



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



INSTITUTO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

**CONCEPÇÃO, ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA  
MICRORREDE INTERLIGADA À REDE ELÉTRICA PARA  
ALIMENTAÇÃO ININTERRUPTA DE CARGAS CC A PARTIR  
DE FONTES RENOVÁVEIS**

**ROBERTO FRANCISCO COELHO**

Florianópolis  
2013



Roberto Francisco Coelho

**CONCEPÇÃO, ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA  
MICRORREDE INTERLIGADA À REDE ELÉTRICA PARA  
ALIMENTAÇÃO ININTERRUPTA DE CARGAS CC A PARTIR  
DE FONTES RENOVÁVEIS**

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Elétrica.  
Orientador: Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

Florianópolis  
2013

## Catálogo na fonte pela Biblioteca Universitária da Universidade Federal de Santa Catarina

Coelho, Roberto Francisco

Concepção, análise e implementação de uma microrrede interligada à rede elétrica para alimentação ininterrupta de cargas cc a partir de fontes renováveis / Roberto Francisco Coelho ; orientador, Denizar Cruz Martins - Florianópolis, SC, 2013.

330 p.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia Elétrica. 2. Microrredes. 3. Conversores estáticos. 4. Energia renováveis. 5. Estabilidade. I. Martins, Denizar Cruz. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

Roberto Francisco Coelho

**CONCEPÇÃO, ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA MICRORREDE  
INTERLIGADA À REDE ELÉTRICA PARA ALIMENTAÇÃO ININTERRUPTA DE  
CARGAS CC A PARTIR DE FONTES RENOVÁVEIS**

‘Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica, na área de concentração em Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina’.

Florianópolis, 16 de agosto de 2013.

---

Prof. Patrick Kuo Peng, Dr.

Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**Banca Examinadora:**

---

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

Orientador

Universidade Federal de Santa Catarina

---

Prof. Francisco de Assis dos Santos Neves, Dr.Sc.

Universidade Federal de Pernambuco

---

Prof. Arnaldo José Perin, Dr.Ing.

Universidade Federal de Santa Catarina

---

Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.sc.ETH

Universidade Federal de Santa Catarina

---

Prof. Ênio Valmor Kassick, Dr.

Universidade Federal de Santa Catarina

---

Prof. Ricardo Luiz Alves, Dr.Eng.

Instituto Federal de Santa Catarina



A minha família.





## AGRADECIMENTOS

Expresso meus profundos agradecimentos a meu pai (*in memoriam*), minha mãe e meus irmãos, cujo apoio e incentivo motivou-me a seguir em frente. Em especial agradeço a minha mãe, dona Néia, que apesar das adversidades sempre trabalhou arduamente para que seus filhos tivessem a oportunidade de estudar; a minha irmã Maristela, pela amizade, apoio, risadas e horas dedicadas à leitura e correção do texto. Também agradeço a minha esposa, Thayse, pelo companheirismo, amor, carinho e compreensão nos momentos de ausência, que foram muitos. Estendo meus agradecimentos a sua família, pelo respeito e amizade.

Agradeço ao professor Denizar Cruz Martins, que com dedicação, organização e sabedoria me orientou no decorrer dos quatro anos de doutorado, sempre demonstrando muito comprometimento. Além de toda a competência técnica, o professor Denizar agrega qualidades como simplicidade, educação refinada e incrível capacidade de resolver problemas. Obrigado pelo privilégio de ter sido seu orientado.

Estendo meus agradecimentos ao professor Ivo Barbi, pessoa de conhecimento ilimitado e com fantástica facilidade de transmiti-lo. Sem seus ensinamentos e incentivo, meu trajeto teria sido mais árduo.

Em igual importância, agradeço aos professores Samir Ahmad Mussa, Arnaldo José Perin, Ênio Valmor Kassick e Marcelo Lobo Heldwein, pelas aulas ministradas e auxílio sempre que os solicitei. Agradeço aos membros da banca, em especial ao relator da tese, professor Francisco de Assis dos Santos Neves, pela dedicação na leitura e pelas contribuições.

Agradeço o esforço dos competentes técnicos Antônio Luiz Schalata Pacheco e Luiz Marcellus Coelho, do secretário Diogo Duarte Luiz e da administradora de rede Carina Melatto Floriano. São pessoas fundamentais para o bom desenvolvimento das atividades de pesquisa do laboratório, cujas experiências e destreza com que realizam seus trabalhos, em muito contribuiu para minha formação.

Ainda, agradeço imensamente meus colegas de laboratório, pela ajuda e parceria: Alan D. Callegaro, Tiago K. Jappe, Telles B. Lazzarin, Gabriel Tibola, Gleyson L. Piazza, Walbermark M. dos Santos, Joabel Mória e André Fuerback. Em especial agradeço a Eduardo V. de Souza. Foram infatigáveis as vezes que deram apoio técnico e esclareceram dúvidas que me permitiram continuar trabalhando.

Aproveito para enfatizar meus sinceros agradecimentos aos bolsistas de iniciação científica, Rômulo Schweitzer e Lenon Schimtz, que com

dedicação e inteligência, contribuíram para desenvolvimento do trabalho. São jovens brilhantes, com futuro promissor.

Por fim, agradeço ao povo brasileiro, que com seu trabalho e impostos permitiu o financiamento integral das pesquisas realizadas durante o desenvolvimento desta tese.

*“Uma frase inteligente não prova nada”  
Voltaire*



## RESUMO

Nesta tese apresentam-se os procedimentos envolvidos na implementação prática de uma microrrede composta por um arranjo fotovoltaico de 1 kW, um aerogerador de 1 kW, uma célula a combustível de 1,2 kW e um banco de supercapacitores de 31,5 F/ 250V. O sistema, concebido de maneira a permitir o suprimento ininterrupto de energia a uma carga crítica cc, é capaz de operar em dois modos distintos: interligado à rede ou isolado. Quando operando no modo interligado, a rede elétrica da concessionária se faz presente, absorvendo a energia excedente nos momentos em que a geração renovável superar a demanda, ou complementando-a, caso contrário. Ressalta-se que neste modo de operação a célula a combustível, por ser a fonte cujo custo de despacho é o mais elevado (cenário brasileiro), jamais é acionada. Em contrapartida, no modo isolado, devido à ausência da rede, a operação do sistema fica condicionada à potência das fontes renováveis, sendo a célula a combustível acionada apenas em casos críticos, de forma a assegurar a continuidade de energia à carga e a autonomia do sistema, definida, por sua vez, pelo montante de hidrogênio estocado. Além da análise dos resultados inerentes a oito distintos cenários, oriundos das variadas combinações de geração e demanda, o trabalho apresenta metodologias de escolha, projeto e dimensionamento e controle dos conversores estáticos que compõem cada um dos estágios de processamento de energia, aprofunda a discussão a respeito da geração descentralizada, propõe uma estratégia de controle do fluxo de potência entre as fontes renováveis, a rede elétrica e a carga crítica e aborda os efeitos relacionados ao emprego de bancos de supercapacitores na estabilidade de sistemas compostos por múltiplas fontes. Por fim, resultados de simulação e experimentação são apresentados como forma de validar os conceitos.

**Palavras-chave:** Microrredes. Conversores estáticos. Controle. Fluxo de potência. Fontes renováveis de energia. Estabilidade.



