begin{cases} u_{xRP}(k) = 0 \\ u_{xRP}(k + 1) = 0 \\ \vdots \\ u_{xRP}(k + N) = 0 \end{cases} \\ & \text{senão } u_{xRP}(k) = 0,25u_{xRP}(k-1-N) + 0,5u_{xRP}(k-N) + 0,25u_{xRP}(k+1-N) + c_r e_{xv}[k+d-N] \end{aligned} \quad (3.72)$$

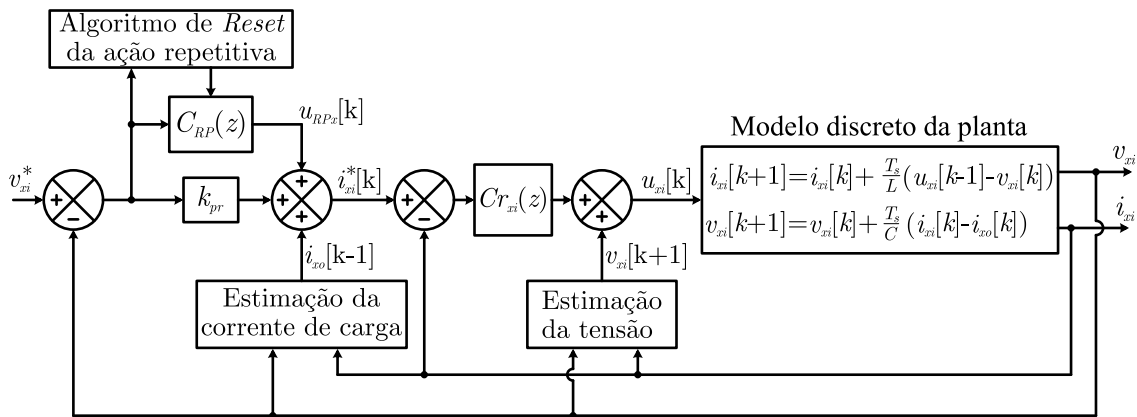
Segundo este algoritmo sempre que a diferença do módulo do erro da tensão do passo atual em relação ao mesmo passo do ciclo anterior exceder um valor máximo e_{max} , então a ação de controle é zerada. O desempenho deste controlador com e sem este algoritmo de *reset* será avaliado experimentalmente na próxima subseção.

O conjunto de controladores de corrente e tensão do inversor de saída por fase do inversor são mostrados na Figura 3.35.

3.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA OS CONVERSORES OPERANDO DE FORMA CONVENCIONAL

Para validar estratégias de controle são apresentados a seguir alguns resultados experimentais para os conversores operando de forma convencional, isto é, suas referências são impostas ao invés de definidas pelas estratégias de velocidade variável e *Start-stop*, o

Figura 3.35 – Esquema de controle da corrente e da tensão de saída do inversor por fase. Onde $x=(a, b, c)$.



Fonte: Autor.

qual serão definidas na próxima seção.

3.3.1 Resultados experimentais para o inversor de saída

Para avaliar o desempenho dos controladores de corrente e tensão de saída propostos foram realizados ensaios experimentais no inversor mostrado da Figura 3.29 para dois tipos de cargas.

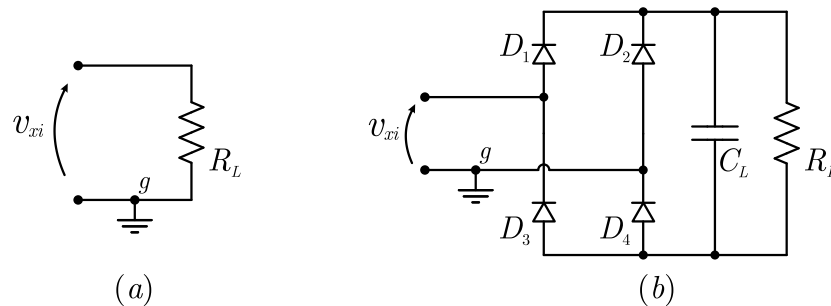
Durante o ensaio do inversor de saída, é considerado que a tensão total do barramento é mantida constante pelo retificador de entrada com uma tensão igual a $V_{cc} = 800$ V. As referências de tensão são três tensões senoidais de amplitude $V_p = 220\sqrt{2}$ e frequência angular de $\omega_o = 2\pi 60$ rad/s, defasadas 120° entre si. Como o conversor pode ser considerado como três conversores monofásicos separados, mostrou-se apenas as formas de onda da fase “a”, visto que para as outras fases os resultados são idênticos.

Duas cargas são consideradas nos ensaios do inversor de saída. A primeira é composta por uma carga linear de resistência $R_L = 10\Omega$ por fase. Já a segunda é uma carga não linear composta por um retificador em ponte completa seguida de um capacitor C_L de $8000\mu\text{F}$ de capacitância em paralelo com uma resistência de $R_L = 10\Omega$. Ambas as cargas são mostradas na Figura 3.36.

No primeiro ensaio a carga linear mostrada na Figura 3.36(a) é conectada a saída do inversor. A Figura 3.37 mostra a tensão e a corrente de saída do conversor em regime permanente. A THD da tensão de saída é de aproximadamente $THD_v = 3\%$ nesta condição.

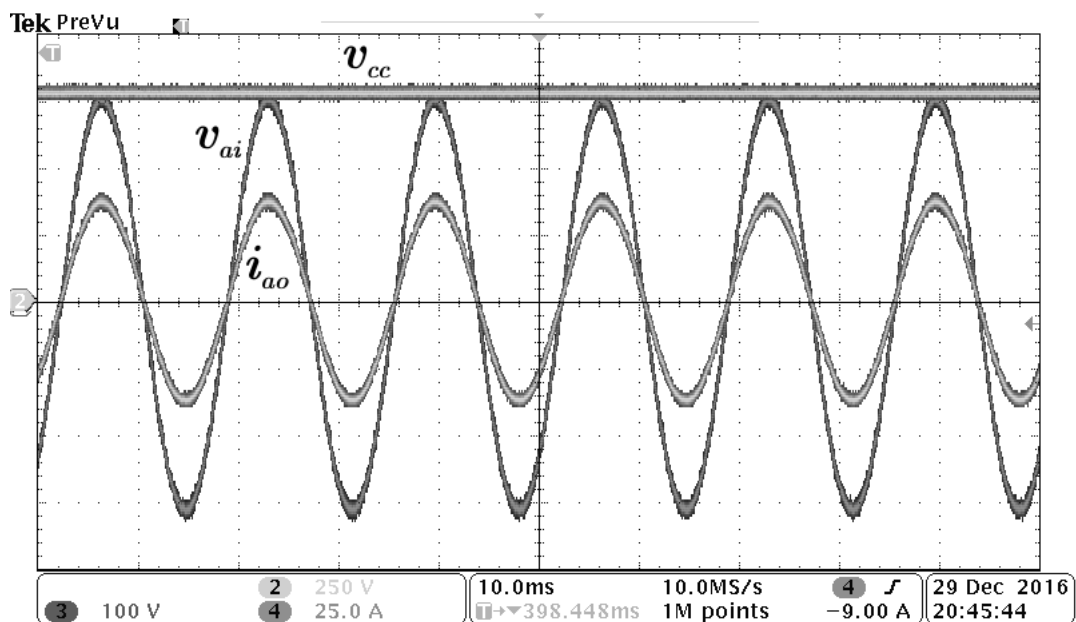
O segundo ensaio para o inversor de saída corresponde a alimentação da carga não-linear mostrada na Figura 3.36.b. Neste ensaio considerou-se dois casos: No primeiro caso não se usou o algoritmo de *reset* da ação de controle (equação 3.72) durante o transitório

Figura 3.36 – Cargas utilizadas no ensaio do inversor de saída (por fase): (a) Carga linear: resistor $R_L=10\Omega$, (b) Carga não-linear: retificador em ponte completa seguido de um resistor $R_L=10\Omega$ e $C_L=8000\mu\text{F}$. Onde $x=(a, b, c)$.



Fonte: Autor.

Figura 3.37 – Resultado experimental: Escala de tempo 10 ms/div, corrente de saída (i_{ao}) 25 A/div, tensão de saída (v_{ai}) 100 V/div, tensão do barramento CC (V_{cc}) 250 V/div. Inversor em regime permanente para a fase “a” quando alimentando uma carga resistiva de 10Ω .



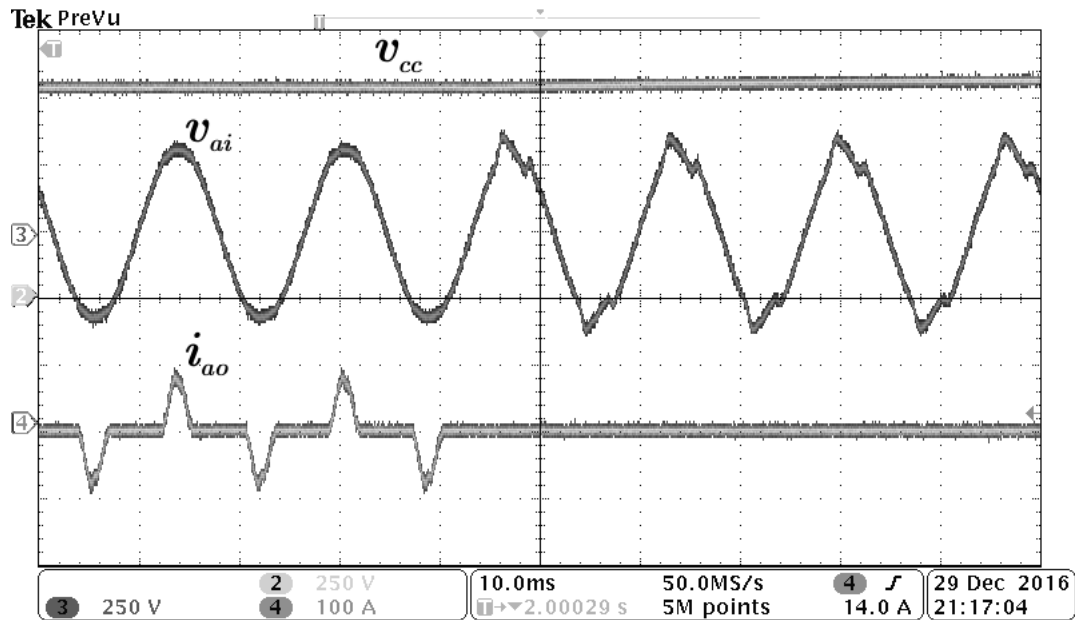
Fonte: Autor.

de carga. A resposta da tensão de saída durante o transitório de saída da carga não-linear, sem o algoritmo de *reset*, é mostrada na Figura 3.38.

Pode-se perceber que a qualidade da tensão de saída é fortemente prejudicada após a remoção da carga. Isto acontece pois o controlador repetitivo, devido a sua baixa dinâmica, continua aplicando a mesma ação de controle para compensar a carga, mesmo na ausência dela.

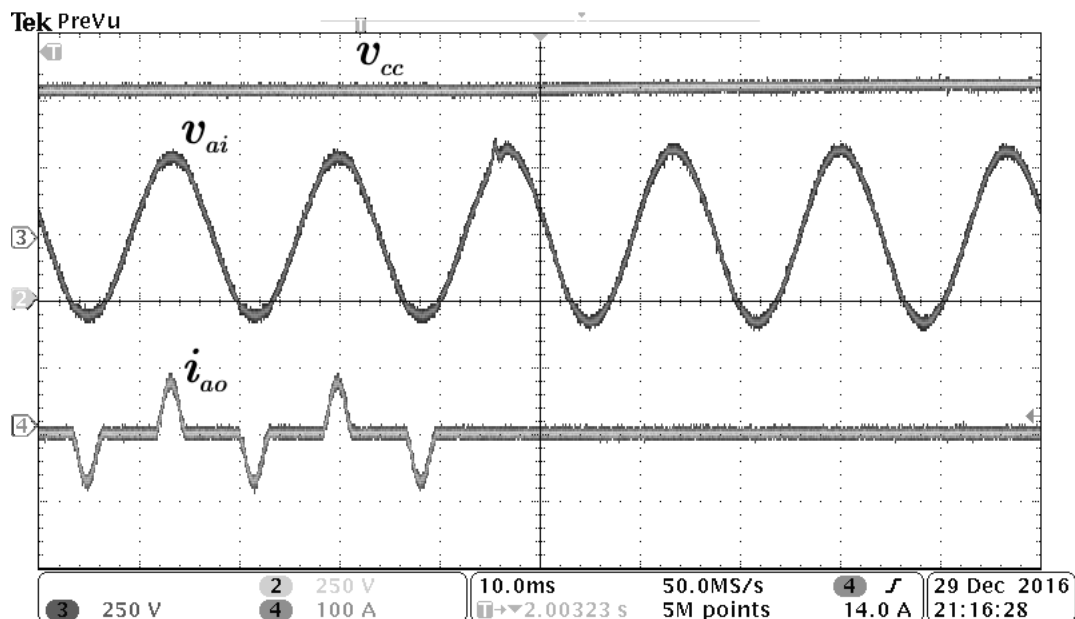
Para mitigar este efeito, implementou-se o algoritmo de *reset* da ação de controle mostrado na equação 3.72. A resposta da tensão de saída durante o transitório de saída

Figura 3.38 – Resultado experimental para a fase “a” do inversor durante um transitório de saída da carga não linear mostrada na Figura 3.36.(b), sem o algoritmo de *reset*. Escala de tempo 10 ms/div, tensão do barramento CC (V_{cc}) 250 V/div, tensão de saída (v_{ai}) 250 V/div, corrente de saída (i_{ao}) 100 A/div.



Fonte: Autor.

Figura 3.39 – Resultado experimental: Escala de tempo 10 ms/div, corrente de saída (i_{ao}) 100 A/div, tensão de saída (v_{ai}) 250 V/div, tensão do barramento CC (V_{cc}) 250 V/div. Inversor para a fase “a” durante um transitório de saída da carga não linear mostrada na Figura 3.36.(b), com o algoritmo de *reset*.



Fonte: Autor.

da carga não-linear, agora com o algoritmo de *reset* habilitado é mostrada na Figura 3.39. A ação de controle é zerada quando a diferença entre os erros excede $e_{max}=30V$.

Pode-se perceber que a qualidade da tensão de saída é melhorada durante a remoção da carga de saída em relação ao ensaio sem o algoritmo de *reset*. Visto que quando o algoritmo detecta uma variação no erro de tensão em relação ao ciclo anterior a ação de controle é zerada. A THD_v da tensão quando alimentando a carga não-linear com o algoritmo de *reset* é de $THD_v=4,75\%$.

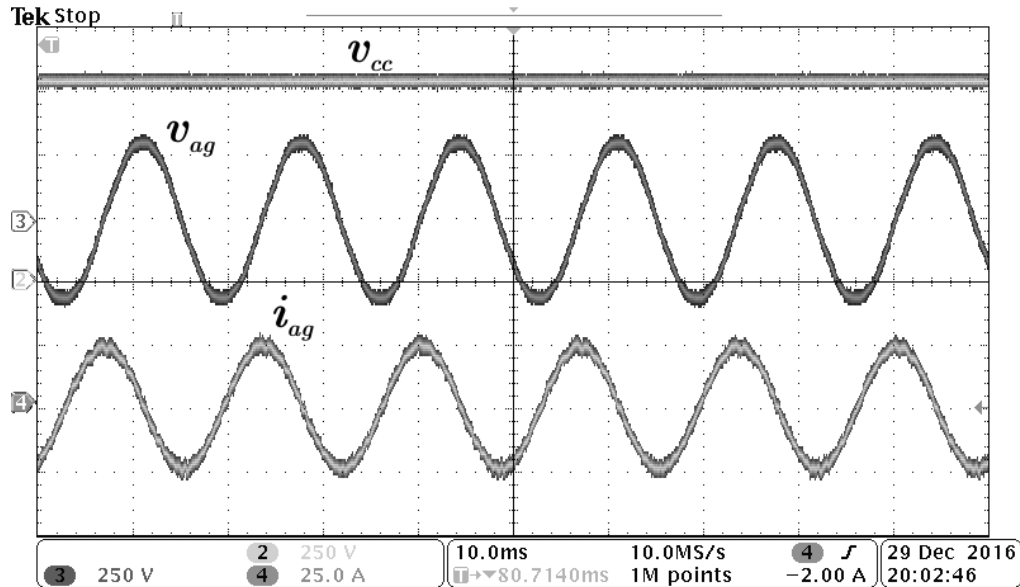
3.3.2 Resultados experimentais para o retificador de entrada conectado a rede

Para avaliar o desempenho do controlador de corrente do retificador conectado a rede utilizou-se três referências de corrente defasadas em 90° de adianto em relação a tensão, ou seja não há potência ativa sendo processada.

O primeiro ensaio é mostrado na Figura 3.40, e corresponde ao ensaio em regime permanente no qual uma corrente de pico de referência de $i_{gp}^*=25A$ é aplicada ao controlador. Neste ensaio a taxa de distorção harmônica da corrente é de $THD_{ir} = 4,5\%$. Pode-se visualizar pela forma de onda de corrente, que existem oscilações de alta frequência e pequena amplitude, esta oscilação ocorre próximo a frequência de ressonância do filtro $f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_g+L_r}{L_g L_r C_f}} \approx 2600Hz$, visto que a retroação parcial de estados não amortece completamente todos os modos oscilatórios do filtro LCL.

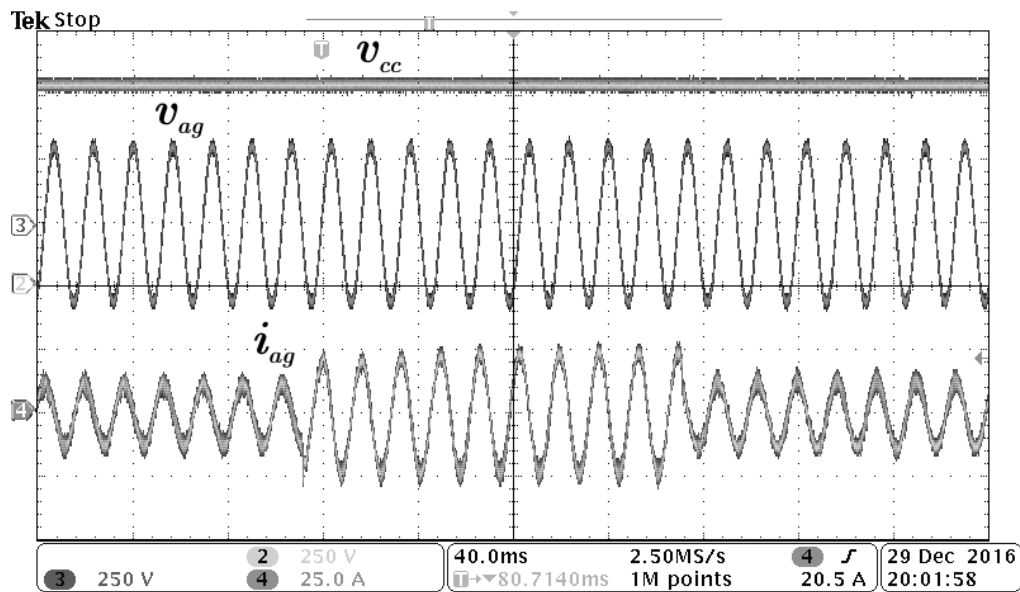
Já na Figura 3.41 é apresentado um transitório na corrente de referência de $i_{gp}^*=12,5A$ para $i_{gp}^*=25A$ e em seguida de volta a $i_{gp}^*=12,5A$, também para as três referências de corrente defasadas em 90° de adianto em relação a tensão. O comportamento transitório não apresentou *overshoot*, bem como um rápida resposta dinâmica como esperado.

Figura 3.40 – Resultado experimental: Corrente da rede da fase “a” em regime permanente, referência 90° defasada da tensão. Escala de tempo 40 ms/div, tensão do barramento CC (v_{cc}) 250 V/div, tensão de rede (v_{ag}) 250 V/div, corrente de saída (i_{ag}) 25 A/div.



Fonte: Autor.