## ABSTRACT

This work presents the procedures related to the practical implementation of a microgrid composed of 1 kW photovoltaic array, a 1 kW wind generator, a 1.2 kW fuel cell and a supercapacitor bank of 31,5 F/ 250V. The system, designed for allowing the uninterrupted maintenance of critical dc load, is able to operate in two distinct modes: grid-connected or stand alone. When in grid-connected mode, the main grid absorbs the extra generated power or complementing it, depending on the load requirements. In this mode, the fuel cell is never active due its high cost (Brazilian scenario). On the other hand, in standalone mode, the load demand is exclusively supplied by the renewable energy sources. However, the fuel cell is started only if there is not enough power provided by the photovoltaic array and wind turbine generator. Thus, the system autonomy is limited to the amount of stored hydrogen. Besides the analysis concerning the results from eight distinct scenarios, obtained by the combination of power generation and load demand, this work presents the methodologies related to the choice, design, size, and control of the employed power converters, discusses about the concept of decentralized generation, proposes a strategy to control the power flow among the renewable energy source, the main grid and the critical load and describes the effects of supercapacitor banks employment on the microgrid stability. Finally, results from simulation and experimentation are used in order to validate the concepts.

**Keywords:** Microgrid. Power converters. Control. Power flow. Renewable energy sources. Stability.





## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Número de citações no banco de dados IEEE entre 2000 e 2012 para as seguintes palavras-chave: <i>smart grid</i> , <i>microgrid</i> e <i>distributed generation</i> .	45
Figura 1.2 – Sistema proposto.	45
Figura 2.1 - Proposta de sistema híbrido empregando células a combustível e banco de baterias.	54
Figura 2.2: Proposta de sistema híbrido empregando células a combustível e banco de supercapacitores.	55
Figura 2.3: Sistema proposto por [53].	56
Figura 2.4: Sistemas propostos por [55].	58
Figura 2.5: Sistema proposto por [56].	59
Figura 3.1- Diagrama de blocos do sistema com indicação do fluxo de potência.	64
Figura 3.2 - Sentido do fluxo de potência no modo interligado 1.	67
Figura 3.3 - Sentido do fluxo de potência no modo interligado 2.	68
Figura 3.4 - Sentido do fluxo de potência no modo interligado 3.	69
Figura 3.5 - Sentido do fluxo de potência no modo interligado 4.	70
Figura 3.6 - Sentido do fluxo de potência no modo isolado 1.	72
Figura 3.7 - Sentido do fluxo de potência no modo isolado 2.	73
Figura 3.8 - Sentido do fluxo de potência no modo isolado 3.	73
Figura 3.9 - Sentido do fluxo de potência no modo isolado 4.	74
Figura 3.10 - Fluxograma-resumo das ações impostas aos conversores após a identificação do modo de operação do sistema.	76
Figura 4.1 - Sistema completo com ênfase no estágio de processamento da energia gerada pelo arranjo fotovoltaico.	79
Figura 4.2 - Diferença entre célula, módulo e arranjo (ou painel) fotovoltaico.	80
Figura 4.3 - Componentes da radiação solar na atmosfera terrestre.	82
Figura 4.4: Exemplos de trajetórias percorridas pela radiação solar através da atmosfera terrestre para definição do conceito de índice de massa de ar.	83
Figura 4.5 - Curva característica I-V (esquerda) e P-V (direita) sob temperatura ( $T$ ) constante e diferentes valores de radiação solar ( $S$ ).	85
Figura 4.6 - Curva característica I-V (esquerda) e P-V (direita) sob radiação solar ( $S$ ) constante e diferentes valores de temperatura ( $T$ ).	86
Figura 4.7 – Validação do modelo matemático empregado para simulação do arranjo fotovoltaico.	86
Figura 4.8 – Estágio de processamento da energia gerada pelo arranjo fotovoltaico.	87
Figura 4.9 – Modelo elétrico ideal do conversor cc-cc elevador tipo <i>Boost</i> .	89
Figura 4.10 – Modelo elétrico do conversor <i>Boost</i> com inclusão dos parâmetros associados às perdas.	89
Figura 4.11 - Característica de transferência estática do conversor <i>Boost</i> modelado com perdas (especificação nominal: 1 kW).	90

Figura 4.12 – Estrutura tradicionalmente adotada nos sistemas de rastreamento de máxima potência.....	96
Figura 4.13 – Estrutura proposta para rastreamento de máxima potência através da técnica <i>MPPT-temp</i> .....	98
Figura 4.14- Curva característica P-V com indicação do sentido de redução da potência gerada a partir do ponto de máxima potência.....	102
Figura 4.15 – Curva característica da potência gerada pelo arranjo fotovoltaico em função da razão cíclica de operação do conversor <i>Boost</i> , com destaque para a região de operação no modo de regulação da tensão do barramento cc.....	102
Figura 4.16 – Diagrama de blocos para controle da tensão de saída do conversor <i>Boost</i> .....	103
Figura 4.17 – Circuitos equivalentes resultantes das etapas de operação do conversor <i>Boost</i> : interruptor fechado (esquerda); interruptor aberto (direita).....	103
Figura 4.18 – Validação do modelo da planta para controle da tensão de saída: confronto entre os resultados do modelo comutado e médio de pequenos sinais.....	106
Figura 4.19 – Geração dos pulsos de comando pelo modulador <i>PWM</i> .....	107
Figura 4.20 – Modelo médio de grandes sinais do conversor <i>Boost</i> em MCC.....	109
Figura 4.21 – Circuito empregado para simulação do sistema em ambos os modos de operação.....	109
Figura 4.22 – Resultados de simulação para validação das estratégias de controle aplicadas ao conversor <i>Boost</i> .....	110
Figura 4.23 – Fluxograma referente à estratégia de controle para operação do conversor <i>Boost</i> no modo isolado.....	111
Figura 5.1 - Sistema completo com ênfase no estágio de processamento da energia gerada pela turbina eólica.....	113
Figura 5.2 - Principais blocos que constituem uma turbina eólica de pequeno porte.....	114
Figura 5.3 - Potência mecânica <i>versus</i> velocidade angular tendo a velocidade do vento como parâmetro.....	117
Figura 5.4 - Estágio de processamento da energia gerada pela turbina eólica.....	117
Figura 5.5 - Potência mecânica disponibilizada no eixo e potência elétrica gerada pelo aerogerador em função da tensão aplicada na saída da ponte retificadora, tendo a velocidade do vento como parâmetro.....	118
Figura 5.6 - Potência elétrica gerada em função da tensão de saída da ponte retificadora com indicação dos pontos de máxima potência para diferentes velocidades de vento.....	119
Figura 5.7: Conversor <i>Boost</i> QTN ideal.....	120
Figura 5.8: Conversor cc-cc <i>Boost</i> QTN contemplando os parâmetros de perda.....	121
Figura 5.9 - Característica de transferência estática do conversor <i>Boost</i> QTN modelado com perdas (especificação nominal: 1 kW; $\alpha=0,8$ ).....	121
Figura 5.10 – Comparação entre as curvas de ganho estático referentes aos conversores <i>Boost</i> e <i>Boost</i> QTN, dimensionados para processar 1 kW de potência. A porção contínua das curvas indica as regiões de possível operação de cada conversor, considerando-se a mesma faixa de ganho estático.....	122
Figura 5.11 – Identificação das restrições de redução de potência na curva P-V.....	126
Figura 5.12 - Identificação das regiões de operação em função da derivada da potência em relação à tensão.....	129