Figura 3.41 – Resultado experimental: Degrau na corrente de referência da rede da fase “a”, referência 90° defasada da tensão. Escala de tempo 40 ms/div, tensão do barramento CC (v_{cc}) 250 V/div, tensão de rede (v_{ag}) 250 V/div, corrente de rede (i_{ag}) 25 A/div

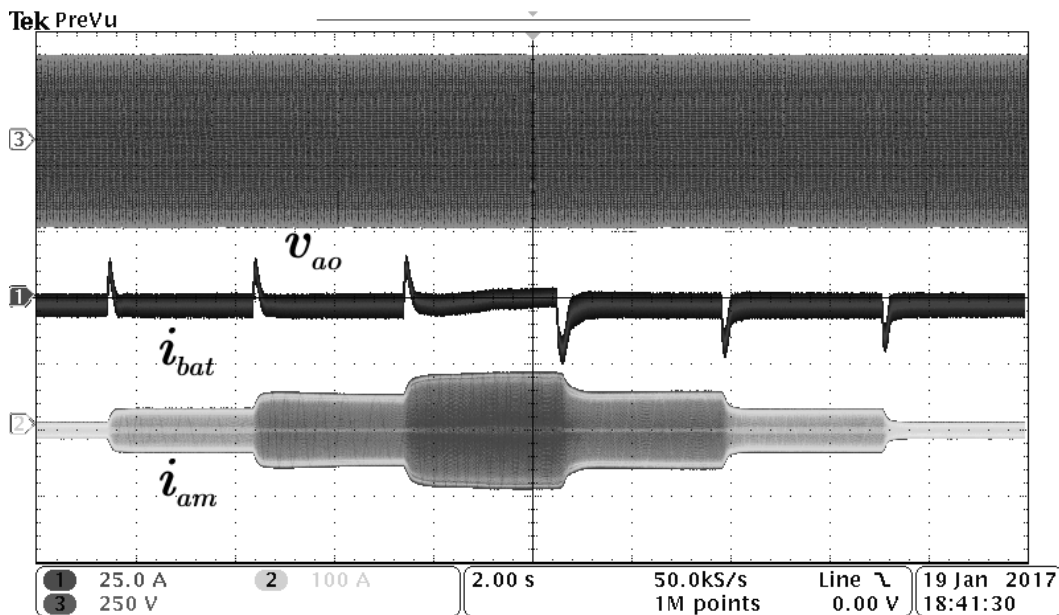


Fonte: Autor.

3.3.3 Resultados experimentais para o retificador de entrada conectado ao PMSG

Para avaliar o comportamento do controle do retificador conectado ao PMSG, o mesmo é acionado e o torque de referência T_m^* é definido pela malha de controle de corrente de carga da bateria. Já o inversor de saída é acionado de forma a controlar as três tensões monofásicas de saída em $220 V_{rms}$ defasadas em 120° . Em seguida três cargas de 7 kW são acionadas sequencialmente, uma em cada fase, e em seguida retiradas sequencialmente. Ao aplicar a carga de saída, inicialmente a potência de saída será suprida pela corrente da bateria. A malha de controle de carga da bateria irá então aplicar um torque ao MCI de forma a tornar a carregar a bateria com uma corrente de carga de $i_{bat}^{**} = -4,5A$. A Figura 3.42 mostra este comportamento.

Figura 3.42 – Resultado experimental: Degrau de carga de resistência de saída: três cargas de 7kW entrando consecutivamente por fase e em seguida retirando-se. Escala de tempo 1 s/div, tensão de saída de fase (v_{ao}) 250 V/div, corrente da bateria (i_{bat}) 25 A/div, corrente do PMSG (i_{am}) 100 A/div.



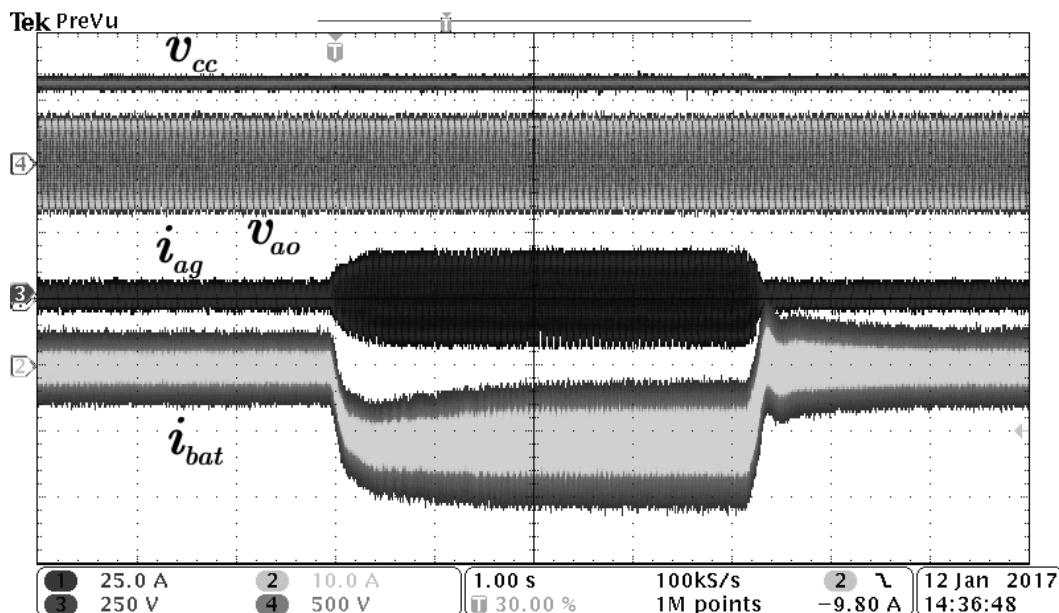
Fonte: Autor.

Pode-se visualizar que no momento que a corrente da bateria aumenta, a corrente do gerador também aumenta de forma a compensar a o distúrbio de saída.

3.3.4 Resultado experimental para a malha de controle de corrente de carga da bateria

Para validar o controle da malha de corrente de carga da bateria um ensaio onde a corrente de carga de referência da bateria é variada de $i_{bat}^{**}=0A$ para $i_{bat}^{**}=-10A$ e em seguida de volta a $i_{bat}^{**}=0A$ durante um intervalo de tempo de 4 s. Este ensaio é realizado para o retificador conectado tanto a rede, como mostrado na Figura 3.43, quanto ao PMSG, como mostrado na Figura 3.44.

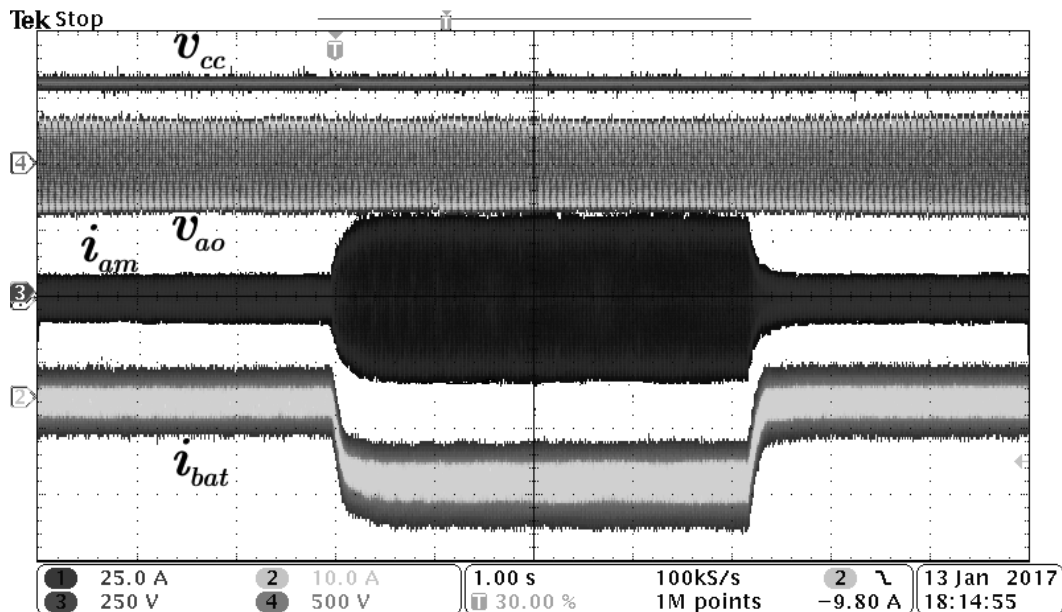
Figura 3.43 – Resultado experimental: Degrau na corrente de referência de carga da bateria de $i_{bat}^{**}=0A$ para $i_{bat}^{**} = -10A$ e então de volta para $i_{bat}^{**}=0A$. Escala de tempo 1 s/div, tensão do barramento CC (v_{cc}) 250 V/div, tensão de saída (v_{ao}) 500 V/div, corrente da rede (i_{ag}) 25 A/div, corrente da bateria (i_{bat}) 10 A/div.



Fonte: Autor.

Pode-se visualizar que o tempo de acomodação da corrente da bateria, da rede e do PMSG são muito semelhantes entre si, visto que o mesmo controlador é usado. O *ripple* de corrente das baterias varia entre ensaios visto que o estado de carga e consequentemente a tensão da bateria é diferente. Desta forma a razão cíclica do conversor *boost* é diferente, o qual segundo a Figura 3.3, influencia o *ripple* de corrente.

Figura 3.44 – Resultado experimental: Degrau na corrente de referência de carga da bateria de $i_{bat}^{**}=0A$ para $i_{bat}^{**} = -10A$ e então de volta para $i_{bat}^{**}=0A$. Escala de tempo 1 s/div, tensão do barramento CC (v_{cc}) 250 V/div, tensão de saída (v_{ao}) 500 V/div, corrente do PMSG (i_{ag}) 25 A/div, corrente da bateria (i_{bat}) 10 A/div.



Fonte: Autor.

3.4 CONCLUSÃO

Esta seção do trabalho apresentou a topologia de conversores, bem como as estratégias de controle e modulação empregadas. A modelagem do sistema baseou-se nas tensões médias produzidas pelos inversores aplicadas sobre os elementos de filtragem, as quais deram origem a modelos lineares e contínuos, que foram então discretizados e utilizados no projeto de controladores em tempo discreto. Esta abordagem permitiu incluir facilmente o atraso de transporte devido a implementação digital dos controladores, bem como evita problemas de discretização de controladores contínuos.

Resultados experimentais foram apresentados a fim de validar as estratégias de controle propostas. O resultados apresentaram um bom desempenho e uma boa correlação com o esperado.

4 MODOS DE OPERAÇÃO DA UPS HÍBRIDA

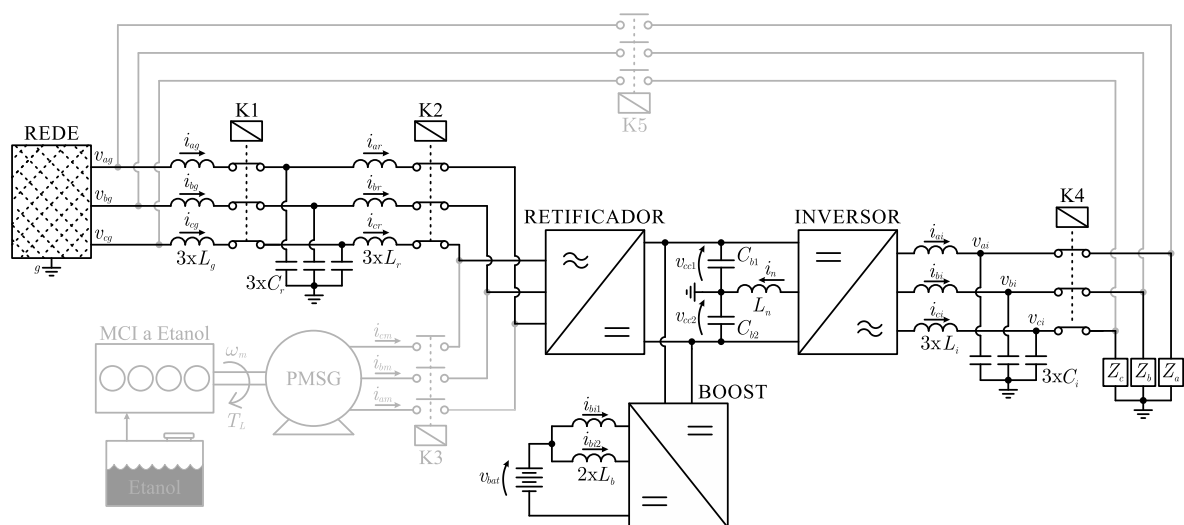
Neste capítulo será apresentada a descrição da operação do motor de combustão interna (MCI) em velocidade variável e da operação em *start-stop*, bem como a interação entre estes dois modos de operação com a UPS híbrida como um todo. Primeiramente cada modo de operação será abordado individualmente e em seguida critérios para comutação entre os modos serão definidos. Uma avaliação de consumo de combustível em ambos os modos de operação também será apresentado.

A UPS híbrida proposta possui 5 contadoras (K_{1-5}) as quais podem ser utilizadas para reconfigurar a estrutura da topologia e desta forma são gerados vários modos de operação, os quais são descritos a seguir.

4.1 OPERAÇÃO NO MODO CONECTADO À REDE ELÉTRICA.

O primeiro modo de operação é o modo conectado à rede elétrica ou modo normal de operação, como mostrado na Figura 4.1. Neste modo as contadoras K_1 , K_2 e K_4 estão fechadas e as contadoras K_3 e K_5 estão abertas. Desta forma, o retificador de entrada é conectado à rede elétrica e a corrente de referência da rede é definida pela malha de carga da tensão de bateria. O barramento CC é regulado pelo conversor *Boost* através da energia da bateria. A carga de saída é alimentada pelo inversor de saída, a partir da energia do barramento CC.

Figura 4.1 – Modo normal de operação.



Fonte: Autor.

Neste modo de operação, o conversor retificador/inversor opera como uma UPS dupla conversão convencional, onde os distúrbios da rede, tais como: desbalanço, harmô-

nicos, etc, não são propagados para a carga.

Neste modo de operação a bateria está sendo carregada pela rede, e mantida em flutuação com estado de carga 100%. Mediante uma falha da rede, o retificador é desconectado e o fluxo de potência é automaticamente redirecionado da bateria para a carga, visto que o conversor *boost* está sempre regulando a tensão do barramento CC.

Tanto a entrada quanto a saída deste modo de operação é definida pela falta/presença da rede elétrica. A detecção da falta da rede elétrica é uma tarefa que depende da impedância Thévenin no ponto de conexão com a rede durante a falta. Para uma impedância muito alta, a tensão no ponto de conexão irá sofrer uma queda considerável a qual pode ser detectada pelo algoritmo abaixo. Onde primeiramente considera-se as tensões de fase de uma rede trifásica equilibrado dada por:

$$\begin{aligned}v_{ag} &= V_p \text{sen}(\theta_g) \\v_{bg} &= V_p \text{sen}(\theta_g + 120^\circ) \\v_{cg} &= V_p \text{sen}(\theta_g - 120^\circ)\end{aligned}\tag{4.1}$$

onde: V_p é a tensão de pico e θ_g é o ângulo da tensão da rede.

Agora substituindo-se a equação 4.1 em 4.2, tem-se o sinal v_{gt} , o qual na ausência de desequilíbrio fornece o valor exato da tensão de pico V_p :

$$v_{gt} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{v_{ag}^2 + v_{bg}^2 + v_{cg}^2} = V_p\tag{4.2}$$

A equação acima pode ser utilizada mesmo na presença de desequilíbrios das tensões de fase, porém oscilações em 120 Hz surgirão. Para evitar problemas de falsa identificação de falta de tensão de rede, um valor de comparação de tensão mínima é utilizado V_{min} . Experimentalmente verificou-se que uma tensão de $V_{min}=200$ V fornece uma boa detecção da falta de rede. A Figura 4.2 mostra as tensões de fases desbalanceadas e o efeito sobre a variável de comparação v_{gt} .

Outra condição de detecção da falha da rede é baseada na observação das correntes do retificador. Caso as correntes excedam um valor pré-determinado (I_{MAX}) pode indicar uma falha na rede. A condição de tensão baixa e a condição de sobre corrente são resumidas na equação condicional abaixo:

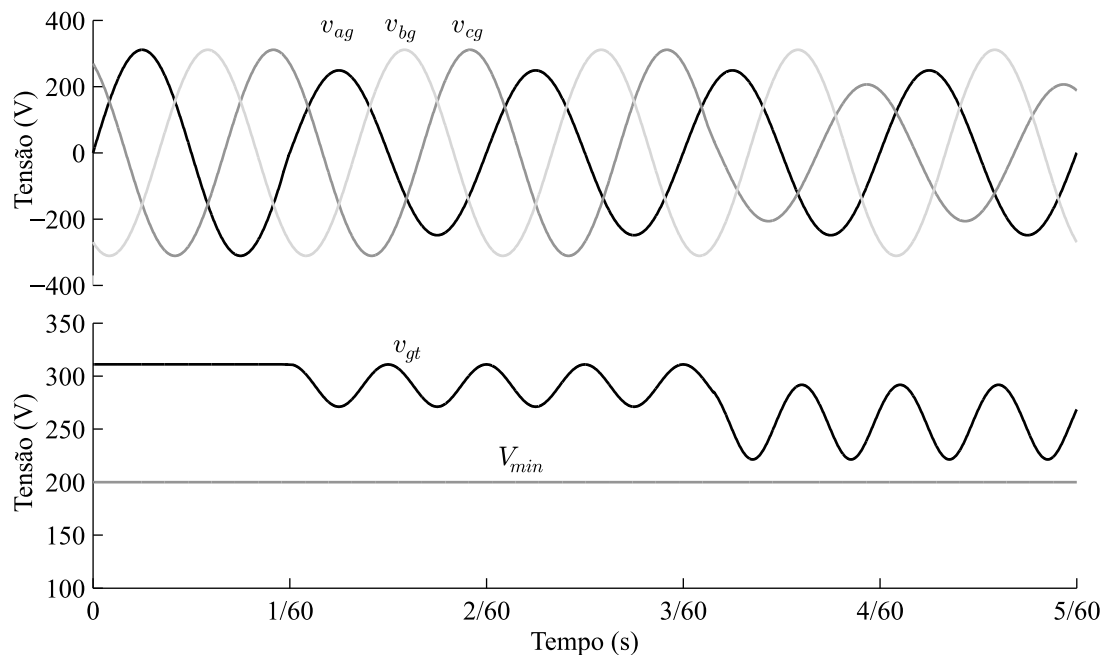
$$Falta = \begin{cases} 1, & \text{se } (|I_{ag}| \text{ ou } |I_{bg}| \text{ ou } |I_{cg}| \text{ ou } |I_{ar}| \text{ ou } |I_{br}| \text{ ou } |I_{cr}|) > I_{MAX} \text{ ou } v_{gt} < V_{min} \\ 0, & \text{senão} \end{cases}\tag{4.3}$$

onde; $Falta=1$ indica a existência de falta na rede e $Falta=0$ indica a presença da rede.

Desta forma se $Falta=0$ a UPS entra no modo conectado à rede e se $Falta=1$ a UPS entra no modo autônomo como apresentado a seguir.

Os critérios para entrada/saída do modo conectado à rede elétrica estão sumariza-

Figura 4.2 – Tensões de fase da entrada da UPS com diferentes níveis de desequilíbrio. Tensão de pico estimada v_{gt} utilizado no algoritmo de detecção de falta da rede.



Fonte: Autor.

dos na forma de fluxograma na Figura 4.11.

4.2 OPERAÇÃO NO MODO AUTÔNOMO EM VELOCIDADE VARIÁVEL

A operação em velocidade variável parte do princípio que os MCIs possuem diferentes consumos específicos de combustível (BSFC - do inglês, *Brake Specific Fuel Consumption*) para diferentes cargas e velocidades. A potência de saída é definida pela carga de saída, já a velocidade de operação do MCI pode ser variada dentro de certos limites. Ou seja, a velocidade pode ser utilizada como um grau de liberdade para otimizar algum critério do MCI, o qual em geral é escolhido como sendo o consumo específico de combustível (BSFC) e/ou emissões de gases poluentes.

A variação do consumo específico em função da velocidade para um motor ciclo Otto é em parte resultado do somatório de duas das principais fontes de perdas em MCIs, sendo elas: i) perdas por atrito, ii) perdas por bombeamento.

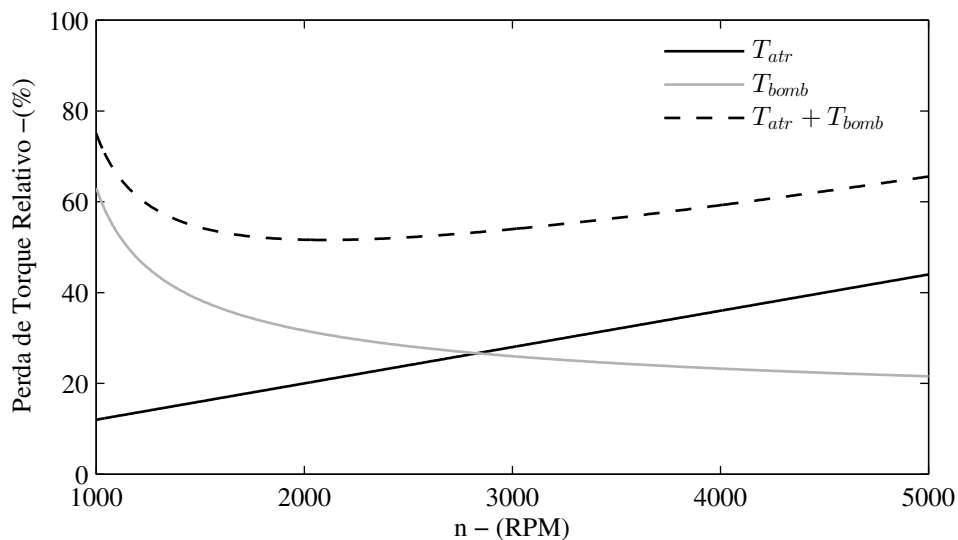
As perdas por atrito, como o próprio nome sugere, são causadas pelo atrito entre as partes móveis do MCI, por exemplo: atrito entre os anéis e as paredes dos cilindros, atrito entre o eixo do virabrequim e os mancais de suporte, etc. As perdas por atrito variam proporcionalmente com a velocidade rotacional do MCI, isto é, para a mesma condição de carga, quanto maior a rotação, maiores são as perdas por atrito, este fenômeno é descrito

pelo modelo de atrito Chen-Flynn (CHEN; FLYNN, 1965). A Figura 4.3 mostra a perda de torque produzido pelo atrito (T_{atr}) em termos percentuais do torque máximo teórico de um MCI, em função da velocidade (HEYWOOD, 1988).