Figura 5.13: Fluxograma referente ao método da condutância incremental para rastreamento de máxima potência do aerogerador. ....	131
Figura 5.14 – Modelo médio de grandes sinais do conversor <i>Boost</i> QTN em MCC. ....	132
Figura 5.15 – Circuito empregado para simulação do sistema em ambos os modos de operação. ....	133
Figura 5.16– Perfil de vento empregado durante as simulações. ....	134
Figura 5.17 – Resultados de simulação para validação da estratégia de rastreamento de máxima potência aplicada ao conversor <i>Boost</i> QTN. ....	134
Figura 6.1- Sistema completo com ênfase no estágio de processamento da energia gerada pela célula a combustível. ....	137
Figura 6.2 – Princípio de funcionamento de uma célula a combustível <i>PEMFC</i> . ....	140
Figura 6.3 – Curva típica de polarização de uma célula a combustível tipo <i>PEMFC</i> . ....	140
Figura 6.4 – Modelo elétrico equivalente da célula a combustível. ....	141
Figura 6.5 – Resultado de simulação obtido mediante à variação de carga na saída da célula a combustível - curva da tensão <i>versus</i> corrente. ....	142
Figura 6.6 - Resultado de simulação obtido mediante à variação de carga na saída da célula a combustível - curva da potência <i>versus</i> tensão. ....	142
Figura 6.7 - Estágio de processamento da energia gerada pela célula a combustível. ....	143
Figura 6.8 – Modelo elétrico do conversor <i>Forward</i> . ....	144
Figura 6.9 - Conversor destinado ao processamento da energia proveniente da célula a combustível. ....	145
Figura 6.10 - Representação do sistema interligado ao barramento cc com inclusão do modelo da célula a combustível e filtro LC. ....	146
Figura 6.11 – Conversor <i>Forward</i> com circuito grameador em destaque. ....	150
Figura 6.12 - Fluxograma referente à estratégia de controle do conversor associado à célula a combustível. ....	153
Figura 6.13 – Primeira etapa de redução para obtenção do conversor <i>Buck</i> equivalente. ....	154
Figura 6.14– Segunda etapa de redução para obtenção do conversor <i>Buck</i> equivalente. ....	155
Figura 6.15 – Terceira etapa de redução para obtenção do conversor <i>Buck</i> equivalente. ....	155
Figura 6.16 – Conversor <i>Buck</i> equivalente. ....	156
Figura 6.17 – Circuito de simulação voltado à validação da equivalência dinâmica entre os modelos comutados do conversor proposto e do conversor <i>Buck</i> equivalente. ....	156
Figura 6.18 – Resultados obtidos através de simulação para validação do modelo equivalente. ....	157
Figura 6.19 – Estágio de potência adicionado da malha para controle da corrente no indutor de saída. ....	158
Figura 6.20 – Diagrama de blocos para controle da corrente de saída. ....	159
Figura 6.21 – Circuitos elétricos resultantes das duas etapas de operação do conversor <i>Buck</i> equivalente: interruptor fechado (esquerda); interruptor aberto (direita). ....	159
Figura 6.22 – Validação do modelo da planta para controle da corrente em um dos indutores de saída do conversor <i>Buck</i> : confronto entre os resultados do modelo comutado e médio para pequenos sinais. ....	161
Figura 6.23 – Geração dos pulsos de comando pelo modulador <i>PWM</i> . ....	162

Figura 6.24 – Diagrama de Bode da malha de controle da corrente de um dos indutores de saída, após a compensação. ....	164
Figura 6.25 - Estrutura de potência contemplando as malhas para controle da corrente no indutor e tensão de saída. ....	165
Figura 6.26 - Diagrama de blocos para controle da tensão de saída. ....	166
Figura 6.27 – Diagrama de blocos simplificado para controle da tensão de saída. ....	166
Figura 6.28 - Validação do modelo da planta para controle da tensão de saída do conversor <i>Buck</i> : confronto entre os resultados do modelo comutado e médio de pequenos sinais. ....	167
Figura 6.29 – Módulo da função de transferência: (a) compensador PI e (b) compensador PI com filtro. ....	169
Figura 6.30 - Diagrama de Bode da malha de controle da tensão, após a compensação. ....	170
Figura 6.31 – Modelo médio de grandes sinais do conversor proposto. ....	171
Figura 6.32 – Circuito empregado para simulação e validação da estratégia aplicada ao controle do conversor proposto. ....	171
Figura 6.33 – Resultados de simulação para validação das estratégias de controle aplicadas ao conversor proposto. ....	172
Figura 7.1- Sistema completo com ênfase no estágio de processamento para interface entre o barramento cc e a rede elétrica. ....	175
Figura 7.2: Estágio de potência do inversor <i>PWM</i> monofásico em ponte completa. ....	176
Figura 7.3 – Filtro de primeira ordem tipo <i>L</i> . ....	177
Figura 7.4 - Filtro de segunda ordem tipo <i>LC</i> : a) não amortecido; b) com amortecimento série; c) com amortecimento paralelo. ....	178
Figura 7.5 – Filtro de terceira ordem <i>LCL</i> . ....	179
Figura 7.6 – Estágio de potência com filtro tipo <i>L</i> . ....	179
Figura 7.7: Modulador <i>PWM</i> senoidal a três níveis. ....	180
Figura 7.8: Geração dos pulsos de comando através da modulação <i>PWM</i> senoidal três níveis e perfil da tensão aplicada entre terminais <i>a</i> e <i>b</i> do conversor. ....	181
Figura 7.9 - Representação simplificada do conversor visto dos terminais <i>a</i> e <i>b</i> . ....	181
Figura 7.10 - Circuito equivalente do conversor referido ao enrolamento primário. ....	182
Figura 7.11 - Comportamento da razão cíclica nas formas bi e tridimensionais. ....	182
Figura 7.12 - Comportamento da corrente parametrizada nas formas bi e tridimensionais. ....	184
Figura 7.13 - Estágio de potência do conversor cc-ca com indicação do sentido de circulação das correntes. ....	185
Figura 7.14 – Comportamento da corrente $i_{char}$ em um período de comutação. ....	185
Figura 7.15 - Módulo de supercapacitores com indicação das dimensões. ....	191
Figura 7.16 - Estágio de potência e malha para controle da corrente de saída. ....	192
Figura 7.17 - Diagrama de blocos referente à estratégia para controle da corrente de saída. ....	193
Figura 7.18 - Representação simplificada do conversor visto dos terminais <i>a</i> e <i>b</i> . ....	193
Figura 7.19 - Representação do sistema considerando os parâmetros não ideais do transformador e indutor de saída. ....	193
Figura 7.20: Associação dos parâmetros do enrolamento secundário. ....	194

Figura 7.21: Circuito equivalente com os elementos do enrolamento secundário referenciados ao primário do transformador.....	194
Figura 7.22 - Diagrama de blocos que relaciona a corrente do enrolamento secundário com a razão cíclica.....	196
Figura 7.23 - Validação do modelo para controle da corrente de saída do conversor <i>cc-ca</i> : confronto entre os resultados oriundos dos modelos comutado e médio de pequenos sinais.....	196
Figura 7.24: Resultado da comparação entre sinais portadores e modulador.....	197
Figura 7.25 – Diagrama de Bode da malha de controle da corrente de saída do conversor <i>cc-ca</i> após a compensação.....	198
Figura 7.26 - Estágio de potência contemplando as malhas para controle da corrente de saída e tensão do barramento <i>cc</i> .....	199
Figura 7.27: Diagrama de blocos para controle da tensão do barramento <i>cc</i> .....	199
Figura 7.28: Diagrama de blocos simplificado para controle da tensão do barramento <i>cc</i> .....	200
Figura 7.29 – Estágio de entrada do conversor <i>cc-ca</i> com indicação dos sentidos adotados para circulação das correntes.....	201
Figura 7.30 - Diagrama de Bode da malha de controle da tensão, após a compensação.....	203
Figura 7.31: Inserção da malha para controle do valor médio da corrente no enrolamento primário do transformador.....	205
Figura 7.32: Diagrama de blocos do sistema incluindo as três malhas de controle que compõem o sistema.....	205
Figura 7.33: Diagrama de blocos modificado contemplando as malhas para controle da corrente instantânea de saída e corrente primária média.....	206
Figura 7.34: Diagrama de blocos simplificado.....	206
Figura 7.35: Diagrama de blocos final proposto ao controle da corrente média do enrolamento primário do transformador.....	206
Figura 7.36 - Diagrama de Bode da malha de controle do valor médio da corrente do enrolamento primário do transformador de conexão com a rede elétrica.....	207
Figura 7.37– Modelo médio de grandes sinais do conversor <i>cc-ca</i> .....	208
Figura 7.38 – Circuito empregado para simulação e validação da estratégia aplicada ao controle do conversor <i>cc-ca</i> .....	208
Figura 7.39 – Resultados de simulação para validação das estratégias de controle aplicadas ao conversor <i>cc-ca</i> : (a) corrente injetada na rede; (b) detalhe da tensão na rede e corrente injetada na rede; (c) tensão do barramento <i>cc</i> ; (d) valor médio da corrente no enrolamento primário do transformador de conexão com a rede elétrica.....	209
Figura 8.1 – Subsistemas literais isolados entre si.....	212
Figura 8.2 – Interligação dos subsistemas com indicação das referidas impedâncias de entrada e saída.....	212
Figura 8.3 – Sistema proposto com indicação das impedâncias de entrada e saída de cada estágio de processamento de energia.....	214
Figura 8.4 – Circuito equivalente para análise da estabilidade do sistema em operação no modo conectado à rede elétrica.....	215
Figura 8.5 – Modelo médio para grandes sinais do conversor <i>Boost</i> visto a partir de sua saída.....	215

Figura 8.6 - Modelo médio para pequenos sinais relacionando perturbações na tensão de saída $\hat{v}_o$ em função da corrente de saída $\hat{i}_{o1}$ .....	217
Figura 8.7 - Modelo médio para grandes sinais do conversor <i>Boost</i> QTN visto a partir de sua saída. ....	218
Figura 8.8 - Modelo médio para pequenos sinais do conversor <i>Boost</i> QTN relacionando perturbações na tensão de saída $\hat{v}_o$ em função da corrente de saída $\hat{i}_{o2}$ .....	219
Figura 8.9 – Modelo médio para pequenos sinais do conversor <i>Boost</i> QTN com indicação das correntes de malha. ....	219
Figura 8.10 – Modelo médio para grandes sinais visto dos terminais do banco de supercapacitores. ....	221
Figura 8.11 - Modelo médio para grandes sinais do inversor <i>PWM</i> . ....	221
Figura 8.12 - Modelo médio para pequenos sinais do inversor <i>PWM</i> . ....	222
Figura 8.13 – Malha para controle da corrente de saída do conversor cc-ca. ....	222
Figura 8.14 – Diagramas de Nyquist obtidos a partir da relação $z_o/z_i$ considerando-se a operação do sistema no modo interligado e o valor do capacitor do barramento cc como parâmetro: (a) $C_{bar}=31,5$ F; (b) $C_{bar}=1$ F; (c) $C_{bar}=20$ mF; (d) $C_{bar}=4,7$ mF.....	225
Figura 8.15 – Circuito equivalente para análise da estabilidade do sistema em operação no modo isolado. ....	226
Figura 8.16 – Malha para controle da tensão de saída (barramento cc) do conversor <i>Boost</i> . ....	227
Figura 8.17 - Modelo médio para grandes sinais do conversor destinado ao processamento da energia gerada pela célula a combustível. ....	228
Figura 8.18 - Modelo médio para pequenos sinais do conversor destinado ao processamento da energia gerada pela célula a combustível. ....	229
Figura 8.19 - Malha para controle da corrente de saída do conversor voltado ao processamento da energia proveniente da célula a combustível. ....	229
Figura 8.20– Diagramas de Nyquist obtidos a partir da relação $z_o/z_i$ considerando-se a operação do sistema no modo isolado e tendo como parâmetro o valor do capacitor do barramento cc: (a) $C_{bar}=31,5$ F; (b) $C_{bar}=4,7$ mF.....	231
Figura 9.1 – Modelos equivalentes da célula a combustível: (a) modelo proposto em [114]; (b) modelo empregado experimentalmente. ....	234
Figura 9.2 – Modelo elétrico utilizado para emulação da célula a combustível na realização prática. ....	235
Figura 9.3 – Relação entre tensão e corrente de saída da ponte retificadora cascadeada com o aerogerador para diferentes velocidades de vento. ....	236
Figura 9.4 – Circuito elétrico equivalente utilizado para emulação estática do aerogerador. ....	236
Figura 9.5 – Visão geral da bancada de teste. ....	237
Figura 9.6 – Detalhamento dos protótipos: sistema supervisorío referente à operação dos supercapacitores (esquerda); conversor cc-cc 1 - <i>Boost</i> (direita). ....	238
Figura 9.7 - Detalhamento dos protótipos: conversor cc-cc 2 - <i>Boost</i> QTN (esquerda); Conversor cc-cc 3 - <i>Forwards</i> com entradas em paralelo e saídas em série (direita). ....	238
Figura 9.8 - Detalhamento do conversor cc-ca. ....	238