Já as perdas por bombeamento referem-se ao trabalho realizado pelo motor para aspirar o ar no processo de admissão. As perdas por bombeamento variam de forma inversamente proporcional com a velocidade e a carga. Em regimes de carga/velocidade baixas a borboleta se mantém geralmente mais fechada em relação à cargas mais elevadas, ocasionando maiores perdas por bombeamento. A Figura 4.3 também mostra a perda de torque produzido pelo bombeamento (T_{bomb}) em termos percentuais do torque máximo teórico para uma carga intermediária e em função da velocidade (HEYWOOD, 1988). (O processo de bombeamento também é abordado no subcapítulo 2.1.1.1)

A Figura 4.3 também mostra o somatório das perdas por bombeamento e atrito, pode-se visualizar que existe uma região onde ocorre um mínimo de perdas. Neste local é onde geralmente ocorre o menor consumo específico do MCI.

Figura 4.3 – Porcentagem de torque perdido por atrito (T_{atr}) e por bombeamento (T_{bomb}) em relação ao torque máximo teórico para um motor ciclo Otto operando com uma carga intermediária.



Fonte: Adaptado de (HEYWOOD, 1988).

Cabe aqui salientar que este ponto de menor consumo específico varia com a carga do motor. Esta variação é devido ao fato que as perdas por bombeamento estarem fortemente associadas a abertura da borboleta e conseqüentemente a carga.

4.2.1 Definição das velocidades com menor consumos específicos

A definição das velocidades com menor consumos específicos é baseada na obtenção do mapa de consumo específico do MCI. Este mapa relaciona a influência da velocidade (n) e da potência de saída $BSFC(n, P_{inv})$ com o consumo específico em regime permanente. Este mapa é obtido experimentalmente com o MCI operando em regime permanente durante um determinado período de tempo, onde aquisições de massa de combustível consumida e potência de saída são coletados para diferentes cargas e velocidades. Sendo então possível calcular o consumo específico BSFC em g/kWh. A Figura 4.4 mostra o mapa de consumo específico de combustível (BSFC em g/kWh) obtido experimentalmente a partir do MCI utilizado neste trabalho.

Existem vários métodos para se encontrar a velocidade que proporciona o menor BSFC em função da potência de saída. Uma possibilidade é baseada na interpolação da função BSFC por um polinômio de alta ordem, ou seja, com uma ordem suficientemente alta a fim de capturar o comportamento dominante do mapa BSFC. Em seguida a função é derivada em relação a velocidade de operação (n) para cada potência de saída de referência P_{inv}^* , como mostrado abaixo:

$$\frac{\partial}{\partial n} BSFC(n, P_{inv}^*) = 0 \quad (4.4)$$

Desta forma são encontrados os pontos onde a derivada é nula. Em seguida o teste da derivada segunda é realizado, para determinar se o ponto onde a derivada é nula corresponde a um ponto de mínimo, ou seja:

$$\frac{\partial^2}{\partial n^2} BSFC(n, P_{inv}^*) > 0 \quad (4.5)$$

Isolando-se a velocidade na Eq. 4.4, com a restrição dada na Eq. 4.5, em função de P_{inv}^* , tem-se a velocidade que minimiza o consumo de combustível n^* . A principal limitação da metodologia acima está associada ao alto grau da função BSFC interpolada necessária para bem representar o comportamento do mapa de consumo específico.

Outra possibilidade, a qual é explorada neste trabalho, baseia-se no fato que o mapa experimental de BSFC mostrado na Figura 4.4 possui um número finito de pontos (no caso realizaram-se 30 medidas de consumo), e então o consumo específico mínimo pode ser buscado diretamente no mapa para cada potência desejada. Se o ponto desejado no mapa não existir então o mesmo pode ser encontrado interpolando-se os pontos adjacentes.

Supondo que todos os pontos buscados existam, então este procedimento é realizado através do pseudocódigo mostrado abaixo:

```

para Pinv = 0 até Pinv_max {
    var_aux = BSFC_max;
    para n = n_min até n_max {
        se( BSFC(n,Pinv) < var_aux ){
            n_variavel(Pinv) = n;
            var_aux          = BSFC(n,Pinv);
        }
    }
}

```

onde: “Pinv” é a potência do inversor, “Pinv_max” = 35 kW é a potência máxima de saída, “BSFC_max” é o consumo específico máximo do mapa ou qualquer valor maior, o qual representa um ponto de partida para o início da busca, “var_aux” é uma variável auxiliar, “n_variavel” é a velocidade a ser buscada, “n_max”=4000 rpm é a rotação máxima onde o MCI é capaz de operar de forma segura e estável, o qual geralmente é constante, independente da potência gerada, e “n_min” representa a velocidade mínima possível para operação segura e estável do MCI.

Segundo o algoritmo acima apresentado, caso existam dois ou mais pontos com o mesmo consumo específico para a mesma potência de saída, o ponto escolhido é aquele que apresenta a maior velocidade de operação. Desta forma são escolhidos pontos de operação com maior estabilidade, visto que uma velocidade maior possui energia cinética maior e conseqüentemente durante algum mal funcionamento do MCI (por exemplo: “falha na ignição” momentânea) não há perda significativa de velocidade.

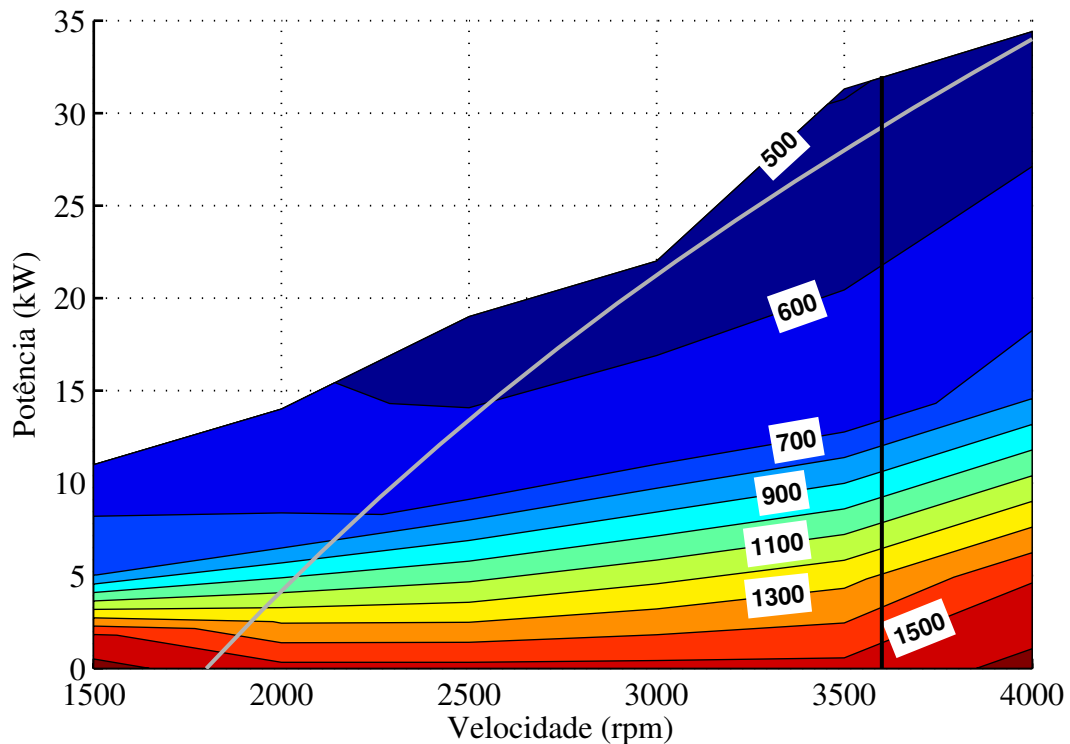
De posse da velocidade ótima para cada potência a mesma pode ser interpola por um polinômio em função da potência desejada $n_v^*(P_{inv})$, como mostrado na Figura 4.4.

Cabe aqui salientar que o consumo específico mostrado na Figura 4.4 já captura os efeitos da eficiência do PMSG e do conversor retificador/inversor.

Pode-se visualizar pela Figura 4.4 que existem pontos de operação em potências altas e velocidades baixas onde o BSFC não é definido, estes pontos corresponde a regimes em que o MCI já alcançou o seu torque máximo e sua operação não é permitida (“região não operável”). Por exemplo, para potências maiores que $P_{inv} \approx 12$ kW ao diminuir a velocidade de operação o MCI entrará na região não operável. Desta forma a velocidade mínima (n_{min}) deve ser expressa em função da potência $n_{min}(P_{inv})$, como mostrado na Figura 4.5. Todos os pontos de operação abaixo da linha de velocidade mínima configuram a região não operável.

Para comparar o sistema operando em velocidade variável com a operação em velocidade fixa é adicionado a Figura 4.4 a curva de velocidade fixa de 3600 rpm. Esta rotação de trabalho não é uma rotação usual para grupos motores geradores convencionais, os quais geralmente operam em 1800 rpm. Porém, como a rotação nominal do gerador é de 3600 rpm e a rotação do MCI é de 5750 rpm (rotação de potência máxima - ABNT),

Figura 4.4 – Mapa de consumo específico de combustível (BSFC) do MCI - Linhas de BSFC constante em g/kWh em função da velocidade do MCI e da potência de saída. Linha preta (n_c^*) - operação em velocidade constante de 3600 rpm. Linha cinza (n_v^*) - operação segundo a velocidade de menor consumo específico de combustível.



Fonte: Autor.

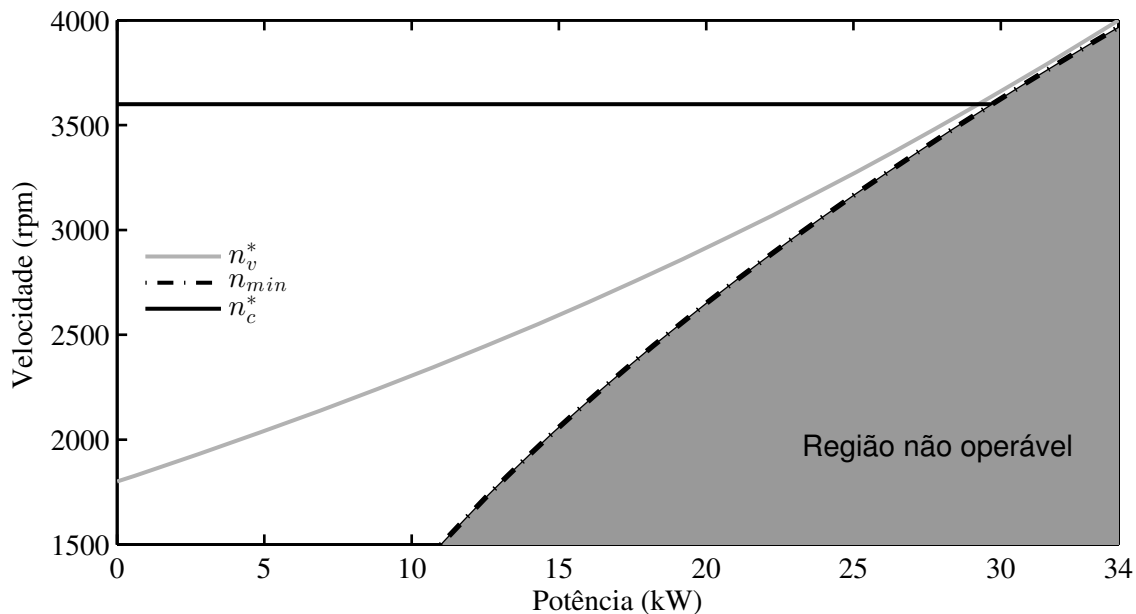
então a rotação fixa de 3600 rpm apresenta uma rotação razoável para a comparação.

A Figura 4.5 mostra a velocidade de referência para a operação convencional em velocidade fixa de 3600 rpm (n_c^*), e para operação em velocidade variável segundo o critério de minimização do consumo de combustível (n_v^*) descrito anteriormente.

Já a Figura 4.6 mostra uma comparação entre o consumo específico de combustível para o MCI operando em rotação fixa e operando em velocidade variável segundo as respectivas curvas de velocidade mostrada na Figura 4.5. Pode-se perceber que na maior parte da faixa potências de saída existe uma significativa redução do consumo específico, a qual alcança valores máximos de até 34% de melhoria do BSFC na potência de 8kW, em relação a operação em velocidade fixa.

Para potências próximas a nominal e para potências muito baixas ambos os modos de operação convergem para o mesmo ponto de operação. Isto é devido ao fato que os resultados para velocidade fixa são obtidos utilizando o mesmo conversor utilizado na operação em velocidade variável. E como para potências altas os MCIs geralmente apresentam o menor consumo específico global, espera-se que os pontos de operação coincidam. Já para potências muito baixas, menores do que 7,5kW, ocorre um significativo aumento do

Figura 4.5 – Velocidade de operação do MCI em função da potência para: Linha preta (n_c^*) - velocidade constante de 3600 rpm. Linha cinza (n_v^*) - velocidade que fornece o menor consumo específico de combustível. Linha tracejada (n_{min}) - velocidade mínima permitida. Região em cinza - região de operação proibida.



Fonte: Autor.

consumo específico. Nesta faixa de carga as perdas associadas ao funcionamento do MCI, principalmente as perdas por bombeamento aumentam consideravelmente, enquanto que a potência gerada é muito baixa, ou seja, a eficiência do sistema se torna muito baixa.

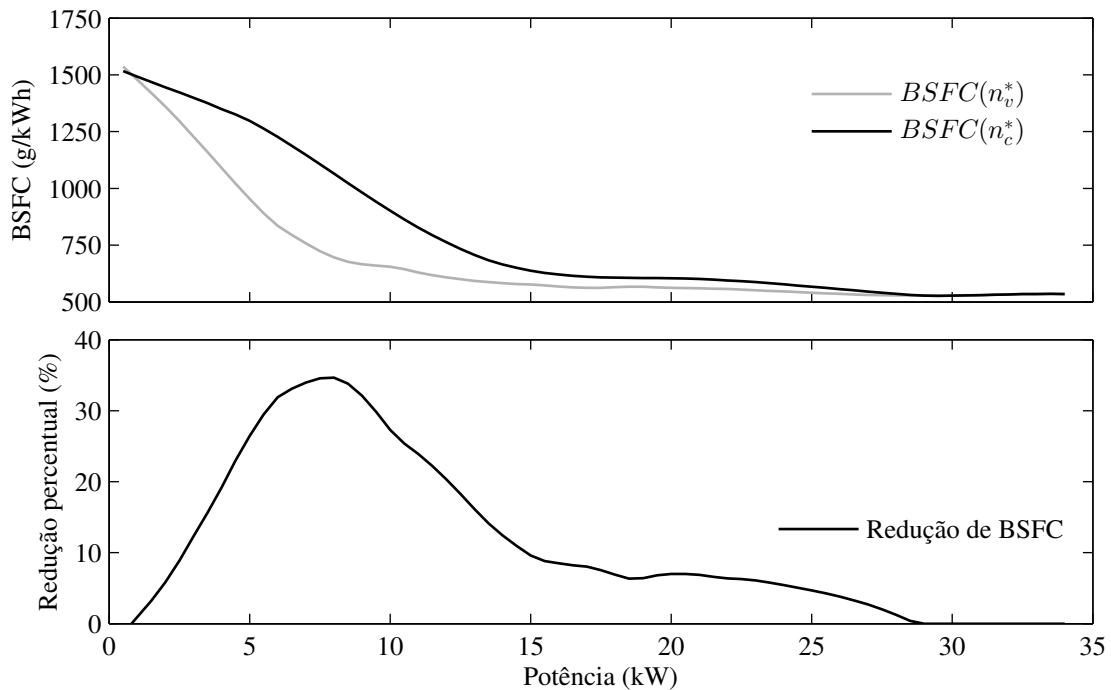
Como o consumo específico do sistema apresenta valores muito elevados para potências reduzidas, pode-se dizer que manter o MCI em funcionamento nestes pontos de operação não é favorável economicamente. Desta forma surge a motivação para operação em regime *start-stop*, o qual é apresentada na próxima subseção.

4.3 OPERAÇÃO NO MODO AUTÔNOMO EM REGIME *START-STOP*

O sistema *start-stop*, como descrito no capítulo 1.2.5, é uma técnica aplicada em veículos automotores que possui como objetivo diminuir o consumo de combustível dos MCIs desligando-os mediante algum critério. Em veículos automotores este critério geralmente está associado com o fato do veículo não estar em movimento, ou seja, o motor estaria ligado e não estaria produzindo trabalho útil. Geralmente veículos equipados com o sistema *Start-Stop* possuem os elementos de partida adaptados para suportarem as sucessivas partidas do MCI.

Esta mesma ideia pode ser adaptada para a UPS híbrida proposta. Porém aqui, mesmo com o motor desligado ainda é necessário alimentar a carga de saída. Desta

Figura 4.6 – Consumo específico de combustível em função da potência para: Linha preta - velocidade constante de $n_c^*=3600$ rpm e linha cinza - segundo a velocidade de menor consumo específico (n_v^*) de combustível mostrada na Figura 4.5. Segundo gráfico: redução percentual do BSFC.s



Fonte: Autor.

forma é necessário a utilização de um elemento armazenador de energia, no caso, um banco de baterias que irá alimentar a carga de saída enquanto o MCI estiver desligado (Regime *Stop*). E quando o motor estiver ligado (Regime *Start*), as cargas continuam sendo alimentadas e o banco de baterias deverá ser recarregado. A seguir são definidos estes dois regimes de operação: Regime *Start* e Regime *Stop*.

4.3.1 Regime *Start*

No regime *Start* o inversor de saída alimenta a carga através da contactora $K4$ e o conversor *boost* controla o barramento CC a partir do banco de baterias. Já o retificador PWM é desconectado da Rede através de $K1$ e $K2$, e conectado ao PMSG através da contactora $K3$, como mostrado na Figura 4.7.

A partida do MCI é realizada através do acionamento do PMSG como motor. Desta forma a energia do banco de baterias é utilizada na partida do MCI, como será melhor detalhado na próxima subseção. Após a partida, a velocidade de referência é definida pela curva de velocidade ótima n_v^* descrita na Figura 4.5. Já o torque de referência aplicado ao PMSG é definido pela malha de carga da bateria.

4.3.1.1 Partida do MCI pelo PMSG

Como descrito anteriormente a partida do MCI é realizada através da “motorização” do PMSG. A estratégia de partida utilizada aqui consiste em aplicar um torque de referência constante ($T_m^* = T_p$) durante um determinado intervalo de tempo (ΔT_p), de forma que a velocidade aumente até um patamar (n_p) onde o motor consiga dar a partida. A partida é considerada bem sucedida quando a injeção eletrônica/controlador de velocidade sinalize que o motor partiu.

Experimentalmente verificou-se que um torque de partida de $T_p=30$ Nm é suficiente para elevar a velocidade do MCI até a rotação de $n_p=750$ rpm. A partir desta rotação o motor consegue elevar a sua velocidade até a rotação de referência. Com estes parâmetros, o tempo médio de partida foi menor do que 2 s.

A Figura 4.8, mostra as formas de onda da corrente de uma fase do PMSG, além da corrente/tensão/potência drenada da bateria durante a partida. Realizou-se esta partida do MCI para uma temperatura do MCI de $T_{MCI}=25^\circ\text{C}$.