Figura 9.9 – Potência gerada pelas fontes renováveis ( <i>PV + WT</i> ) e consumida pela carga crítica. Escalas – tempo: 10 s/div; potência: 500 W/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).....	239
Figura 9.10 – Potência gerada pelo arranjo fotovoltaico e aerogerador e consumida pela carga crítica. Escalas – tempo: 10 s/div; potência: 200 W/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).....	239
Figura 9.11 – Tensão e corrente na rede elétrica. Escalas – tempo: 10 s/div; tensão: 100 V/div; corrente: 2 A/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).....	240
Figura 9.12 – Detalhes da tensão e corrente na rede elétrica. Escalas – tempo: 10 ms/div; tensão: 100 V/div; corrente: 5 A/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).....	240
Figura 9.13 – Tensão do barramento cc. Escalas – tempo: 10 s/div; tensão: 50 V/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).....	241
Figura 9.14 – Potência gerada pelas fontes renováveis ( <i>PV + WT</i> ) e consumida pela carga crítica. Escalas – tempo: 10 s/div; potência: 200 W/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).....	241
Figura 9.15 – Potência gerada pelo arranjo fotovoltaico e aerogerador e consumida pela carga crítica. Escalas – tempo: 10 s/div; potência: 200 W/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).....	242
Figura 9.16 – Tensão e corrente na rede elétrica. Escalas – tempo: 10 s/div; tensão: 100 V/div; corrente: 2 A/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).....	242
Figura 9.17 – Detalhes da tensão e corrente na rede elétrica. Escalas – tempo: 10 ms/div; tensão: 100 V/div; corrente: 1 A/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).....	242
Figura 9.18 – Tensão do barramento cc. Escalas – tempo: 10 s/div; tensão: 50 V/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).....	243
Figura 9.19 – Potência gerada pelas fontes renováveis ( <i>PV + WT</i> ) e consumida pela carga crítica. Escalas – tempo: 10 s/div; potência: 200 W/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).....	243
Figura 9.20 – Potência gerada pelo arranjo fotovoltaico e aerogerador e consumida pela carga crítica. Escalas – tempo: 10 s/div; potência: 200 W/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).....	244
Figura 9.21 – Tensão e corrente na rede elétrica. Escalas – tempo: 10 s/div; tensão: 100 V/div; corrente: 2 A/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).....	244
Figura 9.22 – Detalhes da tensão e corrente na rede elétrica. Escalas – tempo: 10 ms/div; tensão: 100 V/div; corrente: 2 A/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).....	244
Figura 9.23 – Tensão do barramento cc. Escalas – tempo: 10 s/div; tensão: 50 V/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).....	245
Figura 9.24 – Potência gerada pelas fontes renováveis ( <i>PV + WT</i> ) e consumida pela carga crítica. Escalas – tempo: 10 s/div; potência: 200 W/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).....	245
Figura 9.25 – Potência gerada pelo arranjo fotovoltaico e aerogerador e consumida pela carga crítica. Escalas – tempo: 10 s/div; potência: 200 W/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).....	246
Figura 9.26 – Tensão e corrente na rede elétrica. Escalas – tempo: 10 s/div; tensão: 100 V/div; corrente: 2 A/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).....	246
Figura 9.27 – Detalhes da tensão e corrente na rede elétrica. Escalas – tempo: 10 ms/div; tensão: 100 V/div; corrente: 2 A/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).....	246

Figura 9.28 - Tensão do barramento cc. Escalas – tempo: 10 s/div; tensão: 50 V/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita). .....	247
Figura 9.29– Tensão e corrente na rede elétrica. Escalas – tempo: 40 s/div; tensão: 100 V/div; corrente: 2 A/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita). .....	248
Figura 9.30 - Potência gerada pelo arranjo fotovoltaico, aerogerador, célula a combustível e consumida pela carga crítica. Escalas – tempo: 40 s/div; potência: 200 W/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita). .....	248
Figura 9.31 - Potência gerada pelas fontes renováveis ( $PV + WT + FC$ ) e consumida pela carga crítica. Escalas – tempo: 40 s/div; potência: 500 W/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita). .....	249
Figura 9.32 - Tensão do barramento cc. Escalas – tempo: 40 s/div; tensão: 50 V/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita). .....	249
Figura 9.33 - Potência gerada pelo arranjo fotovoltaico, aerogerador, célula a combustível e consumida pela carga crítica. Escalas – tempo: 20 s/div; potência: 200 W/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita). .....	250
Figura 9.34 - Potência gerada pelas fontes renováveis ( $PV + WT + FC$ ) e consumida pela carga crítica. Escalas – tempo: 20 s/div; potência: 200 W/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita). .....	250
Figura 9.35 - Tensão do barramento cc. Escalas – tempo: 20 s/div; tensão: 50 V/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita). .....	251
Figura 9.36 - Potência gerada pelas fontes renováveis ( $PV + WT + FC$ ) e consumida pela carga crítica. Escalas – tempo: 40 s/div; potência: 200 W/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita). .....	251
Figura 9.37 - Potência gerada pelo arranjo fotovoltaico, aerogerador, célula a combustível e consumida pela carga crítica. Escalas – tempo: 40 s/div; potência: 200 W/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita). .....	252
Figura 9.38 - Tensão do barramento cc. Escalas – tempo: 20 s/div; tensão: 50 V/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita). .....	252
Figura 9.39 - Potência gerada pelo arranjo fotovoltaico, aerogerador, célula a combustível e consumida pela carga crítica. Escalas – tempo: 20 s/div; potência: 200 W/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita). .....	253
Figura 9.40 - Potência gerada pelas fontes renováveis ( $PV + WT + FC$ ) e consumida pela carga crítica. Escalas – tempo: 20 s/div; potência: 200 W/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita). .....	253
Figura 9.41 - Tensão do barramento cc. Escalas – tempo: 20 s/div; tensão: 50 V/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita). .....	254
Figura 9.42 - Resultados experimental referente à corrente injetada na rede durante a partida do conversor cc-ca. Escalas – tempo: 1 s/div; corrente: 5 A/div. ....	254
Figura 9.43 - Resultados experimental referente ao retorno do sistema ao modo conectado, após a operação no modo isolado. Escalas – tempo: 10 s/div; tensão: 100 V/div; potência: 500 W/div. ....	255
Figura 9.44 - Resultado experimental referente ao processo de carga do banco de supercapacitores. Escalas - tempo: 40 s/div; tensão: 50 V/div; corrente: 10 A/div. ....	255
Figura 9.45 - Análise harmônica da corrente injetada na rede sob operação nominal. $THD=2,71\%$ . .....	257
Figura 9.46 - Análise harmônica da corrente injetada na rede com 50% da potência nominal. $THD=2,84\%$ . .....	257



Figura 9.47 - Análise harmônica da corrente drenada da rede sob operação nominal. $THD=2,86\%$ .	257
Figura 9.48 - Análise harmônica da corrente drenada da rede com 50% da potência nominal. $THD=2,91\%$ .	258



## LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 - Relação entre grandezas e parâmetros elétricos de módulos e arranjos fotovoltaicos.....	81
Tabela 4.2 - Especificações elétricas do módulo KC200GT no <i>STC</i> .....	84
Tabela 4.3: Especificações elétricas do arranjo fotovoltaico no <i>STC</i> .....	85
Tabela 4.4– Especificações para dimensionamento do conversor <i>Boost</i> .....	90
Tabela 4.5– Aspectos construtivos do indutor de saída .....	91
Tabela 4.6– Esforços de corrente e tensão no interruptor <i>S</i> .....	91
Tabela 4.7– Esforços de corrente e tensão no diodo <i>D</i> .....	91
Tabela 4.8 – Elementos parasitas inerentes aos componentes do conversor <i>Boost</i> .....	92
Tabela 4.9 – Faixa de temperatura na qual alguns conversores cc-cc podem operar como rastreadores de máxima potência em sistemas fotovoltaicos. ....	94
Tabela 4.10 – Quadro comparativo entre diferentes métodos de rastreamento de máxima potência. ....	99
Tabela 4.11– Sumário das taxas de degradação observadas para quatro tipos de módulos de silício cristalino sujeitos ao envelhecimento em tempo real e acelerado. ....	100
Tabela 5.1 - Informações referentes à turbina eólica empregada. ....	115
Tabela 5.2 – Valores das constantes para cálculo do coeficiente de potência.....	116
Tabela 5.3– Especificações para dimensionamento do conversor <i>Boost</i> QTN .....	122
Tabela 5.4 – Aspectos construtivos do indutor $L_1$ .....	123
Tabela 5.5 – Aspectos construtivos do indutor $L_2$ .....	123
Tabela 5.6 – Restrições para determinação do capacitor $C_{o1}$ .....	124
Tabela 5.7 – Características do banco capacitivo empregado. ....	124
Tabela 5.8– Esforços de corrente e tensão nos interruptores $S_1$ e $S_2$ .....	124
Tabela 5.9 - Esforços de corrente e tensão nos diodos $D_1$ e $D_2$ .....	125
Tabela 5.10– Elementos parasitas inerentes aos componentes do conversor.....	125
Tabela 6.1 – Valores dos parâmetros elétricos da <i>PEMFC</i> empregada.....	142
Tabela 6.2 – Especificações para dimensionamento do estágio de potência.....	146
Tabela 6.3 – Especificações para dimensionamento de um dos conversores <i>Forward</i> .....	146
Tabela 6.4– Aspectos construtivos do transformador.....	147
Tabela 6.5 – Aspectos construtivos do indutor de saída.....	147
Tabela 6.6 – Restrições para determinação do capacitor de saída.....	148
Tabela 6.7 – Características do capacitor utilizado.....	148
Tabela 6.8 – Esforços de corrente e tensão no interruptor $S_1$ .....	148
Tabela 6.9 – Esforços de corrente e tensão nos diodos $D_1$ e $D_{RL}$ .....	149
Tabela 6.10 – Especificação dos componentes do filtro LC de entrada.....	150
Tabela 6.11 – Indutâncias de dispersão do transformador.....	151
Tabela 6.12 – Componentes do circuito grameador.....	151
Tabela 6.13– Elementos parasitas inerentes aos componentes do conversor.....	151
Tabela 7.1 – Especificações para dimensionamento do estágio de potência.....	188
Tabela 7.2– Dados nominais de placa do transformador de baixa frequência.....	188
Tabela 7.3 – Parâmetros associados ao modelo elétrico equivalente do transformador de baixa frequência.....	188
Tabela 7.4 – Aspectos construtivos do indutor externo.....	189
Tabela 7.5 – Características do capacitor utilizado.....	189
Tabela 7.6: Especificações do módulo e banco de supercapacitores.....	190

Tabela 7.7– Esforços de corrente e tensão no interruptor $S_1$ .....	191
Tabela 7.8– Elementos parasitas inerentes aos componentes do conversor. ....	191
Tabela 9.1 – Limites máximos de distorção por componente harmônica de corrente.....	256

# SÍMBOLOS, SIGLAS E ACRÔNIMOS

## Siglas e Acrônimos

$AM$	Coefficiente de massa de ar
$AM^{STC}$	Coefficiente de massa de ar no <i>STC</i>
$C_p$	Coefficiente de potência
$C_{pmax}$	Coefficiente de potência máximo
$f_c$	Frequência cruzamento
$f_R$	Frequência da componente fundamental da tensão da rede elétrica
$f_0$	Frequência de ressonância
$C_v(s)$	Compensador de tensão
$C_i(s)$	Compensador de corrente
$C_{imed}(s)$	Compensador da corrente média no enrolamento primário do transformador de baixa frequência
$C_a$	Capacitor que modela as perdas por ativação
$C_{bar}$	Supercapacitor do barramento cc
$C_{eq}$	Capacitor equivalente de saída do conversor cc-cc 3
$C_f$	Capacitor do filtro LC
$G$	Ganho estático
$G_{Boost}$	Ganho estático do conversor <i>Boost</i>
$G_{BQTN}$	Ganho estático do conversor <i>Boost</i> QTN
$G_{max}$	Ganho estático máximo
$G_{min}$	Ganho estático mínimo
$G_v(s)$	Modelo da planta para controle de tensão
$G_i(s)$	Modelo da planta para controle de corrente
$G_{imed}(s)$	Modelo da planta para controle da corrente média no enrolamento primário do transformador de baixa frequência
$I(n)$	Valor de corrente no período de amostragem atual
$I(n-1)$	Valor de corrente no período de amostragem anterior
$I_{cc}^{STC}$	Corrente de curto circuito no <i>STC</i>

$I_{cc}$	Corrente fornecida pelo barramento cc
$i_{Cbar}$	Corrente através do capacitor do barramento cc
$I_{Cbar\_ef}$	Corrente eficaz no capacitor do barramento cc
$I_{FC\_max}$	Corrente máxima de saída da célula a combustível
$I_{FC\_min}$	Corrente mínima de saída da célula a combustível
$i_{Lo}$	Corrente no indutor de saída do conversor cc-cc 3
$I_{mp}^{STC}$	Corrente de máxima potência no <i>STC</i>
$I_o$	Corrente de saída de conversores cc-cc
$I_{pmed}$	Corrente média do enrolamento primário do transformador de baixa frequência
$I_{sp}$	Valor de pico da corrente injetada na rede elétrica
$k_i$	Ganho do sensor de corrente
$k_{ip}$	Ganho do sensor de corrente para leitura da corrente do enrolamento primário do transformador de baixa frequência
$k_{is}$	Ganho do sensor de corrente para leitura da corrente do enrolamento secundário do transformador de baixa frequência
$k_c$	Ganho do controlador
$k_{vg}$	Ganho do sensor de tensão para leitura da tensão na rede elétrica
$k_{vcc}$	Ganho do sensor de tensão para leitura da tensão do barramento cc
$k_{WT}$	Constante de ajuste do erro da razão cíclica de operação em relação à razão cíclica de máxima potência
$k_{VWT}$	Ganho do sensor de tensão para leitura da tensão na saída da ponte retificadora
$k_T$	Ganho do sensor de temperatura
$L$	Distância medida em relação ao ângulo zenital
$L_{dp}$	Indutância de dispersão do enrolamento primário do transformador de baixa frequência
$L_{ds}$	Indutância de dispersão do enrolamento secundário do transformador de baixa frequência
$L_{ext}$	Indutor externo
$L_f$	Indutor do filtro LC
$L_g$	Indutância total de saída do conversor cc-ca