Através da forma de onda da potência apresentado na Figura 4.8 é possível calcular a energia utilizada durante a partida do MCI. Esta informação é importante, pois será utilizada na definição dos parâmetros de entrada e saída do regime *start-stop*. A energia utilizada na partida do MCI é expressa pela integral da potência na bateria durante o intervalo de partida:

$$E_{p_Bat} = \int_0^{\Delta T_p} P_{bat}(t)dt \quad [J] \quad (4.6)$$

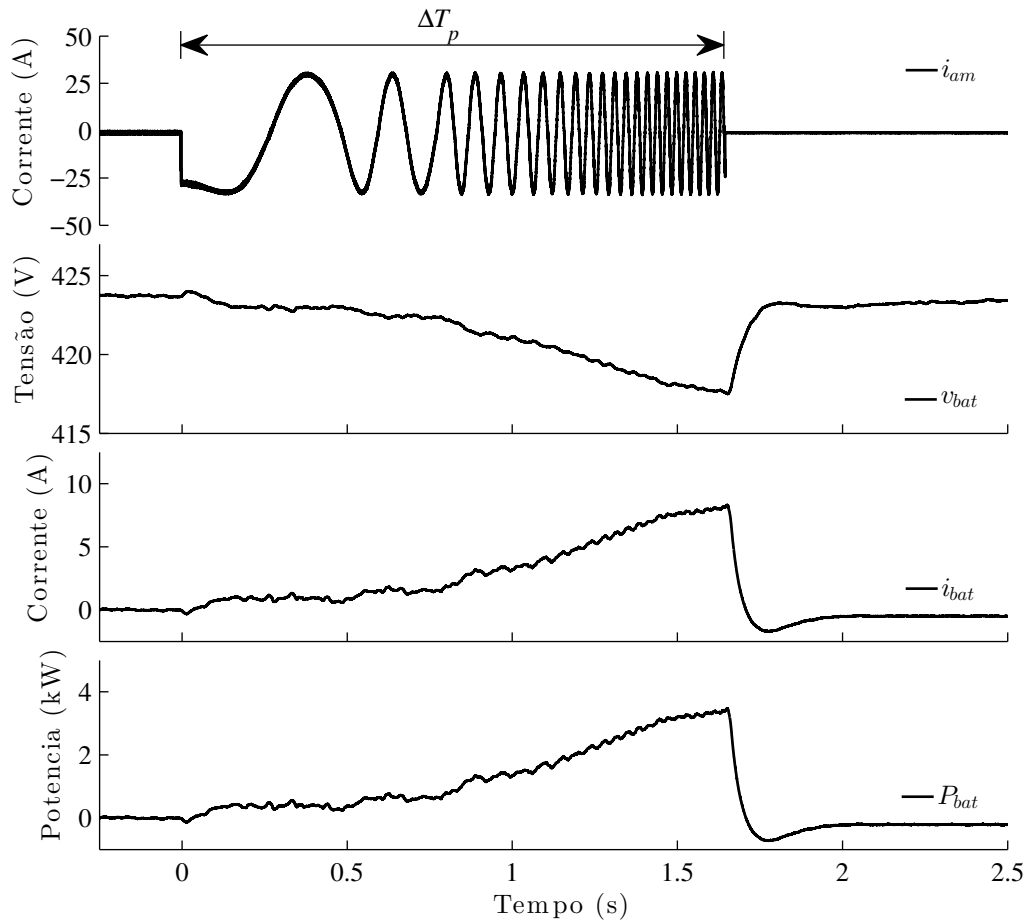
Na condição de temperatura inicial de 85°C , a energia utilizada na partida é de $E_{p_Bat} \approx 2048,6\text{J}=0,00057\text{kWh}$. Esta energia deverá ser obtida posteriormente através da combustão do Etanol. Assim considerando que esta energia seja obtida a partir do MCI operando na pior condição de consumo específico (BSFC = 1500g/kWh), então a quantidade de combustível equivalente é de $F_{p_Bat}=0,86$ g.

Já para uma temperatura inicial de 25°C a energia de partida é de $E_{p_Bat} \approx 2182,2\text{J}=0,00061$ kWh. E a quantidade de combustível equivalente para este caso é de $F_{p_Bat}=0,92$ g.

Ou seja, quanto menor a temperatura inicial do motor na partida, mais energia é necessária. Isto se deve principalmente ao maior atrito entre as partes móveis do motor, visto que o óleo possui maior viscosidade em temperaturas menores, e também a maior dificuldade de ignição do etanol em temperaturas menores. Nestas faixas de temperaturas, não há a necessidade de nenhum sistema de partida a frio, por exemplo, injeção de gasolina ou utilização de injetores aquecidos. Para temperaturas menores pode haver necessidade de tal sistema, porém o seu estudo está além do escopo deste trabalho.

Durante o processo de partida do MCI, além da energia do banco de baterias,

Figura 4.8 – Resultado experimental para a partida do MCI pelo PMSG. De cima para baixo: corrente na fase a do gerador (i_{am}), tensão na bateria (v_{bat}), corrente na bateria (i_{bat}) e potência na bateria (P_{bat}). Temperatura do motor durante a partida $T_{eng}=85^{\circ}\text{C}$.



Fonte: Autor.

utiliza-se também uma quantidade de combustível F_p . Na partida a 25°C utilizou-se um quantidade de $F_p=13\text{g}$ de combustível e para a temperatura de 85°C utilizou-se $F_p=9\text{g}$. Esta quantidade de combustível não produz energia na saída, visto que não se atingiu ainda a velocidade nominal de operação e o retificador não está aplicando torque de carga ao MCI. Desta forma, este combustível deve ser contabilizada como uma perda juntamente com a energia da bateria utilizada na partida E_{Bat_p} .

A quantidade de combustível total utilizado em cada partida do MCI é dado então por:

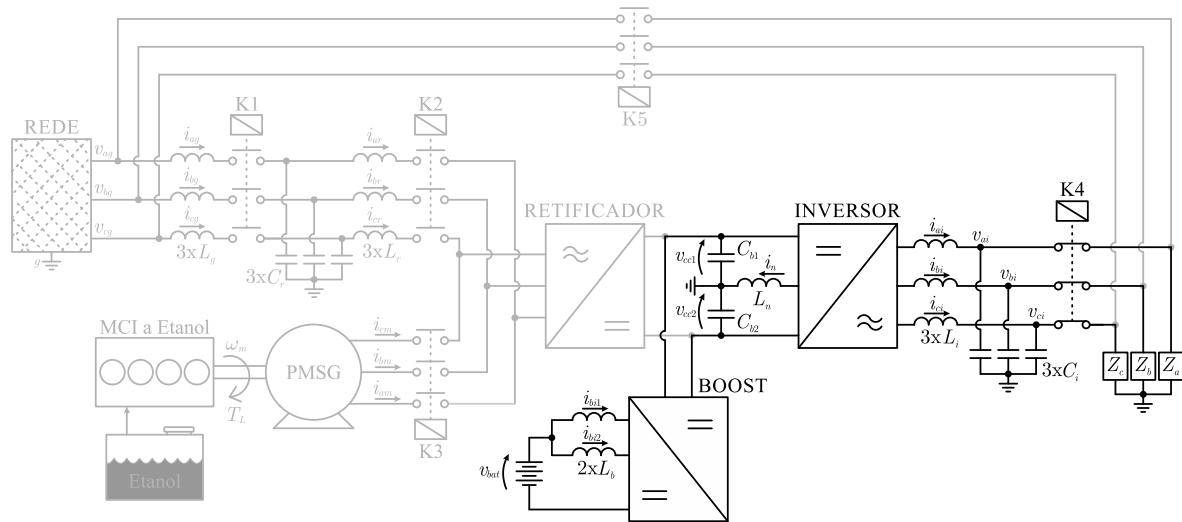
$$F_{p_Total} = F_p + F_{p_Bat} \quad [g] \quad (4.7)$$

Sendo para a temperatura de 25°C utilizado um total de $F_{p_Total}=13,92\text{g}$ de combustível.

4.3.2 Regime *Stop*

No regime *Stop* o inversor de saída alimenta a carga através da contactora $K4$ e o conversor *boost* controla o barramento CC a partir do banco de baterias. Já o retificador PWM é desconectado da rede através de $K1$ e $K2$, e também está desconectado do PMSG através da contactora $K3$, como mostrado na Figura 4.9.

Figura 4.9 – Modo autônomo de operação em regime *stop*.



Fonte: Autor.

No regime *Stop*, o MCI está parado e também aguardando a decisão dos critérios de operação em regime *start-stop*. Os critérios para definir a entrada em regime *stop* (Saída do regime *Start*) são dados por:

- Potência de saída menor que a potência de saída de operação pré-definida P_{cut_off} , isto é, $P_{inv} < P_{cut_off}$.
- e
- Estado de carga da bateria maior do que o estado de carga pré-definido para saída de operação SOC_{cut_off} , isto é, $SOC > SOC_{cut_off}$.

Desta forma, quando a potência de saída for muito baixa (MCI operando com alto BSFC) e a bateria possuir um estado de carga favorável, então o MCI é desligado.

Para evitar que o MCI seja ligado/desligado varias vezes de forma indesejada quando a potência do inversor oscilar próximo aos valores de comparação de potência, uma histerese de pelo menos 1 kW é utilizada, ou seja $P_{cut_in} - P_{cut_off} = 1\text{kW}$.

Os critérios para entrada em regime *stop* estão sumarizados na forma de fluxograma na Figura 4.11.

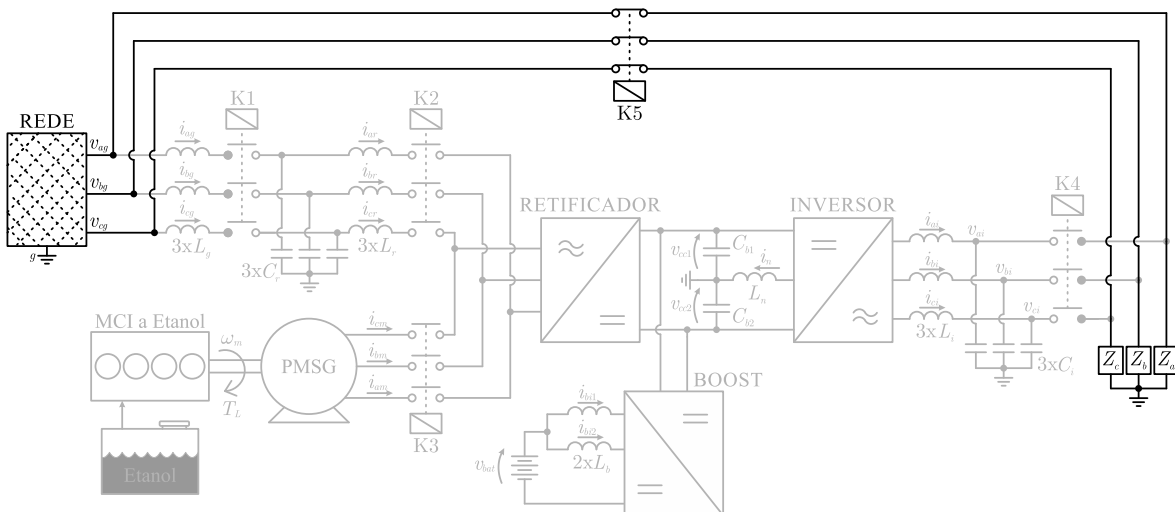
4.4 MODO BYPASS

O último modo de operação é o modo *bypass*. Neste modo apenas a contadora $K5$ permanece fechada de forma que a carga seja alimentada pela rede elétrica de entrada, desta forma é possível realizar a manutenção programada da UPS, bem como durante uma falha dos conversores.

Este modo de operação só pode ser utilizado na presença de tensão na rede elétrica, bem como a carga é afetada diretamente pelos eventuais distúrbios da rede, tais como, desbalanços e harmônicos de tensão.

A Figura 4.10 apresenta a configuração da UPS híbrida durante a operação em *bypass*.

Figura 4.10 – Modo *bypass* - Conversor e MCI desligado, carga sendo alimentada pela rede através da contadora $K5$ - Manutenção do sistema.



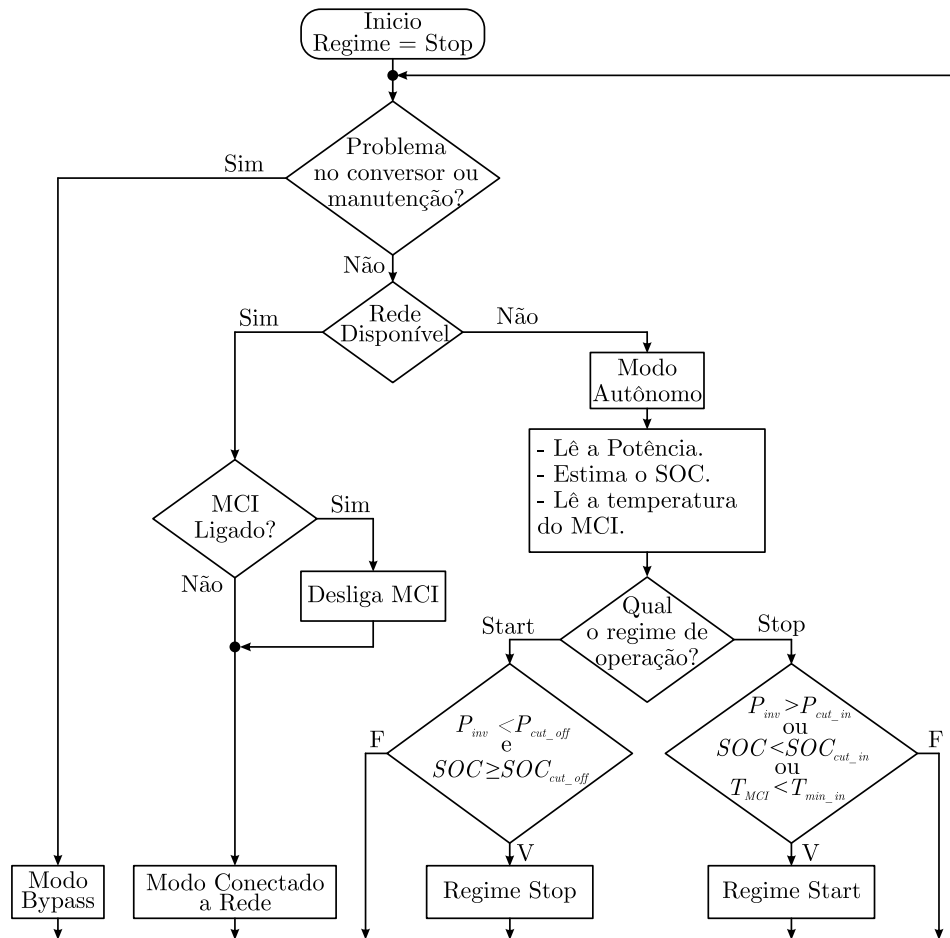
Fonte: Autor.

A Figura 4.11 resume os critérios utilizados para realizar a troca entre modos de operação da UPS híbrida proposta.

4.5 QUANTIFICAÇÃO DO REGIME *START-STOP*

Até aqui foram apresentados as configurações e os modos de operação da UPS híbrida proposta. Nesta seção será apresentado a quantificação da melhoria do consumo específico durante a operação em regime *start-stop*.

O princípio básico de operação em regime *start-stop* é mostrado na Figura 4.12, onde um ciclo completo é mostrado. No início do regime *start*, o estado de carga da bateria encontra-se no mínimo (SOC_{cut_in}), neste momento o MCI é ligado alimentando

Figura 4.11 – Fluxograma para determinar a transição entre os modos *Start* e *Stop*.

Fonte: Autor.

a carga e carregando a bateria. Este ciclo dura o intervalo de tempo Δt_c , suficiente para realizar a carga da bateria até 100%, ou seja $SOC_{cut_off}=1$. Como em todo o ciclo *start-stop* a bateria volta a ser totalmente carregada, então a diferença entre a bateria totalmente carregada e o seu estado de carga mínimo é definido como profundidade de descarga $DOD_{SS} = SOC_{cut_off} - SOC_{cut_in} = 1 - SOC_{cut_in}$. A duração do regime *start* pode ser definido em função do *DOD* como:

$$\Delta t_c = \frac{DOD_{SS} C_{bat}^1}{I_{blk} \eta_{bat}} \quad (4.8)$$

onde, $I_{blk}=4,5$ A é a corrente de carga da bateria, ou seja o tempo de carga da bateria é fixo.

O consumo de combustível durante este intervalo de tempo ($FC(\Delta t_c)$) é dado pela integral da potência neste intervalo vezes o consumo específico nesta potência. Durante este intervalo a potência vista pelo MCI é dada pela soma da potência do inversor e da potência de carga da bateria $P'_{MCI}=P_{inv}+\bar{P}_{carga}$, onde $\bar{P}_{carga} = \bar{V}_{bat} I_{blk} \approx 2kW$ é a potência média injetada na bateria durante a carga e \bar{V}_{bat} corresponde a tensão média

durante a carga da bateria. A velocidade de referência neste período é dada $n_v^*(P'_{MCI}(t))$, assim:

$$FC(\Delta t_c) = \int_0^{\Delta t_c} P'_{MCI}(t) BSFC(n_v^*(P'_{MCI}(t)), P'_{MCI}(t)) dt \quad (4.9)$$

Já no regime *stop*, o MCI encontra-se desligado e o seu consumo de combustível é zero, ou seja $FC(\Delta t_d)=0$. Este o intervalo de tempo do regime *stop* é definido pelo tempo de descarga da bateria, o qual depende da intensidade da potência de saída, o qual é dado por:

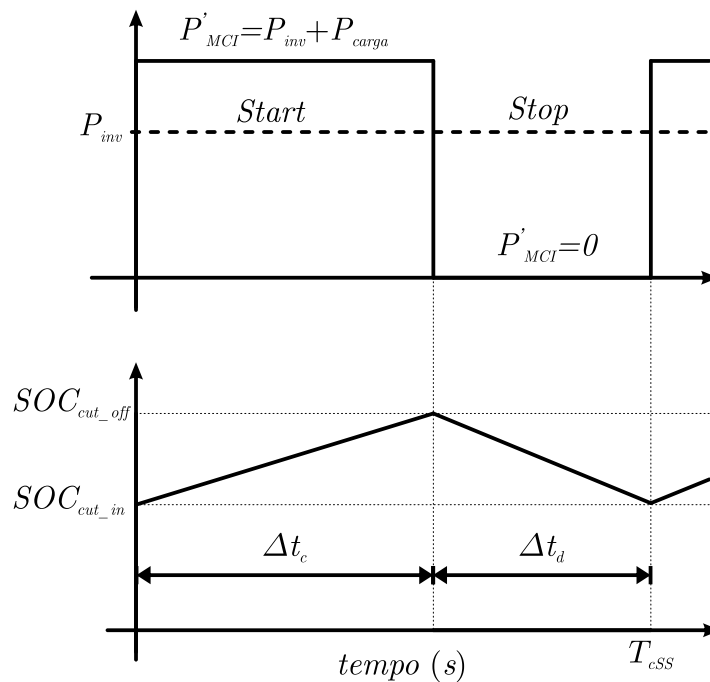
$$\Delta t_d(P_{inv}) = \frac{DOD_{SS} C_{bat}^1 \eta_{bat} \bar{V}_{Bat}}{P_{inv}} \quad (4.10)$$

Assim o consumo específico em função da potência do inversor pode ser calculada através da equação baixo:

$$BSFC_{SS}(P_{inv}) = \frac{FC(\Delta t_c)}{P_{inv}(\Delta t_c + \Delta t_d)} + f_{SS} \frac{F_{p_Total}}{P_{inv}} \quad (4.11)$$

onde: o numerador do primeiro termo corresponde ao combustível consumido durante um ciclo *start-stop*, já o seu denominador corresponde a energia produzida durante todo o ciclo ($\Delta t_c + \Delta t_d$). Já o segundo termo contabiliza a quantidade de combustível consumida durante a partida do MCI, o qual é dado pela frequência de partidas do MCI por hora (f_{SS}) vezes a quantidade de combustível consumida por partida (F_{p_Total}), o qual é dividida pela

Figura 4.12 – Representação de um ciclo do regime *Start-stop*.



potência produzida em uma hora. Onde f_{SS} é definida por:

$$f_{SS} = \frac{3600}{(\Delta t_c + \Delta t_d)} \left[\frac{\text{partidas}}{\text{hora}} \right] \quad (4.12)$$

Substituindo-se 4.9 e 4.12 em 4.11, e considerando que todos os termos da integral 4.9 são constantes, tem-se:

$$BSFC_{SS}(P_{inv}) = \frac{P'_{MCI} BSFC(n_v^*(P'_{MCI}), P'_{MCI}) \Delta t_c}{P_{inv} (\Delta t_c + \Delta t_d)} + \frac{3600}{(\Delta t_c + \Delta t_d)} \frac{F_{p_Total}}{P_{inv}} \quad (4.13)$$

Para verificar a equação 4.13 segue abaixo a análise dimensional da equação:

$$BSFC_{SS} = kW \frac{g}{kWh} \frac{1}{kW} + \frac{\text{partida}}{h} \frac{g}{\text{partida}} \frac{1}{kW} = \left[\frac{g}{kWh} \right] \quad (4.14)$$

A Figura 4.13 mostra a comparação entre o consumo específico para operação em velocidade fixa, com a operação em velocidade variável, e com a operação em regime *start-stop* com diferentes eficiências de baterias, considerando uma profundidade de descarga de 4%.

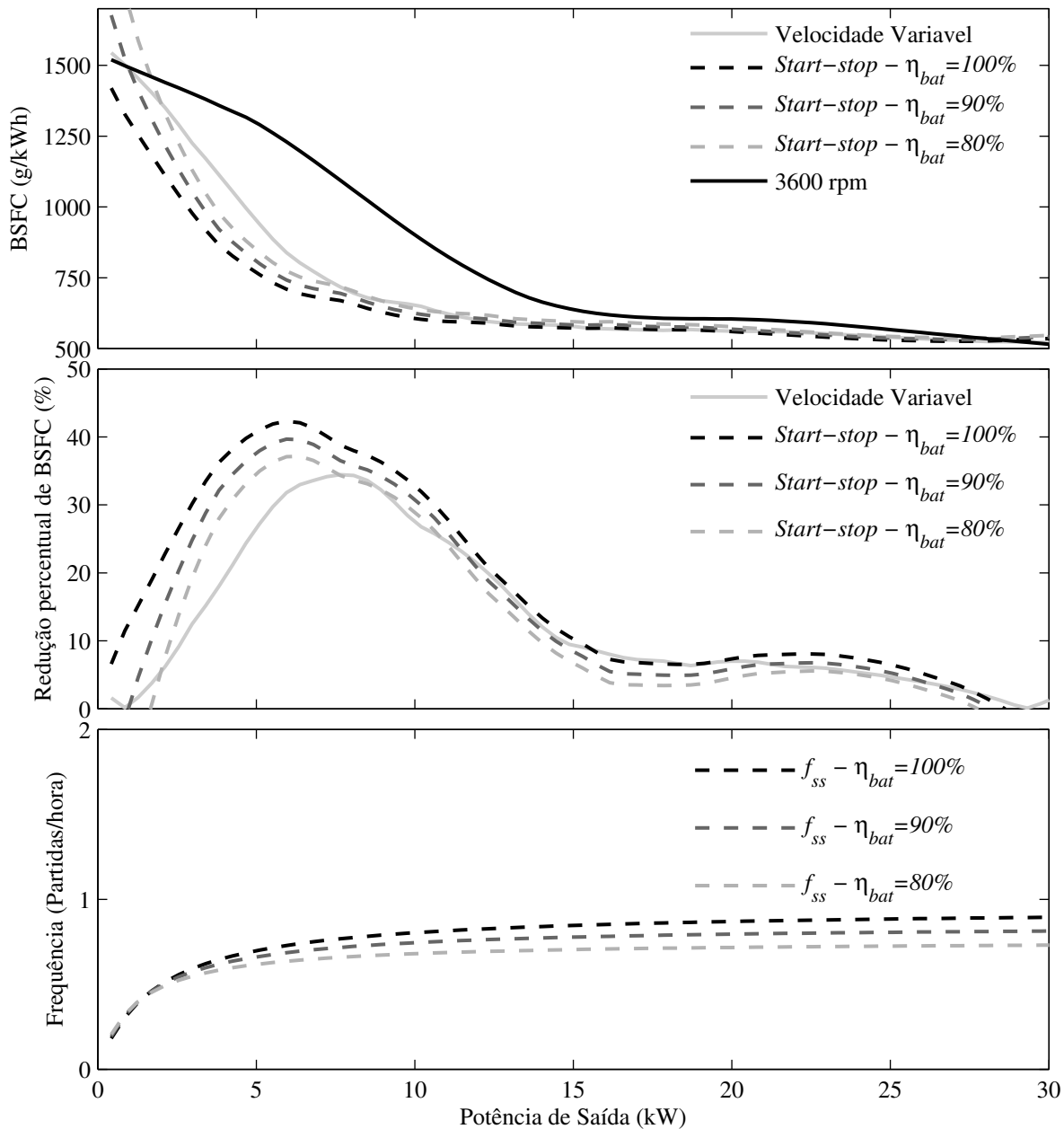
Pode ser visto que para potências maiores não é vantajoso operar em regime *start-stop*, visto que a bateria é descarregada muito rapidamente, e o MCI permanece pouco tempo desligado “economizando” combustível. E quando o MCI está ligado em potências mais elevadas a curva de BSFC é praticamente plana, e como a potência utilizada na carga da bateria é muito pequena $\bar{P}_{bat} \approx 2kW$ não há vantagem em se trabalhar em um ponto de operação 2 kW mais a direita do gráfico. Já para potências menores a curva de BSFC possui uma maior inclinação e a potência de saída é baixa, logo torna-se vantajoso desligar o motor e torná-lo a ligá-lo com uma potência maior.

Com relação frequência de operação do *start-stop* (f_{SS}), pode-se verificar que a frequência de operação aumenta com a potência, visto que quanto maior a potência, mais rápido a bateria se descarrega, porém isto acontece até certo limite. Isto se deve ao fato que em potências maiores o descarregamento da bateria é rápido, porém a carga é lenta e possui um tempo fixo, então a bateria passa maior parte do tempo recebendo potência do que entregando.

A frequência de operação do *start-stop* é significativamente afetada pela profundidade de DOD_{SS} . Visto que com a utilização de um DOD_{SS} menor, a bateria é carregada e descarregada mais rapidamente. Já com um DOD_{SS} maior, mais tempo será demandado para carregar e descarregar o banco de baterias. Isto pode ser verificado através do gráfico 4.14, o qual relaciona a frequência do *start-stop* com o DOD_{SS} .

O impacto da profundidade de descarga (DOD_{SS}) no consumo específico também foi estudado, visto que quanto menor o DOD_{SS} , maior o número de partidas e maior a quantidade de combustível gasto nas partidas. Este estudo revelou que o DOD_{SS} possui

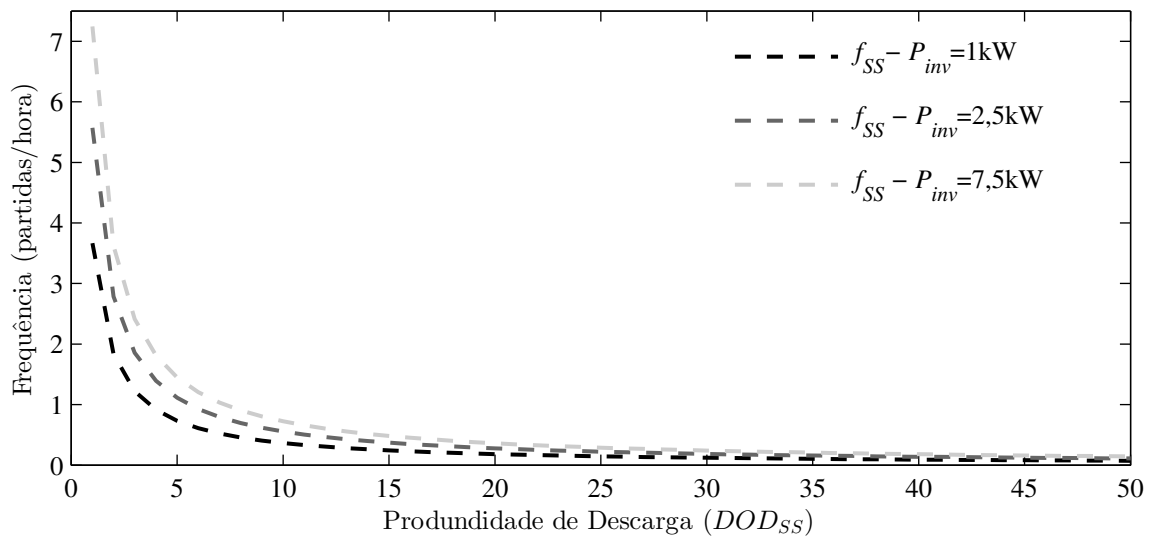
Figura 4.13 – Comparação de melhoria de BSFC em função da potência para operação em velocidade variável, velocidade constante de 3600rpm, e em regime *start-stop* para diferentes eficiências da bateria η_{bat} , além da frequência de partidas do MCI para o regime *start-stop*. Profundidade de descarga de $DOD_{SS}=10\%$.



Fonte: Autor.

um impacto muito pequeno no consumo específico, menor do que 1% na faixa apresentada na Figura 4.14, e desta forma não foi apresentada. Isto se deve ao fato que a quantidade combustível utilizada na partida é muito pequena se comparado a quantidade de combustível utilizado enquanto o MCI está ligado. Porém a profundidade de descarga afeta o número de ciclos carga/descarga até a provável falha da bateria, como será analisado a seguir.

Figura 4.14 – Frequência de partidas do MCI (f_{SS}) em função da profundidade de descarga DOD para várias potências, considerando um eficiência da bateria de 90%.

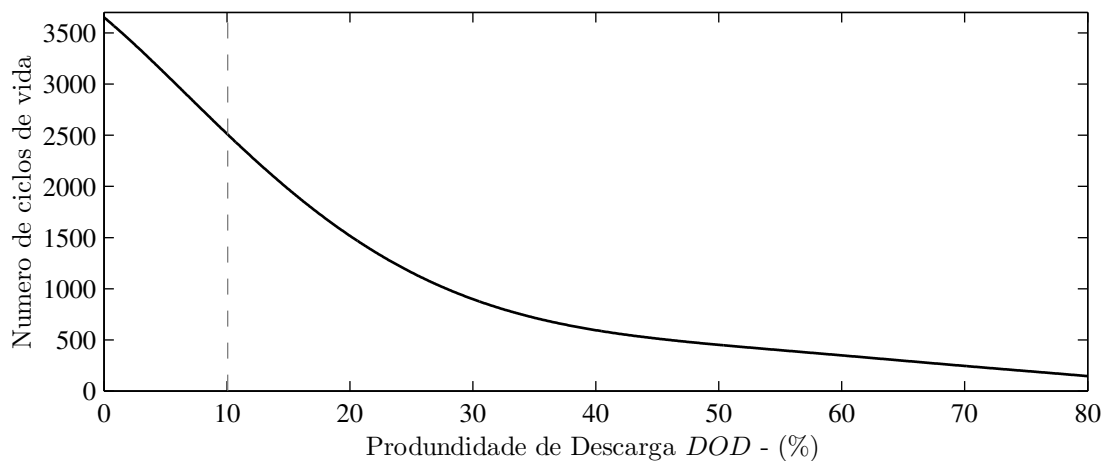


Fonte: Autor.

4.5.0.1 Estimação da vida útil da bateria

A estimativa da vida útil L_{sp} é um fator importante para a determinação do custo total da UPS dentro de um intervalo de tempo, geralmente na faixa de anos. A maioria dos fabricantes fornece a curva que relaciona a profundidade de descarga com o número de ciclos até a provável falha da bateria ($NCF(DOD)$). A Figura 4.15 apresenta esta curva para a bateria utilizada neste trabalho.

Figura 4.15 – Número de Ciclos até a falha (NCF) da bateria em função da profundidade de descarga. Valores interpolados para $0 < DOD < 10\%$.



Fonte: (JOHNSON, 2008).

A bateria utilizada é do tipo AGM (manta de fibra de vidro absorvente, do inglês *Absorbent Glass Mat*) o qual possui como característica principal a absorção total da solução ácida (eletrólito) em seus separadores. Com isso, a bateria não derrama líquido, não sulfata e não degrada como ocorre na bateria inundada. O separador AGM mantém o eletrólito em suspensão, mantendo-o em contato constante com o material ativo nas placas. Isto resulta numa maior eficiência quando ambas descarregam e recarregam proporcionando mais durabilidade que as baterias convencionais (JOHNSON, 2008). Este tipo de bateria também é muito utilizado em sistemas *Start-stop* veiculares.

A tabela abaixo apresenta as principais características da bateria utilizada:

Tabela 4.1 – Parâmetros da bateria utilizada no trabalho.

Marca	Heliar
Fabricante	Johnson Controls
Modelo	DF700 - Estacionária
Capacidade	45 Ah @ C20
Tipo \ Tecnologia	Chumbo ácido \ AGM
Tensão de flutuação	13,2 a 13,8 V @ 25°C
Tensão de equalização e carga	14,4 a 15,5 V @ 25°C

Fonte: (JOHNSON, 2008).

Com base na informação do gráfico 4.15 e considerando a frequência de operação do regime *start-stop* (f_{SS}) em função do *DOD*, mostrado na Figura 4.14, é possível encontrar a vida útil da bateria L_{sp} em função do *DOD*, dado por:

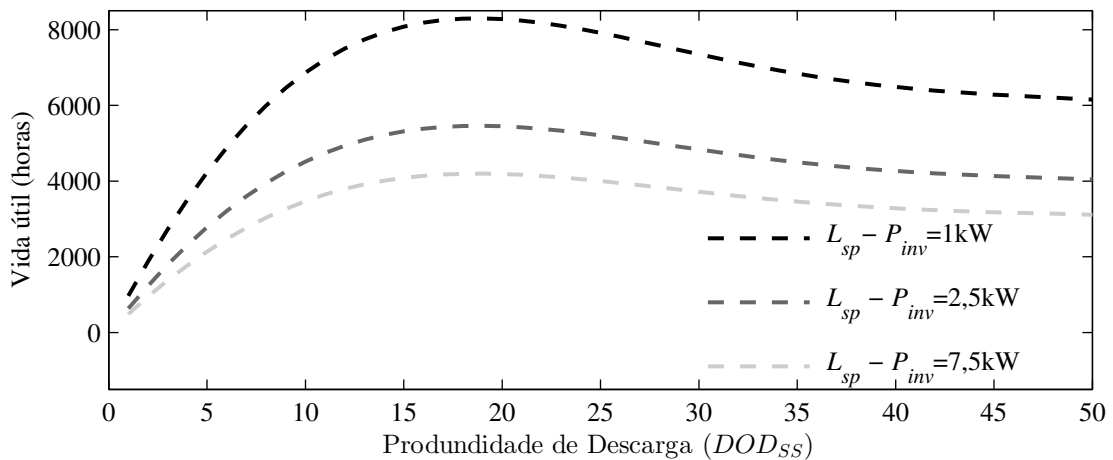
$$L_{sp} = \frac{NCF}{f_{SS}} \quad [horas] \quad (4.15)$$

A Figura 4.16 mostra a vida útil (L_{sp}) do banco de baterias em função da profundidade de descarga para várias potências.

Pode-se verificar que a vida útil da bateria apresenta um valor máximo próximo a $DOD=20\%$. Ou seja, se for desejado que a vida útil da bateria seja maximizada, então deve-se utilizar um *DOD* de 20%. Porém, valores de *DOD* próximos a 20% fazem com que o MCI fique muito tempo desligado, ou seja o critério de temperatura pode ser atingido e o motor venha a ligar inevitavelmente. No entanto, como mostrado anteriormente o *DOD* não afeta significativamente o consumo específico, logo este parâmetro pode ser escolhido dentro de uma certa faixa. Como limitante superior é escolhido um $DOD_{max}=20\%$ o qual maximiza a vida útil da bateria. Agora observando a curva 4.14 observa-se que para uma profundidade de descarga menor do que 5% a frequência de partidas aumenta consideravelmente, assim define um limitante inferior de $DOD_{min}=5\%$.

A seguir são apresentadas comparações através de simulações em diferentes ciclos de carga para a UPS operando no modo autônomo.

Figura 4.16 – Vida útil (L_{sp}) em horas em função da profundidade de descarga para várias potências, considerando uma eficiência da bateria de $\eta_{bat} = 90\%$.



Fonte: Autor.

4.6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA OPERAÇÃO NO MODO AUTÔNOMO

Para se avaliar o real impacto das técnicas apresentadas deve-se avaliar o consumo de combustível sob determinado perfil de carga durante um determinado intervalo de tempo. Para se calcular o consumo de combustível, as curvas de BSFC da Figura 4.13 devem ser ponderadas pela carga de saída e integradas no tempo. Como mostrado na equação abaixo:

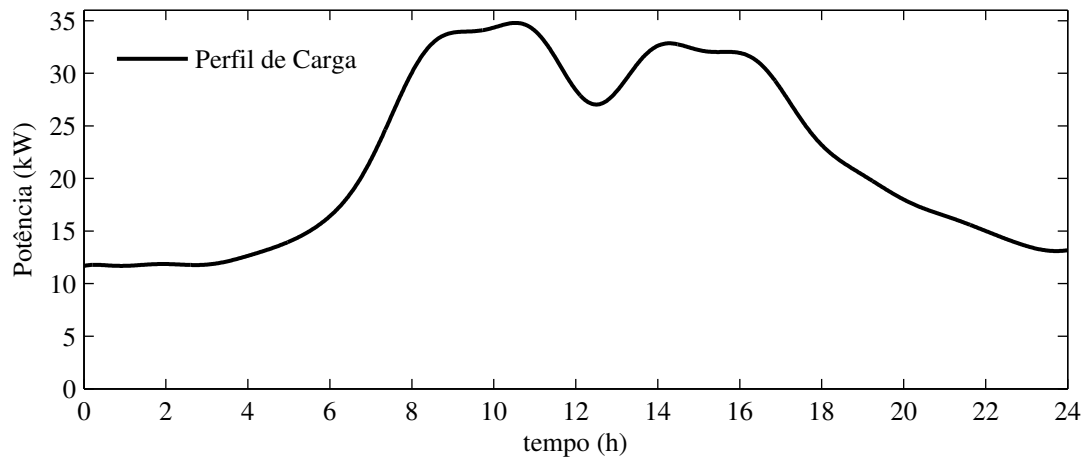
$$OSFC(t) = \int_0^t P_{inv}(t) BSFC(n, P_{inv}(t)) dt \quad (4.16)$$

O perfil de carga escolhido para comparação representa o consumo diário típico de uma indústria (ANEEL, 2010), o qual é escalonado para a potência de pico da UPS (35kW), como mostrado na Figura 4.17.

Para avaliar o consumo de combustível da UPS híbrida o perfil de carga acima é aplicado à UPS durante a operação no modo autônomo, ou seja, desconectado da rede elétrica. Como a potência varia lentamente e para simplificar a simulação as potências de entrada e saída de regime *start-stop* são definidas como $P_{cut_in} = P_{cut_off} = 7kW$, a profundidade de descarga é definida em $DOD_{SS} = 10\%$, ou seja $SOC_{cut_in} = 0,9$ e $SOC_{cut_off} = 1$.

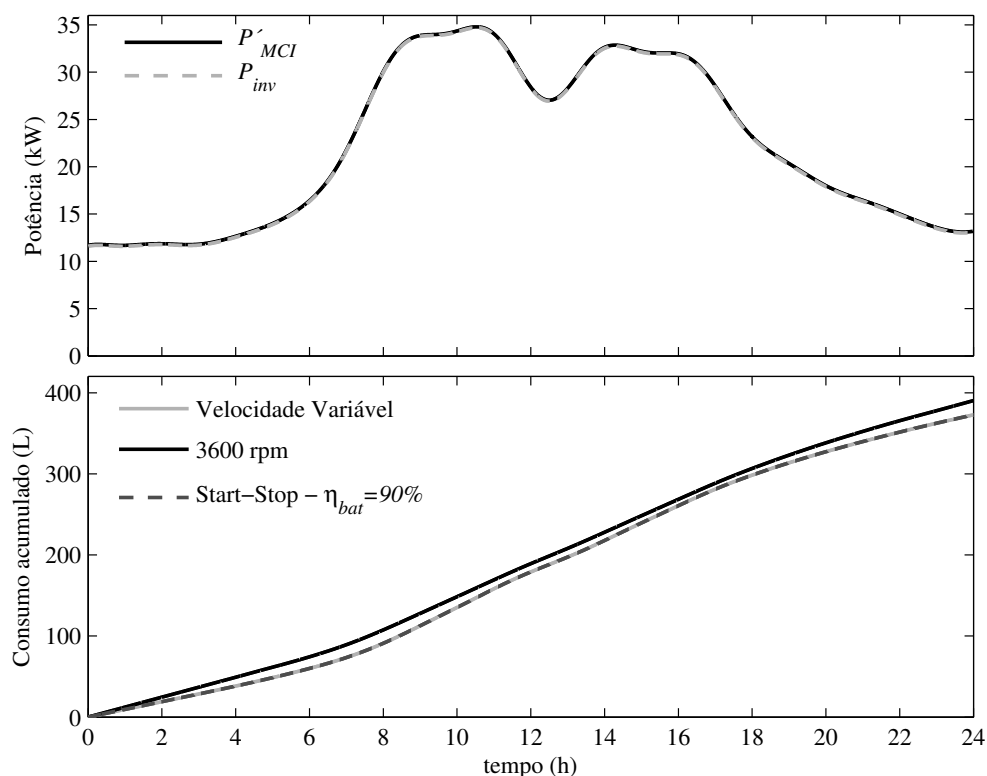
A Figura 4.18 mostra o perfil de carga aplicado a UPS durante 24 horas diárias. O consumo diário para o perfil de carga da Figura 4.18 operando em velocidade fixa de 3600 rpm é de 390,3 litros de etanol e para operação em velocidade variável é de 372.76 litros. Como a potência é superior a $P_{cut_off} = 7kW$ o MCI não entrou em regime *start-stop* logo o consumo com operação híbrida foi o mesmo do que operando em velocidade variável. A

Figura 4.17 – Perfil de carga industrial típico durante as 24h diárias.



Fonte: (ANEEL, 2010).

Figura 4.18 – Comparação de consumo de combustível acumulado em 24 horas de operação para o perfil de carga apresentado na Figura 4.17.



Fonte: Autor.

operação em velocidade variável obteve um economia de 4,5% neste ciclo de carga.

Além disso, é considerado que no início da simulação a bateria está totalmente carregada e assim se mantém.