$L_M$	Indutância magnetizante do transformador de baixa frequência
$L_{oeq}$	Indutância equivalente dos indutores de saída do conversor cc-cc 3
$L_0$	Menor distância medida em relação ao ângulo zenital
$L_{seq}$	Indutância equivalente do indutor de saída em série com o enrolamento secundário do transformador de baixa frequência
$M$	Índice de modulação
$M_\phi$	Margem de fase
$n$	Relação de transformação entre os enrolamentos primário e secundário do conversor <i>Forward</i>
$n_p$	Número de espiras do enrolamento primário do transformador de baixa frequência
$n_s$	Número de espiras do enrolamento secundário do transformador de baixa frequência
$N_T$	Relação de transformação do transformador de baixa frequência
$n_1$	Número de espiras do enrolamento primário do conversor <i>Forward</i>
$n_2$	Número de espiras do enrolamento secundário do conversor <i>Forward</i>
$n_3$	Número de espiras do enrolamento terciário do conversor <i>Forward</i>
$P_{FC}$	Potência gerada pela célula a combustível
$P_{mec}$	Potência mecânica disponível no eixo do aerogerador
$P_{mp}$	Potência máxima fornecida pelo arranjo fotovoltaico
$P_o$	Potência de saída dos conversores cc-cc
$P_{PV}$	Potência gerada pelo arranjo fotovoltaico
$P_{WT}$	Potência gerada pela turbina eólica
$R_a$	Resistência que modela as perdas por ativação
$P_{mp}^{STC}$	Máxima potência no <i>STC</i>
$P_{max}(v)$	Potência máxima em função do perfil de vento
$R_{Cbar}$	Resistência serie equivalente do supercapacitor
$R_c$	Resistência serie equivalente de um capacitor
$R_D$	Resistência parasita de um diodo
$R_L$	Resistência parasita de um indutor
$R_r$	Resistência que modela as perdas na região ôhmica

$R_S$	Resistência parasita de um interruptor
$R_{seq}$	Resistência equivalente do indutor de saída em série com o enrolamento secundário do transformador de baixa frequência
$S$	Radiação solar
$S^{STC}$	Radiação solar no $STC$
$T$	Temperatura
$T_{mec}$	Torque mecânico disponibilizado no eixo do aerogerador
$T_a$	Período de amostragem
$T^{STC}$	Temperatura estabelecida no $STC$
$u_{lcc}$	Coefficiente de temperatura da corrente de curto circuito
$u_{Vca}$	Coefficiente de temperatura da tensão de curto aberto
$u_{Vmp}$	Coefficiente de temperatura da tensão de máxima potência
$v$	Velocidade do vento
$V(n)$	Valor da tensão período de amostragem atual
$V(n-1)$	Valor da tensão no período de amostragem anterior
$v_{ab}$	Tensão aplicada entre os braços do conversor cc-ca
$V_E$	Tensão de entrada dos conversores cc-cc
$V_{ca}$	Tensão de circuito aberto
$V_{ca}^{STC}$	Tensão de circuito aberto no $STC$
$V_{ca}(T)$	Tensão de circuito aberto em função da temperatura
$V_{ca\_max}$	Tensão máxima de circuito aberto
$V_{ca\_min}$	Tensão mínima de circuito aberto
$v_{cont}$	Sinal modulador
$V_D$	Queda de tensão no diodo em condução
$V_{FC}$	Tensão de saída da célula a combustível
$V_{FC\_max}$	Tensão máxima de saída da célula a combustível
$V_{FC\_min}$	Tensão mínima de saída da célula a combustível
$v_g$	Tensão da rede elétrica
$V_{mp}^{STC}$	Tensão de máxima potência no $STC$



$V_{mp}(T)$	Tensão de máxima potência em função da temperatura
$V_{mp\_max}$	Tensão máxima no ponto de máxima potência
$V_{mp\_min}$	Tensão mínima no ponto de máxima potência
$V_o$	Tensão de saída dos conversores cc-cc
$V_{oref}$	Tensão de referência
$V_{PV}$	Tensão saída do arranjo fotovoltaico
$V_{PV\_max}$	Tensão máxima de saída do arranjo fotovoltaico
$V_{PV\_min}$	Tensão mínima de saída do arranjo fotovoltaico
$v_{prim}$	Tensão no enrolamento primário do transformador $T_1$
$V_{RET}$	Tensão de saída da ponte retificadora
$V_{RET\_min}$	Tensão mínima de saída da ponte retificadora
$V_{RET\_max}$	Tensão máxima de saída da ponte retificadora
$v_{sec}$	Tensão no enrolamento secundário do transformador do conversor cc-cc 3
$v_{seceq}$	Tensão equivalente das tensões nos enrolamentos secundários dos transformadores do conversor cc-cc 3
$V_{sp}$	Valor de pico da tensão no enrolamento secundário do transformador de baixa frequência
$v_{tri}$	Sinal portador triangular
$V_{trip}$	Tensão de pico do sinal portador triangular
$\hat{x}$	Variável referente à perturbação de pequena magnitude
$X_{Cbar}$	Reatância do banco de supercapacitores
$\alpha$	Relação entre as razões cíclicas para acionamento dos interruptores $S_1$ e $S_2$ do conversor cc-cc 2
$\beta$	Ângulo de passo
$\delta$	Razão cíclica
$\Delta$	Razão cíclica no ponto operação
$\Delta I$	Diferença entre os estados atual e anterior de corrente
$\Delta I_{Cbar}$	Variação de corrente no capacitor do barramento cc
$\Delta I_{Lg}$	Ondulação de corrente no indutor de saída do inversor
$\Delta_{FC}$	Razão cíclica de operação do conversor cc-cc 3

$\Delta_{PV}$	Razão cíclica de operação do conversor cc-cc 1
$\Delta V$	Diferença entre os estados atual e anterior de tensão
$\Delta V_{Cbar}$	Variação de tensão nos terminais no capacitor do barramento cc
$\Delta_{1,2}$	Razão cíclica de operação do conversor cc-cc 2
$\varepsilon$	Sinal de erro
$\zeta$	Coefficiente de amortecimento
$\lambda$	Relação entre a velocidade tangencial da hélice e a velocidade real do vento
$\lambda_{opt}$	Relação ótima entre a velocidade tangencial da hélice e a velocidade real do vento
$\rho$	Densidade do fluido (ar)
$\omega_c$	Frequência de corte
$\omega_p$	Frequência do polo do compensador
$\omega_z$	Frequência do zero do compensador

## Siglas e Acrônimos

<i>AFC</i>	<i>Alkaline Fuel Cell</i>
<i>AM</i>	<i>Air Mass Coefficient</i>
<i>ca</i>	Corrente Alternada
<i>cc</i>	Corrente Contínua
<i>CondInc</i>	Método da Condutância Incremental
<i>CIGRE</i>	<i>International Council on Large Electric Systems</i>
<i>CSV</i>	<i>Coma Separated Value</i>
<i>DMFC</i>	<i>Direct Methanol Fuel Cell</i>
<i>EDCL</i>	<i>Electric Double Layer Capacitor</i>
<i>FC</i>	<i>Fuel Cell</i>
<i>e<sup>-</sup></i>	Elétron
<i>FF</i>	Fator de Forma
<i>FPB</i>	Filtro passa-baixa
<i>FTLA<sub>NC</sub></i>	Função de transferência de laço aberto não compensado
<i>FTLA<sub>C</sub></i>	Função de transferência de laço aberto compensado