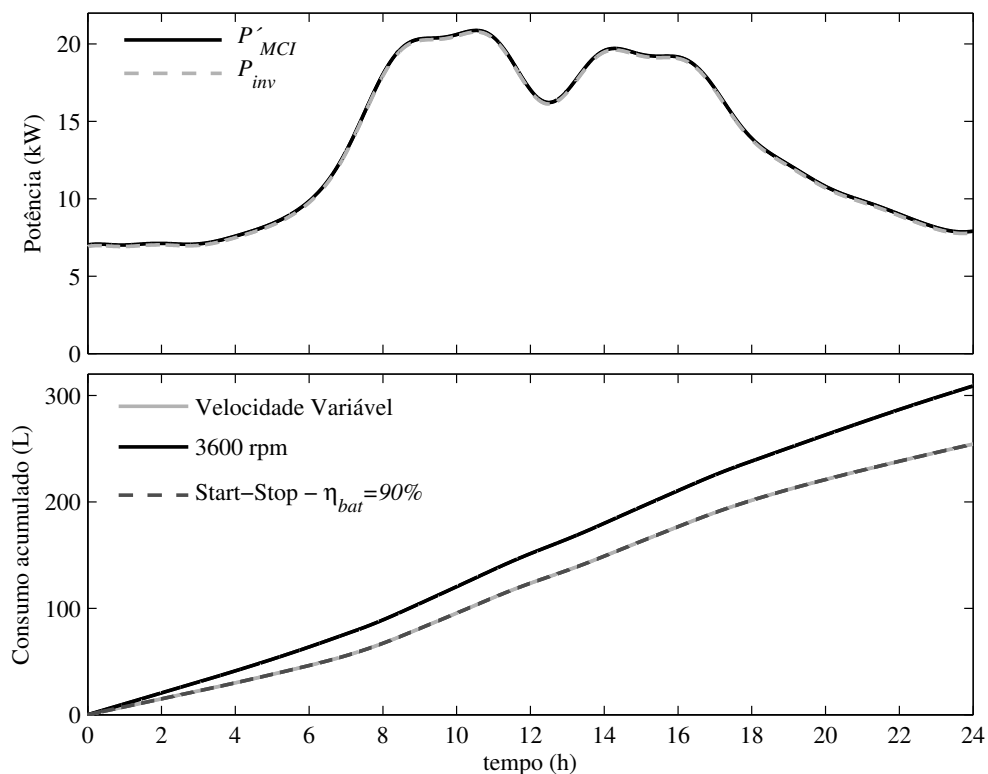
Em seguida aplicou-se um perfil de carga equivalente a 60% do perfil de carga

original, como mostrado na Figura 4.19. O consumo diário para o perfil de carga da Figura 4.19 operando em velocidade fixa de 3600 rpm é de 308,9 litros de etanol e para operação em velocidade variável e é de 254,3 litros. Neste caso a potência ainda é superior a $P_{cut_off} = 7kW$ e o MCI não entrou em regime *start-stop*, logo o consumo com operação híbrida foi o mesmo em relação a operação em velocidade variável. Neste ciclo de carga, como houve uma redução na potência obteve-se uma economia de combustível de 17,7% em relação a operação em velocidade fixa de 3600rpm.

Ainda, para avaliar o comportamento em cargas menores aplicou-se um perfil de carga equivalente a 20% do perfil de carga original, como mostrado na Figura 4.20.

O consumo diário para o perfil de carga da Figura 4.20 operando em velocidade fixa de 3600 rpm é de 173,05 litros de etanol. Já a operação em velocidade variável e é de 134,22 litros, e em regime *start-stop* é de 125,65 litros. Neste ciclo de carga a potência da saída é inferior a $P_{cut_off} = 7kW$ e o MCI opera em regime *star-stop* em determinados momentos. A operação em velocidade variável obteve uma redução no consumo de combustível de 22,4 % e a operação em regime *start-stop* obteve uma redução de 27,4%.

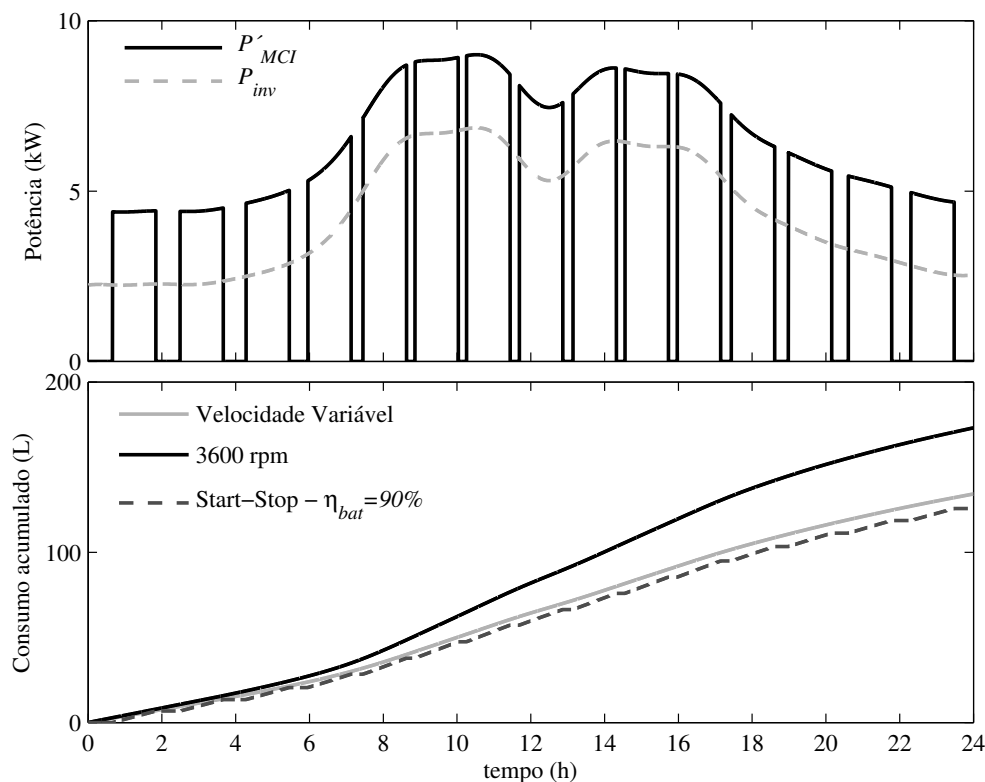
Figura 4.19 – Comparação de consumo de combustível acumulado em 24 horas de operação para um perfil de carga de 60% em relação ao apresentado na Figura 4.17.



Fonte: Autor.

Como pode ser verificado pelos resultados de simulação, os melhores ganhos em relação a economia de combustível ocorrem para cargas maiores. Principalmente para o regime *start-stop*, o qual possui um ganho superior para potências inferiores a 7 kW. A

Figura 4.20 – Comparação de consumo de combustível acumulado em 24 horas de operação para um perfil de carga de 20% em relação ao apresentado na Figura 4.17.



Fonte: Autor.

seguir são apresentados resultados experimentais para a comutação entre o modo conectado a rede e o modo autônomo, bem como a operação no modo autônomo em regime *start-stop*.

4.7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A operação no modo conectado a rede ou no modo autônomo é decidida pela falta da rede o qual é detectada pelo algoritmo apresentado em 4.3, o qual esta inserido no fluxograma apresentado na Figura 4.11, que por sua vez, determina de forma geral o funcionamento e troca de modos de operação.

Para validar a estratégia de gerenciamento e troca de modos de operação, a UPS é acionada no modo conectado a rede de forma a alimentar uma carga de saída de 10 kW. Em seguida a rede é removida através da abertura de um disjuntor. A Figura 4.21 apresenta o comportamento das correntes do sistema durante este transitório.

Primeiramente ao seccionar a rede o algoritmo de detecção da queda da rede é sensibilizado e o retificador é imediatamente inibido, a corrente da rede possui valor zero neste momento (i_{ag}). Em seguida o controle da tensão do barramento drena a corrente

necessária da bateria $i_{bat} \approx 30A$ para manter o barramento regulador. O retificador é conectado ao PMSG e o MCI é acionado pelo retificador com a corrente da bateria.

Após o MCI ganhar velocidade, um torque de referência é aplicado pela malha de controle de carga da bateria a fim de manter a corrente de carga em seu valor nominal ($i_{bat}^{**} = -4,5A$). A corrente da carga (i_{ao}) permanece inalterada durante este intervalo. O tempo entre a detecção da falta da rede até o gerador assumir a carga de saída é de aproximadamente 5 segundos.

A Figura 4.22 mostra a reconexão com a rede a qual é simulada com o religamento do disjuntor aberto no ensaio anterior. Ao detectar a presença da rede o retificador é inibido e desconectado do PMSG. Já a corrente da bateria assume a carga de saída enquanto o retificador é conectado a rede.

Observando as correntes da rede, pode-se visualizar um transitório de corrente nos indutores do filtro LCL durante a reconexão, visto que o barramento CC está em seu valor máximo e os indutores estão descarregados, este transitório é propagado até a corrente da bateria. Em seguida uma corrente é drenada do retificador pela malha de controle de carga da bateria a fim de manter a corrente de carga em seu valor nominal ($i_{bat}^{**} = -4,5A$).

A corrente da carga (i_{ao}) permanece inalterada durante este intervalo. O tempo entre a detecção da presença da rede até o retificador assumir a carga de saída é de aproximadamente 3 segundos.

Figura 4.21 – Resultado experimental: Detecção da falha da rede e troca do modo conectado à rede para o modo autônomo em regime *start* para uma potência de saída de 10 kW. De cima para baixo: Corrente da bateria (i_{bat}), 25A/div. Corrente de linha do gerador (i_{am}), 50A/div. Corrente de fase da rede (i_{ag}), 50A/div. Corrente de saída (i_{ao}), 50A/div. Escala de tempo: 2s/div.

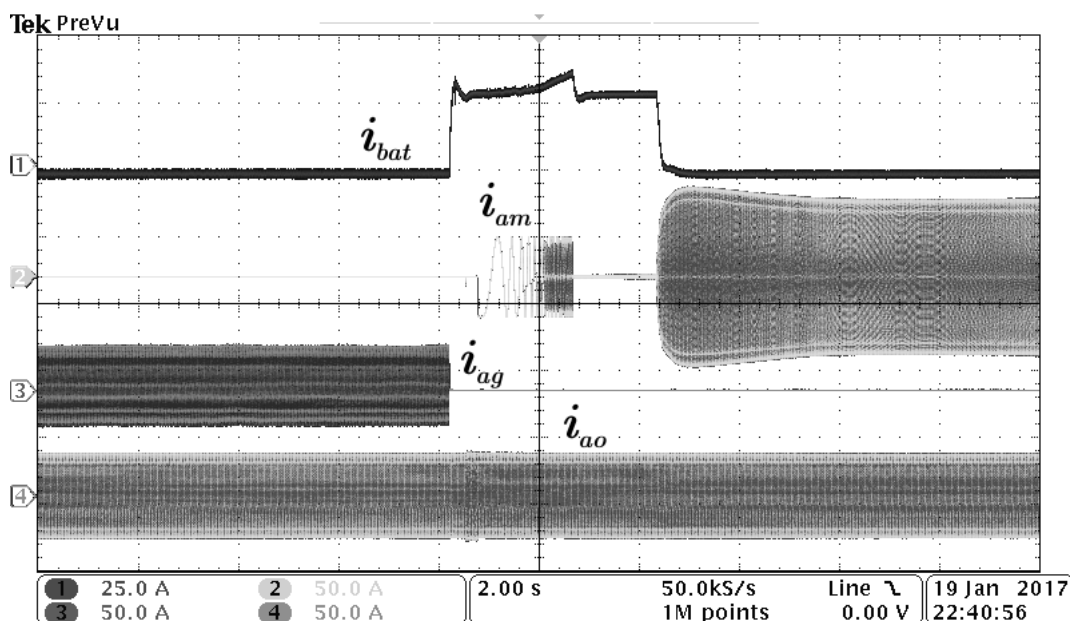
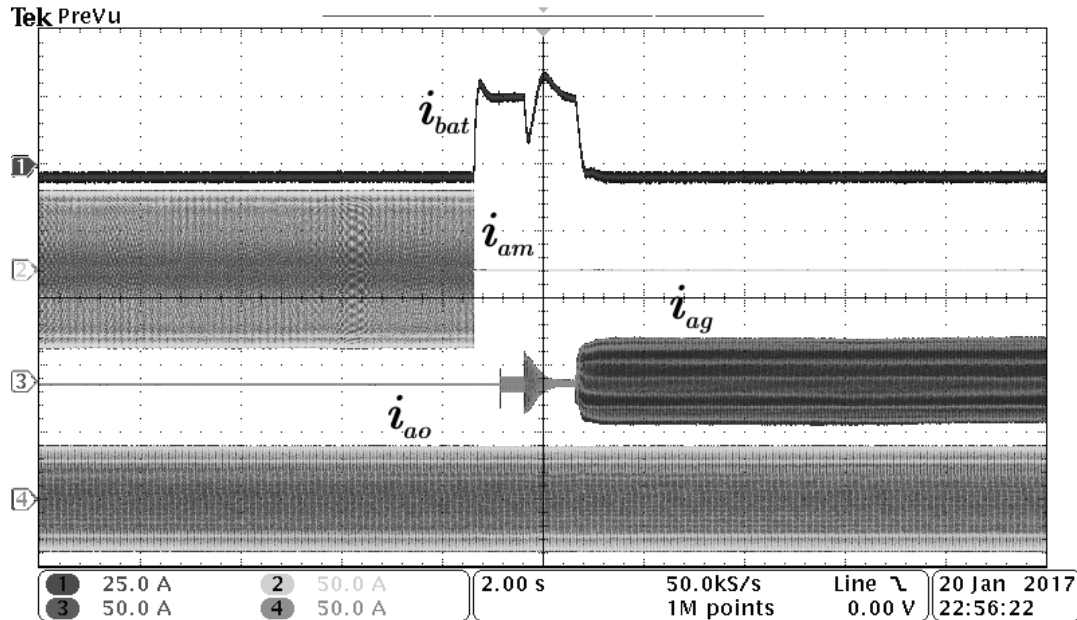


Figura 4.22 – Resultado experimental: Detecção da presença da rede e troca do modo autônomo em regime *start* para o modo conectado à rede para uma potência de saída de 10 kW. De cima para baixo: Corrente da bateria (i_{bat}), 25A/div. Corrente de linha do gerador (i_{am}), 50A/div. Corrente de fase da rede (i_{ag}), 50A/div. Corrente de saída (i_{ao}), 50A/div. Escala de tempo: 2s/div.



Fonte: Autor.

Para validar a operação em regime *start-stop*, dois ensaios foram realizados, sendo o primeiro para uma potência de 7,5 kW, Figura 4.23, e o segundo para um potência de 5 kW, Figura 4.24. Os dados deste ensaio foram coletados salvando-se o conteúdo da memória do DSP (Processador Digital de Sinais). Os dados foram salvos a uma taxa de 1 amostra por segundo durante um intervalo de 5700s=1h35min, este é valor máximo de memória disponível no DSP para armazenamento de dados de ensaios.

Como o intervalo de tempo disponível é relativamente pequeno, então a frequência do regime *start-stop* foi aumentada através da definição da profundidade de descarga em $DOD_{SS}=4\%$, desta forma mais eventos de partida do MCI são capturadas. Além disso, define-se $P_{cut_in}=P_{cut_of}=10\text{kW}$, desta forma o sistema opera sempre em regime *start-stop*. A temperatura mínima no qual o motor deve entrar em modo *start* é definida em $T_{min}=75^{\circ}\text{C}$, a qual não foi atingida durante o ensaio.

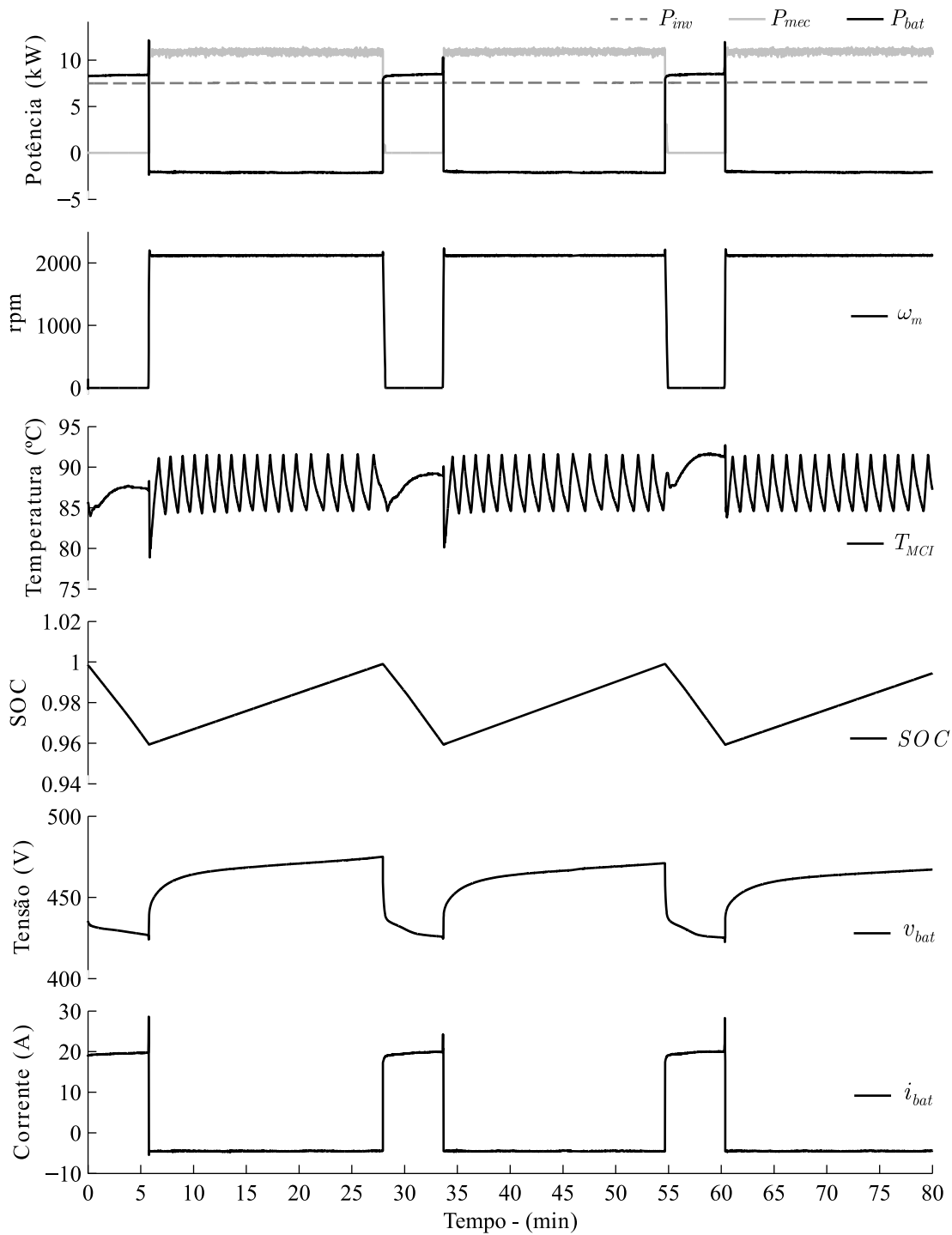
Em ambos os ensaios das Figuras 4.23 e 4.24 são apresentados na primeira parte do gráfico as potências de saída (P_{inv}), potência mecânica no eixo P_{mec} calculada pela velocidade multiplicado pelo torque do torquímetro. Na segunda parte é apresentada a velocidade do MCI $\omega_m \approx 2100\text{rpm}$, visto que a potência é semelhante. Na terceira parte do gráfico é apresentada a temperatura do MCI (T_{MCI}). Na quarta parte do gráfico é mostrada o estado de carga (*SOC*). E na quinta parte é mostrado a tensão da bateria (v_{bat}) e por último a corrente da bateria (i_{bat}).

Durante a operação do MCI as baterias estão sendo recarregadas com $i_{bat}=-4,5A$, e a potência mecânica é dada pela soma da potência de saída com a potência de carga das baterias. A temperatura do MCI é controlada entre $85^{\circ}C$ e $92^{\circ}C$ pelo sistema de arrefecimento, o qual liga/desliga a ventoinha acoplada ao radiador do MCI.

Como pode ser visto nas figuras, no momento que o MCI é acionado a temperatura cai abruptamente visto que a maior perda de temperatura do MCI acontece no radiador o qual esta localizado a uma certa distância do sensor de temperatura. Quando o MCI é acionado esta água mais fria toca o sensor diminuindo a sua temperatura. Já quando o MCI é desligado temperatura sobe, pois a temperatura do bloco do motor, o qual esta na ordem de centenas de graus, é transmitida para água do sistema de arrefecimento o qual está próximo do sensor de temperatura.

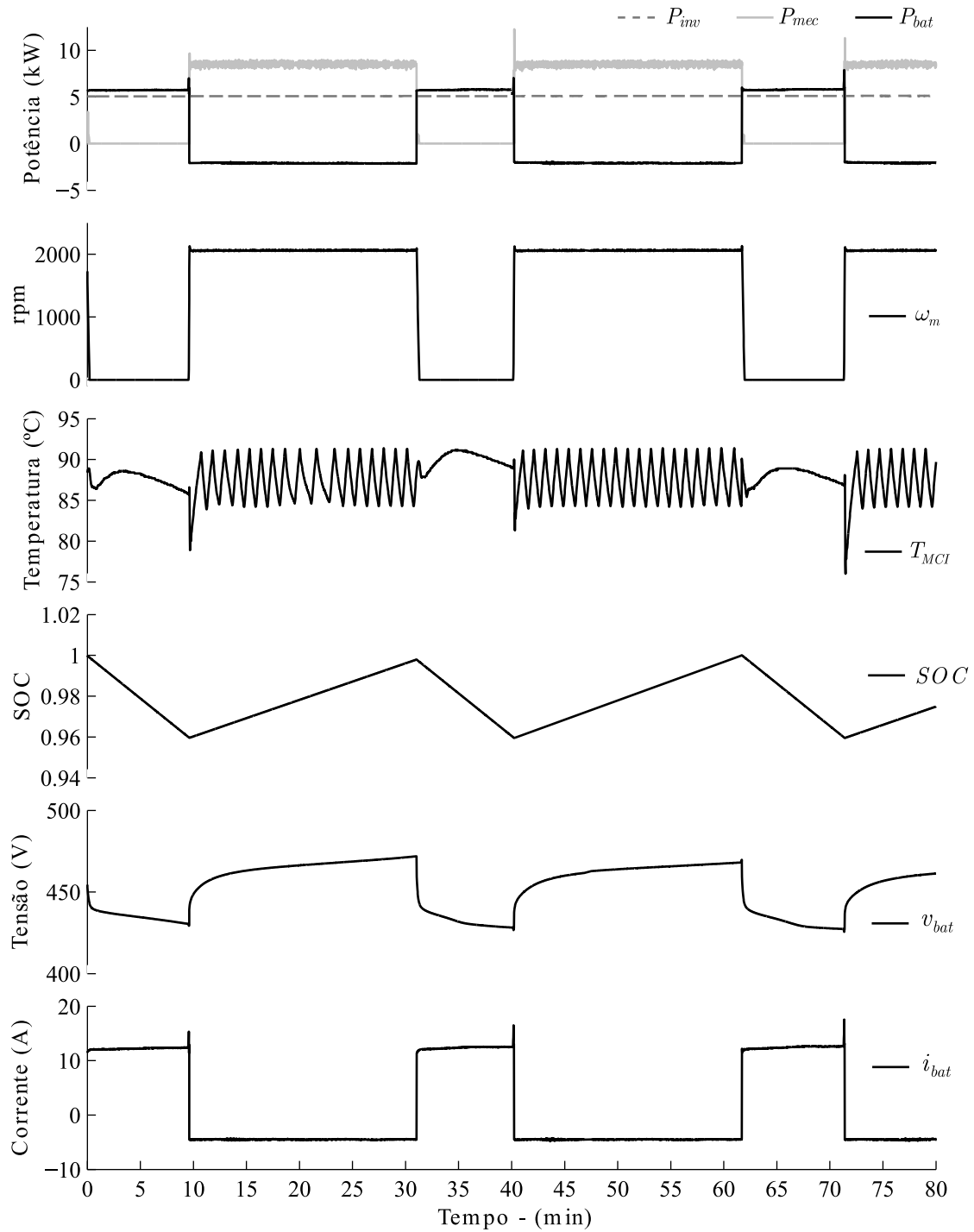
No primeiro ensaio com uma potência de $7,5kW$ a frequência de partida do MCI é de $2,22$ partidas/hora e para a potência de $5 kW$ a frequência de partida é de $1,9$ partidas/hora, o que está muito próximo ao previsto pelo gráfico da Figura 4.14.

Figura 4.23 – Resultado experimental para o sistema operando em regime *start-stop*, para uma potência de saída de 7,5 kW. $P_{cut_in}=P_{cut_off}=10\text{kW}$ e $DOD_{SS}=4\%$.



Fonte: Autor.

Figura 4.24 – Resultado experimental para o sistema operando em regime *start-stop*, para uma potência de saída de 5 kW. $P_{cut_in}=P_{cut_off}=10\text{kW}$ e $DOD_{SS}=4\%$.



Fonte: Autor.

4.8 CONCLUSÃO

Nesta seção do trabalho foram apresentados os aspectos relacionados às duas técnicas utilizadas para minimizar o consumo específico de combustível, sendo elas a operação em velocidade variável e a operação em regime *start-stop*.

Com relação a operação em velocidade variável, definiu-se a velocidade de referência que minimiza o consumo de combustível baseado nos ensaios de mapeamento do consumo específico, onde utilizou-se uma técnica *off-line* para determinação da velocidade que proporciona o consumo específico mínimo em função da potência de saída do inversor. A operação em velocidade variável apresentou redução no consumo específico em praticamente toda a faixa de operação, sendo a máxima redução de 32% para a potência 7,5 kW.

Já para a operação em regime *start-stop*, foram definidos os critérios para entrada e saída de operação do MCI, baseado em critérios de potência gerada e estado de carga da bateria. Verificou-se que a operação em regime *start-stop* obteve um melhor resultado para potências baixas, ou seja, menores do que 7,5 kW. Nesta faixa de operação a redução de BSFC foi de 39% em 6 kW de operação. Verificou-se que a frequência de operação do regime *start-stop* possui pouca influência no consumo específico, visto que pouco combustível foi utilizado na partida. A influência da profundidade descarga também foi investigada, onde constatou-se que a profundidade de descarga $DOD_{SS}=20\%$ maximiza a vida útil da bateria.

Através da operação em conjunto, do regime *start-stop* e da velocidade variável, pode-se explorar as melhores características de ambas as técnicas. Isto é, reduzir o BSFC para cargas baixas através do regime *start-stop*, e para cargas intermediárias através da velocidade variável.

Também apresentou-se a configuração da UPS híbrida proposta e seus modos de operação. Verificou-se que com a adição de contadoras extras é possível aumentar a flexibilidade do arranjo e possibilitar o redirecionamento do fluxo de potência de acordo com as necessidades. Apresentou-se também a estratégia para comutação de modos de operação, a qual foi validada experimentalmente. A comutação de modos mostrou ser eficiente e rápida demandando tempos inferiores a 2-3 s de utilização da bateria nas comutações.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

5.1 CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho propôs contribuições a modelagem e controle de uma UPS híbrida baseada em grupo motor gerador ciclo Otto a etanol e banco de baterias. A motivação deste trabalho concentra-se nas questões de melhoria da qualidade de energia fornecida por UPSs. Também busca-se o aumento da autonomia da UPS, pela utilização de um gerador que consome combustível líquido o qual possui maior densidade de energia em relação as baterias convencionais utilizadas em UPSs. A topologia proposta apresenta vantagens para autonomies que iniciam em algumas dezenas de minutos até horas, principalmente para potências na faixa de algumas dezenas de quilowatts.

A característica híbrida do sistema proposto permitiu utilizar o hardware da UPS já disponível para explorar as características não-lineares de consumo específico de combustível do grupo motor gerador.

Para tanto, este trabalho proporciona as seguintes contribuições:

- Obtenção de dois modelos dinâmicos do motor de combustão interna, um no domínio do tempo e outro no domínio do ângulo do virabrequim. Sendo que o modelo no domínio do tempo apresenta um atraso de transporte variável inversamente proporcional a velocidade do motor, o qual pode prejudicar a estabilidade do sistema em malha fechada. Já o modelo desenvolvido no domínio do ângulo do virabrequim apresenta um atraso de transporte fixo, e por este motivo foi escolhido para o projeto de controladores. Também como contribuição deste capítulo pode-se citar a estratégia de controle de velocidade baseada em um controlador proporcional integral com a retroação do sinal da pressão do coletor de admissão. Também apresentou-se a uma metodologia de projeto deste controlador no domínio do ângulo do virabrequim discreto, sendo os ganhos do controlador funções da velocidade e do torque de carga.
- Utilização de uma estrutura híbrida/integrada e flexível, a qual permite agregar as vantagens de autonomia elevada dos grupos motores geradores com a característica de não-interrupção de energia das UPSs.
- Utilização da operação em regime *start-stop* em uma UPS híbrida, fato este que não é apresentado na literatura. Investigação das vantagens e desvantagens envolvidas.
- Utilização da operação em velocidade variável em conjunto com a operação em regime *start-stop* em motores ciclo Otto a etanol a fim de diminuir o seu consumo específico, na tentativa de viabilizar a sua utilização na geração de energia elétrica.

- Dupla utilização do retificador de entrada: i) Conexão do retificador à rede elétrica, na sua presença, para recarga das baterias e alimentação da carga de saída, ou ii) conexão do retificador ao gerador PMSG, na ausência da rede elétrica, para recarga das baterias e alimentação da carga de saída.
- Estratégia de gerenciamento automático de energia entre o gerador, carga, rede e bateria baseado na escolha das dinâmicas das malhas de controle.

5.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Seguem abaixo algumas sugestões de trabalhos futuros baseados nas investigações levantadas no decorrer da Tese:

- Desenvolvimento de um estimador de parâmetros para a bateria.
- Desenvolvimento de um estimador do estado de saúde das baterias.
- Regeneração da energia cinética do MCI durante o seu desligamento.
- Investigação de outros elementos armazenadores de energia, ex.: Supercapacitores, baterias de Lítio Polímero, bem como o seu custo.
- Investigar a influência da temperatura do MCI na operação em regime *Start-Stop*, bem como na vida útil do MCI.
- Busca *on-line* da velocidade ótima que minimiza o consumo específico de combustível.
- Desenvolvimento de uma ECU (Unidade de Controle do Motor) própria para motores ciclo Otto aplicado a geradores, que possua uma maior integração com a estratégia de controle da UPS híbrida.
- Otimização *on-line* dos parâmetros da ECU.
- Investigação da utilização da topologia proposta como dinamômetro ativo.

REFERÊNCIAS

- AKPAN, U. F.; AKPAN, G. E. The contribution of energy consumption to climate change: A feasible policy direction. **International Journal of Energy Economics and Policy**, v. 2, n. 1, p. 21–33, 2012. ISSN 2146-4553.
- ALT, B. et al. Multiple sliding surface control of idle engine speed and torque reserve with dead start assist control. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 56, n. 9, p. 3580–3592, 2009. ISSN 0278-0046.
- ANEEL, . **Estrutura tarifária para o serviço de distribuição de energia elétrica: Sinal econômico para a baixa tensão**. Brasília, 2010.
- AQUINO, C. Transient A/F control characteristics of the 5 liter central fuel injection engine. **SAE Technical Paper**, n. 810494, mar 1981.
- ASL, H. A. et al. Mean value engine model including spark timing for powertrain control application. **SAE 2013 World Congress and Exhibition**, n. 2013-01-0247, 2013.
- ÅSTRÖM, K.; HÄGGLUND, T. **Advanced Pid Control**. [S.l.]: ISA-The Instrumentation, Systems, and Automation Society, 2006. ISBN 9781556179426.
- BAHRI, B. et al. Understanding and detecting misfire in an HCCI engine fuelled with ethanol. **Applied Energy**, v. 108, n. 0, p. 24 – 33, 2013. ISSN 0306-2619.
- BARSALI, S.; MIULLI, C.; POSSENTI, A. A control strategy to minimize fuel consumption of series hybrid electric vehicles. **Energy Conversion, IEEE Transactions on**, v. 19, n. 1, p. 187–195, March 2004. ISSN 0885-8969.
- BECHERIF, M. et al. Estimation of the lead-acid battery initial state of charge with experimental validation. In: **2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 469–473. ISSN 1938-8756.
- BERNARDES, T. A. **Análise e Controle de Gerador Síncrono a Ímã Permanente Aplicado a Sistema de Conversão de Energia Eólica**. 2009. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, 2009.
- BOUBAI, O. Knock detection in automobile engines. **Instrumentation Measurement Magazine, IEEE**, v. 3, n. 3, p. 24 –28, sep 2000. ISSN 1094-6969.
- BRUSA, E.; DELPRETE, C.; GENTA, G. Torsional vibration of crankshafts: Effects of non-constant moments of inertia. **Journal of Sound and Vibration**, v. 205, n. 2, p. 135 –150, 1997. ISSN 0022-460X.
- BUTTS, K.; SIVASHANKAR, N.; SUN, J. Application of ℓ_1 optimal control to the engine idle speed control problem. **Control Systems Technology, IEEE Transactions on**, v. 7, n. 2, p. 258 –270, mar. 1999.

- CARDOSO, e. a. R. Kalman filter based synchronization methods. In: **2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–7. ISSN 0275-9306.
- CARLE, R. UPS applications: a mill perspective. **Industry Applications Magazine, IEEE**, v. 1, n. 6, p. 12–17, Nov 1995. ISSN 1077-2618.
- CHANG, C.-F. et al. Air-fuel ratio control in spark-ignition engines using estimation theory. **Control Systems Technology, IEEE Transactions on**, v. 3, n. 1, p. 22–31, mar 1995. ISSN 1063-6536.
- CHAUHAN, B. S. et al. Experimental studies on fumigation of ethanol in a small capacity diesel engine. **Energy**, v. 36, n. 2, p. 1030 – 1038, 2011. ISSN 0360-5442.
- CHAUMERLIAC, V.; BIDAN, P.; BOVERIE, S. Control-oriented spark engine model. **Control Engineering Practice**, v. 2, n. 3, p. 381 – 387, 1994. ISSN 0967-0661.
- CHEN, S. K.; FLYNN, P. F. Development of a single cylinder compression ignition research engine. In: **SAE Technical Paper**. SAE International, 1965. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.4271/650733>>.
- CHEN, W. **High Efficiency, High Density, PolyPhase Converters for High Current Applications (Application Note 77 - Linear Technology Corporation)**. [S.l.], 1999.
- CHLODNICKI, Z.; KOCZARA, W.; AL-KHAYAT, N. Hybrid UPS based on supercapacitor energy storage and adjustable speed generator. In: **Compatibility in Power Electronics, 2007. CPE '07**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–10.
- CHO, D.; HEDRICK, J. K. Automotive powertrain modeling for control. **Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control**, v. 111, n. 4, p. 568, 1989. ISSN 0022-0434.
- COELHO, K. D. **Estudo de uma fonte ininterrupta de corrente contínua de baixa potência gerenciada por um microcontrolador**. 2001. 150 p. Tese de Doutorado — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2001.
- COLEMAN, M. et al. State-of-charge determination from emf voltage estimation: Using impedance, terminal voltage, and current for lead-acid and lithium-ion batteries. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 54, n. 5, p. 2550–2557, Oct 2007. ISSN 0278-0046.
- COOK, J.; POWELL, B. Modeling of an internal combustion engine for control analysis. **Control Systems Magazine, IEEE**, v. 8, n. 4, p. 20–26, aug. 1988.
- CROSSLEY, P.; COOK, J. A nonlinear engine model for drivetrain system development. In: **Control 1991. Control '91., International Conference on**. [S.l.: s.n.], 1991. v. 2, p. 921–925.

CUMMINS. **Specification sheet: Diesel generator set - 50 kW/60 kW EPA emissions stationary standby.** [S.l.], 2015.

DUFO-LÓPEZ, R.; LUJANO-ROJAS, J. M.; BERNAL-AGUSTÍN, J. L. Comparison of different lead-acid battery lifetime prediction models for use in simulation of stand-alone photovoltaic systems. **Applied Energy**, v. 115, n. 0, p. 242 – 253, 2014. ISSN 0306-2619. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0306261913009148>>.

EBRAHIMI, B. et al. A parameter-varying filtered PID strategy for air/fuel ratio control of spark ignition engines. **Control Engineering Practice**, v. 20, n. 8, p. 805 – 815, 2012. ISSN 0967-0661.

FLUKE. **Application Note: Predictive Power Analysis/Maintenance Technical Note.** www.fluke.com/library, 2003.

FOTEINIS, S.; KOULOUMPIS, V.; TSOUTSOS, T. Life cycle analysis for bioethanol production from sugar beet crops in greece. **Energy Policy**, v. 39, n. 9, p. 4834 – 4841, 2011. ISSN 0301-4215.

FURUSHOU, M. et al. Stop-start system with compact motor generator and newly developed direct injection gasoline engine. **SAE Technical Paper**, n. 2012-01-0410, Apr 2012. ISSN 0148-7191.

GIBSON, A. O. et al. Development of stop/start engine combustion and restart control for gasoline direct injection automatic transmission application. **SAE Technical Paper**, n. 2014-01-1747, Apr 2014. ISSN 0148-7191.

GOULD, C. et al. New battery model and state-of-health determination through subspace parameter estimation and state-observer techniques. **Vehicular Technology, IEEE Transactions on**, v. 58, n. 8, p. 3905–3916, Oct 2009. ISSN 0018-9545.

GULLVIK, W.; NORUM, L.; NILSEN, R. Active damping of resonance oscillations in lcl-filters based on virtual flux and virtual resistor. In: **2007 European Conference on Power Electronics and Applications**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–10.

GUZZELLA, L.; HONDER, C. **Introduction to Modeling and Control of Internal Combustion Engine Systems**. 2. ed. Zurich , Switzerland: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2010.

GUZZELLA, L.; SIMONS, M.; GEERING, H. Feedback linearizing air/fuel-ratio controller. **Control Engineering Practice**, v. 5, n. 8, p. 1101 – 1105, 1997. ISSN 0967-0661.

HAZELL, P.; FLOWER, J. Discrete modelling of spark-ignition engines for control purposes. **International Journal of Control**, v. 13, n. 4, p. 625–632, 1971.

HENDRICKS, E.; SORENSON, S. C. Mean value modelling of spark ignition engines. **SAE Technical Paper**, n. 900616, 1990.

- HEYWOOD, J. **Internal Combustion Engine Fundamentals**. New York: McGraw-Hill, 1988.
- HOWELL, M.; BEST, M. On-line PID tuning for engine idle-speed control using continuous action reinforcement learning automata. **Control Engineering Practice**, v. 8, n. 2, p. 147 – 154, 2000. ISSN 0967-0661.
- HROVAT, D.; SUN, J. Models and control methodologies for ic engine idle speed control design. **Control Engineering Practice**, v. 5, n. 8, p. 1093 – 1100, 1997. ISSN 0967-0661.
- HSIEH, F.-C.; CHEN, B.-C.; WU, Y.-Y. Adaptive idle speed control for spark-ignition engines. **SAE Technical Paper**, n. 2007-01-1197, 2007.
- HUET, F. A review of impedance measurements for determination of the state-of-charge or state-of-health of secondary batteries. **Journal of Power Sources**, v. 70, n. 1, p. 59 – 69, 1998. ISSN 0378-7753. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378775397026657>>.
- IEC60896-11. Stationary lead-acid batteries. general requirements and methods of test. vented types. general requirements and methods of tests. p. 1–24, March 2003.
- IEC62040-3. Uninterruptible power systems (UPS) - part 3: Method of specifying the performance and test requirements. p. 214, March 2011.
- IEEE1187-2013. Ieee recommended practice for installation design and installation of valve-regulated lead-acid batteries for stationary applications. p. 1–46, March 2014.
- JELALI, M. **Control Performance Management in Industrial Automation: Assessment, Diagnosis and Improvement of Control Loop Performance**. [S.l.]: Springer, 2012. (Advances in Industrial Control). ISBN 9781447145462.
- JIMBO, T.; HAYAKAWA, Y. A physical model for engine control design via role state variables. **Control Engineering Practice**, v. 19, n. 3, p. 276 – 286, 2011. ISSN 0967-0661. Special Section: IFAC World Congress Application Paper Prize Papers.
- JOHANSEN, T. et al. Off-equilibrium linearisation and design of gain-scheduled control with application to vehicle speed control. **Control Engineering Practice**, v. 6, n. 2, p. 167 – 180, 1998. ISSN 0967-0661.
- JOHNSON, C. **Manual Técnico: Bateria estacionária FREEDOM**. [S.l.], 2008.
- JOSSEN, A. Fundamentals of battery dynamics. **Journal of Power Sources**, v. 154, n. 2, p. 530 – 538, 2006. ISSN 0378-7753. Selected papers from the Ninth Ulm Electrochemical Days. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378775305014321>>.
- JUN, S. et al. A new approach of spark ignition engine fueled with ethanol. In: **Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2010 Asia-Pacific**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–4.

- KARDEN, E.; DONCKER, R. D. The non-linear low-frequency impedance of lead/acid batteries during discharge, charge and float operation. In: **Telecommunications Energy Conference, 2001. INTELEC 2001. Twenty-Third International**. [S.l.: s.n.], 2001. p. 65–72. ISSN 0537-9989.
- KARVE, S. Three of a kind [UPS topologies, IEC standard]. **IEE Review**, v. 46, n. 2, p. 27–31, Mar 2000. ISSN 0953-5683.
- KEARNEY, M. J. Knock signal conditioning using the discrete fourier transform and variable detection window length. **SAE Technical Paper**, n. 2007-01-1509, 2007.
- KIM, T.; QIAO, W. A hybrid battery model capable of capturing dynamic circuit characteristics and nonlinear capacity effects. **Energy Conversion, IEEE Transactions on**, v. 26, n. 4, p. 1172–1180, Dec 2011. ISSN 0885-8969.
- KLAWONN, F.; GEBHARDT, J.; KRUSE, R. Fuzzy control on the basis of equality relations with an example from idle speed control. **Fuzzy Systems, IEEE Transactions on**, v. 3, n. 3, p. 336–350, 1995. ISSN 1063-6706.
- KO, B.-S.; EDGAR, T. F. Performance assessment of cascade control loops. **AIChE Journal**, Wiley Subscription Services, Inc., A Wiley Company, v. 46, n. 2, p. 281–291, 2000. ISSN 1547-5905.
- KOCZARA, W. et al. Theory of the adjustable speed generation systems. **COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering**, v. 27, n. 5, p. 1162–1177, 2008.
- KOONING, J. D. et al. Comparison of three-phase four-wire converters for distributed generation. In: **Universities Power Engineering Conference (UPEC), 2010 45th International**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6.
- KRAUSE, P.; WASYN CZUK, O.; SUDHOFF, S. **Analysis of electric machinery**. [S.l.]: IEEE Press, 1995. ISBN 9780780311015.
- KULARATNA, N. Dynamics and modeling of rechargeable batteries: What electrochemists work tells the electronic engineers. **Power Electronics Magazine, IEEE**, v. 1, n. 4, p. 23–33, Dec 2014. ISSN 2329-9207.
- KYRIAKIDES, A. et al. Evaluation of gasoline-ethanol-water ternary mixtures used as a fuel for an otto engine. **Fuel**, v. 108, n. 0, p. 208 – 215, 2013. ISSN 0016-2361.
- LAI, J.-S.; LEVY, S.; ROSE, M. High energy density double-layer capacitors for energy storage applications. **Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE**, v. 7, n. 4, p. 14–19, April 1992. ISSN 0885-8985.
- LANDER, J. J. Anodic corrosion of lead in H_2SO_4 solutions. **Journal of The Electrochemical Society**, v. 98, n. 6, p. 213–219, 1951. Disponível em: <<http://jes.ecsdl.org/content/98/6/213.abstract>>.

LANZANOVA, T. D. M. et al. Performance analysis of a spark ignited engine running on different water-in-ethanol mixtures. **SAE Technical Paper**, n. 2013-36-0202, 2013.

LAUGHTON, A.; WARNE, D. **Electrical Engineer's Reference Book**. [S.l.]: Elsevier Science, 2002. ISBN 9780080523545.

LEE, J.-H.; LEE, S.-H.; SUL, S.-K. Variable-speed engine generator with supercapacitor: Isolated power generation system and fuel efficiency. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, v. 45, n. 6, p. 2130 –2135, nov.-dec. 2009. ISSN 0093-9994.

LI, S. E. et al. An electrochemistry-based impedance model for lithium-ion batteries. **Journal of Power Sources**, v. 258, n. 0, p. 9 – 18, 2014. ISSN 0378-7753. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378775314002298>>.

LI, X.; YURKOVICH, S. Sliding mode control of delayed systems with application to engine idle speed control. **Control Systems Technology, IEEE Transactions on**, v. 9, n. 6, p. 802–810, 2001. ISSN 1063-6536.

LIU, C. et al. Common-mode components comparison for different svm schemes in three-phase four-legged converter. In: **Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. Proceedings. IPEMC 2000. The Third International**. [S.l.: s.n.], 2000. v. 2, p. 633–638 vol.2.

MACK, J. H.; ACEVES, S. M.; DIBBLE, R. W. Demonstrating direct use of wet ethanol in a homogeneous charge compression ignition HCCI engine. **Energy**, v. 34, n. 6, p. 782 – 787, 2009. ISSN 0360-5442.

MARTINEZ, A.; JAMSHIDI, M. Design of fuzzy logic based engine idle-speed controllers. In: **Circuits and Systems, 1993., Proceedings of the 36th Midwest Symposium on**. [S.l.: s.n.], 1993. p. 1544–1547 vol.2.

MCGEOCH, D.; DEUTSCH, P. Control of automated engine stop/start for vehicles with an automatic transmission. In: **Control 2010, UKACC International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6.

MICHELS, L.; GRÜNDLING, H. A. Procedimento de projeto de controladores repetitivos para o estágio de saída de fontes ininterruptas de energia. **Sobraep Eletrônica de Potência**, v. 10, n. 1, p. 39–50, 2005.

MOSKWA, J. J.; HEDRICK, J. Automotive engine modeling for real time control application. **American Control Conference, 1987**, p. 341–346, 1987.

MUNSIN, R. et al. An experimental study on performance and emissions of a small SI engine generator set fuelled by hydrous ethanol with high water contents up to 40%. **Fuel**, v. 106, n. 0, p. 586 – 592, 2013. ISSN 0016-2361. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0016236112011039>>.

- NAJAFI, G. et al. Performance and exhaust emissions of a gasoline engine with ethanol blended gasoline fuels using artificial neural network. **Applied Energy**, v. 86, n. 5, p. 630 – 639, 2009. ISSN 0306-2619.
- NG, K. S. et al. State-of-charge estimation for lead-acid batteries based on dynamic open-circuit voltage. In: **2008 IEEE 2nd International Power and Energy Conference**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 972–976.
- NICOLAO, G. D. et al. Identification and idle speed control of internal combustion engines. **Control Engineering Practice**, v. 7, n. 9, p. 1061 – 1069, 1999. ISSN 0967-0661.
- NORA, M. D. et al. Simulation and experimental results of a diesel engine operating with fumigated ethanol fuel. **SAE Technical Paper**, n. 2012-36-0292, 2012.
- OVRUM, E.; BERGH, T. Modelling lithium-ion battery hybrid ship crane operation. **Applied Energy**, v. 152, n. 0, p. 162 – 172, 2015. ISSN 0306-2619. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0306261915001026>>.
- OWEN, K.; COLEY, T. **Automotive Fuels Handbook**. Society of Automotive Engineers, 1990. ISBN 9781560910640. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=0pB2QgAACAAJ>>.
- PAN, S.; WEI, M.; ZHAO, G. Robust engine speed control based on nonlinear takagi-sugeno fuzzy systems with time-delay. **Intelligent Control and Automation, 2008. WCICA 2008. 7th World Congress on**, n. 10344397, p. 945–949, 2008.
- PEREIRA, A. T. et al. System and control method for a variable speed genset. In: **Power Electronics Conference (COBEP), 2013 Brazilian**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 712–717. ISSN 2175-8603.
- PETTERSSON M. SALO, H. T. S. Utilization of a neutral wire filter inductor in a three-leg four-wire active power filter. **Electrical Power Quality and Utilisation**, XI, n. 2, 2005.
- PFEIFFER, J. M. **Simultaneous Control of Speed and Air-fuel Ratio in an Automobile Engine**. Dissertação (Master Thesis) — University of California, Berkeley, 1997.
- POWELL, B. K. A dynamic model for automotive engine control analysis. In: **Decision and Control including the Symposium on Adaptive Processes, 1979 18th IEEE Conference on**. [S.l.: s.n.], 1979. v. 18, p. 120 –126.
- POWELL, B. K.; COOK, J. A. Nonlinear low frequency phenomenological engine modeling and analysis. In: **American Control Conference, 1987**. [S.l.: s.n.], 1987. p. 332 –340.
- PRUCKA, M. J. Development of an engine stop/start at idle system. **SAE Technical Paper**, n. 2005-01-0069, Apr 2005. ISSN 0148-7191.

PULESTON, P.; SPURGEON, S.; MONSEES, G. Automotive engine speed control: A robust nonlinear control framework. **Control Theory and Applications, IEE Proceedings**, v. 148, n. 1, p. 81–87, 2001. ISSN 1350-2379.

QIAO, S. et al. Application of engine intelligent start-stop system in technology of vehicle fuel saving. In: **Measuring Technology and Mechatronics Automation (ICMTMA), 2014 Sixth International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 128–131.

RANDLES, J. E. B. Kinetics of rapid electrode reactions. **Discuss. Faraday Soc.**, The Royal Society of Chemistry, v. 1, p. 11–19, 1947. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1039/DF9470100011>>.

RECH, C.; PINHEIRO, J. R. New repetitive control system of pwm inverters with improved dynamic performance under nonperiodic disturbances. In: **2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)**. [S.l.: s.n.], 2004. v. 1, p. 54–60 Vol.1. ISSN 0275-9306.

RODRIGUES, S.; MUNICHANDRAIAH, N.; SHUKLA, A. A review of state-of-charge indication of batteries by means of a.c. impedance measurements. **Journal of Power Sources**, v. 87, n. 1-2, p. 12–20, 2000. ISSN 0378-7753. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378775399003511>>.

RUETSCHI, P. Aging mechanisms and service life of lead acid batteries. **Journal of Power Sources**, v. 127, n. 1-2, p. 33–44, 2004. ISSN 0378-7753. Eighth Ulmer Electrochemische Tage. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378775303009340>>.

RYAN, M.; LORENZ, R. A power-mapping variable-speed control technique for a constant-frequency conversion system powered by a ic engine and pm generator. In: **Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE**. [S.l.: s.n.], 2000. v. 4, p. 2376–2382 vol.4. ISSN 0197-2618.

SATO, S.; KAWAMURA, A. A new estimation method of state of charge using terminal voltage and internal resistance for lead acid battery. In: **Power Conversion Conference, 2002. PCC-Osaka 2002. Proceedings of the**. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 565–570 vol.2.

SCHIFFER, J. et al. Model prediction for ranking lead-acid batteries according to expected lifetime in renewable energy systems and autonomous power-supply systems. **Journal of Power Sources**, v. 168, n. 1, p. 66 – 78, 2007. ISSN 0378-7753. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378775306025122>>.

SHINSKEY, F. **Process Control Systems: Application, Design, and Tuning**. [S.l.]: McGraw-Hill, 1996. (Chemical engineering books). ISBN 9780070571013.

- SINKARAM, C.; RAJAKUMAR, K.; ASIRVADAM, V. Modeling battery management system using the lithium-ion battery. In: **2012 IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 50–55.
- STANGLMAIER, R.; ROBERTS, C. Homogeneous charge compression ignition (HCCI): Benefits, compromises, and future engine applications. **SAE Technical Paper**, n. 1999-01-3682, 1999.
- STOTSKY, A.; EGARDT, B.; ERIKSSON, S. Variable structure control of engine idle speed with estimation of unmeasurable disturbances. In: **Decision and Control, 1999. Proceedings of the 38th IEEE Conference on**. [S.l.: s.n.], 1999. v. 1, p. 322–327 vol.1. ISSN 0191-2216.
- TAMAI, G. et al. Saturn engine stop-start system with an automatic transmission. **SAE Technical Paper**, n. 2001-01-0326, Mar 2001. ISSN 0148-7191.
- THORNHILL, M.; THOMPSON, S.; SINDANO, H. A comparison of idle speed control schemes. **Control Engineering Practice**, v. 8, n. 5, p. 519 – 530, 2000. ISSN 0967-0661.
- TIBOLA, J. R. et al. Modeling and speed control design of an ethanol engine for variable speed gensets. **Control Engineering Practice**, v. 35, n. 0, p. 54 – 66, 2015. ISSN 0967-0661. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0967066114002585>>.
- UNIPOWER. **Manual Técnico: Bateria Chumbo-Ácida Selada Regulada por Válvula (Série UP)**. [S.l.], 2003.
- VIEIRA, R. et al. Abordagem geométrica para modulação de conversores três braços no acionamento de máquinas de indução bifásicas simétricas e assimétricas. **Revista Controle e Automação**, v. 16, n. 1, out 2005.
- WAGNER, J. R.; DAWSON, D. M.; ZEYU, L. Nonlinear air-to-fuel ratio and engine speed control for hybrid vehicles. **Vehicular Technology, IEEE Transactions on**, v. 52, n. 1, p. 184 – 195, jan 2003. ISSN 0018-9545.
- WALTON, B.; ROUSSEAU, A. Fuel efficiency benefit for electrified vehicles from advanced spark-ignition engine technologies. In: **Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27), 2013 World**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–9.
- WANG, Y.; STEFANOPOULOU, A.; LEVIN, M. Idle speed control: an old problem in a new engine design. In: **American Control Conference, 1999. Proceedings of the 1999**. [S.l.: s.n.], 1999. p. 1217 – 1221 vol.2.
- WARBURG, E. Uber das verhalten sogenannte unipolarisierbare electroden gegen wechselstrom. **Ann. Phys. Chem.**, v. 67, p. 493–499, 1899.

WESSELS, C.; DANNEHL, J.; FUCHS, F. W. Active damping of lcl-filter resonance based on virtual resistor for pwm rectifiers - stability analysis with different filter parameters. In: **2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 3532–3538. ISSN 0275-9306.

WHITTAL, I. Off-cycle fuel consumption evaluation of stop-start systems. **SAE Technical Paper**, n. 2012-01-1601, Set 2012. ISSN 0148-7191.

XIAOHONG, J.; TIELONG, S. Lyapunov-design of adaptive air-fuel ratio control for gasoline engines based on mean-value model. In: **Control Conference (CCC), 2011 30th Chinese**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 6146–6150.

YANG, F. et al. Coordinated nonlinear speed control approach for SI engine with alternator. **Proceedings of the IEEE**, v. 95, n. 4, p. 796–805, 2007. ISSN 0018-9219.

YILDIZ, Y. et al. Spark-ignition-engine idle speed control: An adaptive control approach. **Control Systems Technology, IEEE Transactions on**, v. 19, n. 5, p. 990–1002, 2011. ISSN 1063-6536.

YURKOVICH, S.; SIMPSON, M. Comparative analysis for idle speed control: a crank-angle domain viewpoint. In: **American Control Conference, 1997. Proceedings of the 1997**. [S.l.: s.n.], 1997. v. 1, p. 278 –283. ISSN 0743-1619.

ZHANG, J.; SHEN, T. Adaptive feedback design for speed control of gasoline engines with intake-to-power delay. In: **Asian Control Conference, 2009. ASCC 2009. 7th**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 33–38.

APÊNDICES

Apêndice A – Bancada Experimental

A bancada experimental é constituída por um conversor PWM retificador/inversor/*boost*, um banco de baterias chumbo ácido, um motor a combustão a etanol e um gerador síncrono de ímãs permanentes, como mostrado na Figura A.1.

Figura A.1 – Bancada experimental.



Fonte: Autor.

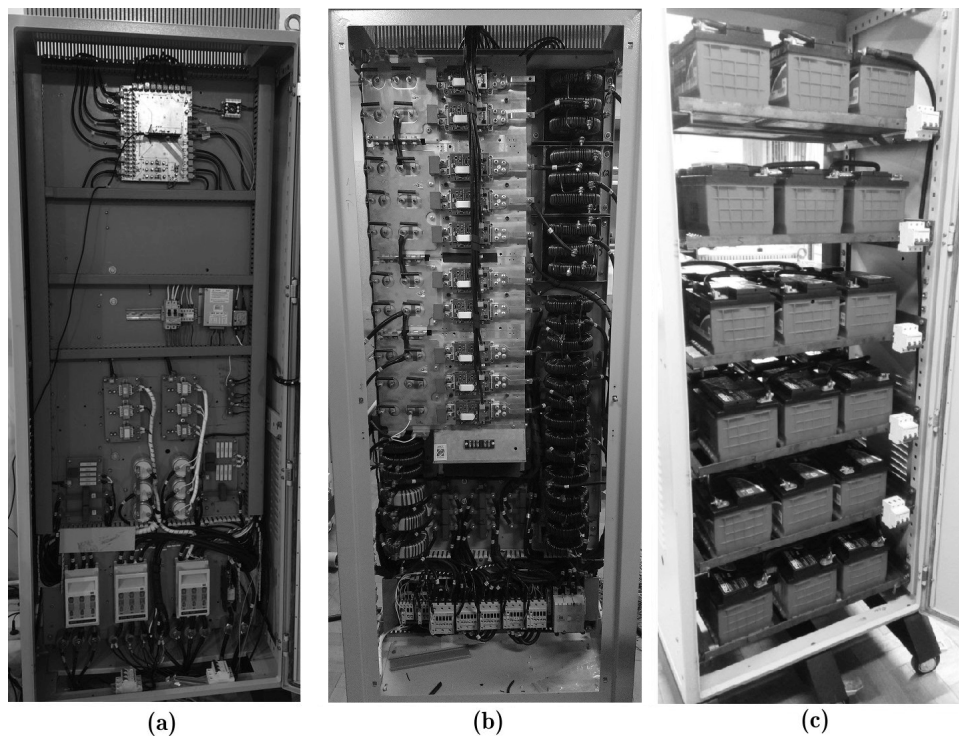
A seguir cada ítem da bancada é brevemente abordado.

A.1 Conversor PWM e banco de baterias.

Os conversores PWMs utilizados nos ensaios foram projetados e desenvolvidos durante o período do doutorado especificamente para o trabalho. O conversor PWM é composto por 4 braços de IGBT's para o inversor de saída, 3 braços para o retificador de entrada, e 2 braços para o conversor *boost* intercalado, os quais podem processar um potência de até 50 kW por conversor. O banco de baterias também foi especificado e adquirido especificamente para o projeto, o qual é composto por 35 baterias Heliar/Freedom estacionária modelo DF 700 de 45Ah de capacidade.

A Figura A.2 mostra o gabinete dos conversores, frente (a) e parte traseira (b), bem como o banco de baterias (c).

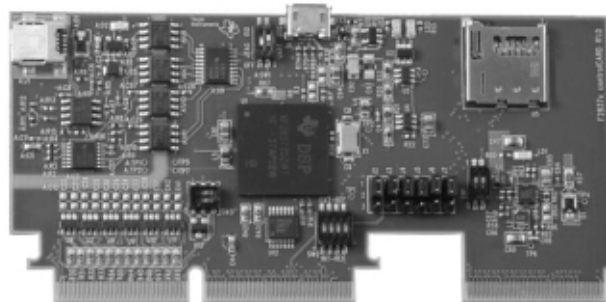
Figura A.2 – Gabinetes dos Conversores PWMs - frente (a) - parte traseira (b). Banco de Baterias (c).



Fonte: Autor.

O DSP (Processador Digital de Sinais) utilizado no controle dos conversores é o TMS320F28377D da Texas Instruments. Este DSP possui dois núcleos (dois CPUs) de 32 bits com clock de 200 Mhz cada. Este DSP também conta com dois co-processadores de 32bits/200MHz que não foram utilizados. No CPU1 do DSP são executadas as rotinas de amostragem, controle do retificador, controle da malha de balanceamento do neutro e do conversor *boost*. No CPU2 é executado o controle do inversor de saída. Os núcleos comunicam-se entre si através de um região compartilhada de memória RAM. O kit de desenvolvimento contendo o DSP TMS320F28377D é mostrado na Figura A.3.

Figura A.3 – Kit de desenvolvimento do DSP TMS320F28377D da Texas Instruments.



Fonte: Autor.

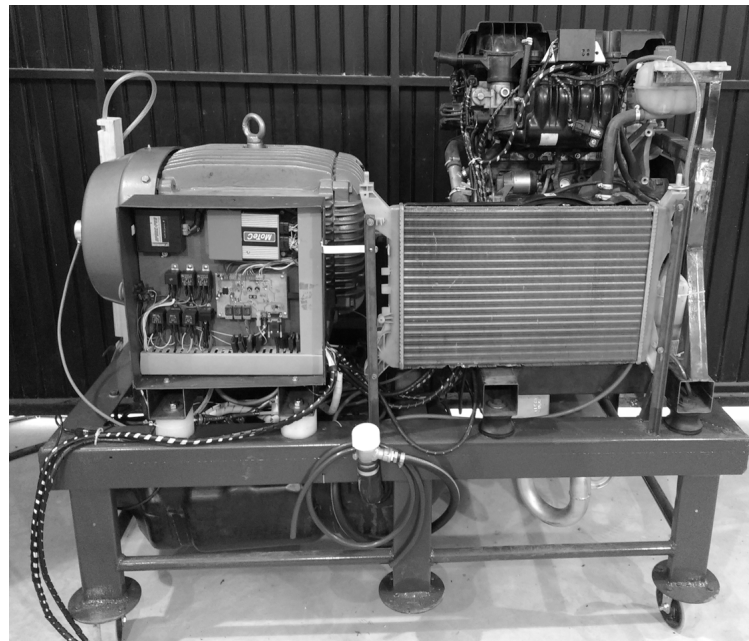
A.2 Motor a Combustão interna (MCI) e Gerador (PMSG)

O motor a combustão a etanol utilizado no trabalho é o mesmo presente no Fiat Punto 1.4. Este motor originalmente apresenta uma potência nominal de 88 CV em 5750 rpm quando utilizando etanol. Substituiu-se a injeção eletrônica deste motor por uma injeção eletrônica configurável modelo Motec M400, o qual agregou maior flexibilidade ao MCI.

O MCI está acoplado diretamente ao eixo do gerador WEG de ímãs permanentes, o qual possui uma potência nominal de 100 CV (75kW) em 3600 rpm.

A Figura A.4 mostra o conjunto motor-gerador utilizado no projeto.

Figura A.4 – Grupo motor gerador utilizado no projeto.



Fonte: Autor.