GC	Geração Concentrada
GD	Geração Distribuída
GSIP	Gerador Síncrono a Ímã Permanente
H <sup>+</sup>	Próton
H <sub>2</sub>	Molécula de Hidrogênio
H <sub>2</sub> O	Água
I	Integral
<i>IEA</i>	<i>International Energy Agency</i>
<i>IEEE</i>	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>
MCC	Modo de Condução Contínuo
<i>MCFC</i>	<i>Molten Carbonate Fuel Cell</i>
<i>MPP</i>	<i>Maximum Power Point</i>
<i>MPPT</i>	<i>Maximum Power Point Tracker</i>
<i>MPPT-temp</i>	<i>Maximum Power Point Tracker-temperature</i>
O <sub>2</sub>	Molécula de oxigênio
PI	Proporcional-integral
<i>PAFC</i>	<i>Phosphoric Acid Fuel Cell</i>
<i>PLL</i>	<i>Phase Locked Loop</i>
P&O	Método Perturba e Observa
<i>PWM</i>	<i>Pulse Width Modulation</i>
QTN	Quadrático Três Níveis
<i>SOFC</i>	<i>Solid Oxide Fuel Cell</i>
<i>STC</i>	<i>Standard Test Conditions</i>
<i>THD</i>	<i>Total Harmonic Distortion</i>
<i>TSR</i>	<i>Tip Speed Ratio</i>
<i>WTG</i>	<i>Wind Turbine Generator</i>



## SUMÁRIO

1	Introdução Geral.....	41
2	Revisão Bibliográfica.....	49
2.1	Sistemas isolados.....	49
2.1.1	Sistemas interligados à rede elétrica.....	55
2.2	Conclusão.....	61
3	Análise do fluxo de potência no sistema proposto.....	63
3.1	Breve descrição do sistema.....	63
3.2	Balanço de potência.....	65
3.3	Modo interligado.....	66
3.3.1	Modo interligado 1 – geração renovável superior à demanda.....	67
3.3.2	Modo interligado 2 – geração renovável equivalente à demanda.....	68
3.3.3	Modo interligado 3 – geração renovável inferior à demanda.....	68
3.3.4	Modo interligado 4 – geração renovável nula.....	69
3.4	Modo isolado.....	70
3.4.1	Modo isolado 1 – geração renovável disponibilizada superior à demanda.....	71
3.4.2	Modo isolado 2 – geração renovável equivalente à demanda.....	72
3.4.3	Modo isolado 3 – geração renovável inferior à demanda.....	73
3.4.4	Modo isolado 4 – geração renovável nula.....	74
3.4.5	Fluxograma-resumo dos modos de operação.....	75
3.5	Conclusão.....	76
4	Especificação, Projeto, Dimensionamento e Controle do Estágio de Processamento da Energia Gerada pelo Arranjo Fotovoltaico.....	79
4.1	Introdução.....	79
4.2	Caracterização elétrica de geradores fotovoltaicos.....	80
4.2.1	Condições padrão de teste.....	82
4.2.2	Especificação do módulo e do arranjo fotovoltaico.....	84
4.3	Definição do estágio de processamento de energia.....	87
4.4	Dimensionamento do estágio de potência.....	90
4.4.1	Indutor de entrada.....	91
4.4.2	Interruptor.....	91
4.4.3	Diodo.....	91
4.4.4	Capacitor de entrada.....	92
4.4.5	Capacitor de saída.....	92

4.4.6	Elementos parasitas .....	92
4.5	Estratégia de controle do conversor <i>Boost</i> .....	92
4.5.1	Conversor <i>Boost</i> aplicado ao rastreamento do ponto de máxima potência .....	93
4.5.2	Conversor <i>Boost</i> aplicado à regulação do barramento cc .....	101
4.6	Resultados de simulação .....	108
4.7	Conclusão .....	111
5	Especificação, Projeto, Dimensionamento e Controle do Estágio de Processamento da Energia Gerada pela Turbina Eólica .....	113
5.1	Introdução .....	113
5.2	Caracterização elétrica de turbinas eólicas .....	114
5.3	Definição do estágio de processamento de energia .....	118
5.4	Dimensionamento do estágio de potência .....	122
5.4.1	Ponte retificadora .....	123
5.4.2	Capacitor $C_{WT}$ .....	123
5.4.3	Indutor $L_1$ .....	123
5.4.4	Indutor $L_2$ .....	123
5.4.5	Capacitor $C_{o1}$ .....	124
5.4.6	Capacitor $C_{o2}$ .....	124
5.4.7	Interruptores $S_1$ e $S_2$ .....	124
5.4.8	Diodos $D_1$ e $D_2$ .....	125
5.4.9	Elementos parasitas .....	125
5.5	Estratégia de controle do conversor <i>Boost</i> QTN .....	125
5.5.1	Conversor <i>Boost</i> QTN aplicado ao rastreamento do ponto de máxima potência .....	127
5.6	Resultados de simulação .....	132
5.7	Conclusão .....	135
6	Especificação, Projeto, Dimensionamento e Controle do Estágio de Processamento da Energia Gerada pela Célula a Combustível .....	137
6.1	Introdução .....	137
6.2	Caracterização elétrica de células a combustível .....	138
6.2.1	Princípio de funcionamento da <i>PEMFC</i> .....	139
6.3	Definição do estágio de processamento de energia .....	143
6.4	Dimensionamento do estágio de potência .....	146
6.4.1	Transformador .....	147
6.4.2	Indutor de saída .....	147
6.4.3	Capacitor de saída .....	148

6.4.4	Interruptor $S_1$ .....	148
6.4.5	Diodos $D_1$ e $D_{RL}$ .....	148
6.4.6	Diodo de desmagnetização.....	149
6.4.7	Filtro de entrada.....	149
6.4.8	Circuito grameador.....	150
6.4.9	Elementos parasitas.....	151
6.5	Estratégia de controle .....	152
6.5.1	Redução do conversor proposto para um conversor <i>Buck</i> equivalente .....	154
6.5.2	Estratégia para controle da corrente fornecida pela célula a combustível.....	157
6.5.3	Estratégia de controle da tensão de saída.....	164
6.6	Resultados de simulação .....	171
6.7	Conclusão .....	173
7	Especificação, Projeto, Dimensionamento e Controle do Conversor de Interface entre o Barramento cc e a Rede Elétrica.....	175
7.1	Introdução.....	175
7.2	Filtro de saída .....	177
7.3	Modulador <i>PWM</i> senoidal três níveis .....	180
7.4	Determinação dos elementos passivos.....	183
7.4.1	Indutor de saída .....	183
7.4.2	Capacitor de entrada.....	184
7.5	Dimensionamento dos componentes do estágio de potência.....	187
7.5.1	Transformador.....	188
7.5.2	Indutor de saída .....	188
7.5.3	Capacitor do barramento cc .....	189
7.5.4	Interruptor $S_1$ .....	191
7.5.5	Elementos parasitas.....	191
7.6	Estratégia de controle .....	192
7.6.1	Estratégia para controle da corrente de saída.....	192
7.6.2	Estratégia para controle da tensão do barramento cc.....	198
7.6.3	Estratégia para controle do valor médio da corrente no enrolamento primário do transformador de conexão com a rede elétrica.....	204
7.7	Resultados de simulação .....	208
7.8	Conclusão .....	209
8	Introdução à Análise da Estabilidade da Microrrede Após a Integração dos Estágios de Processamento de Energia .....	211
8.1	Introdução.....	211

8.2	Análise de estabilidade .....	212
8.2.1	Análise da estabilidade do sistema no modo de operação interligado à rede elétrica .....	214
8.2.2	Análise de estabilidade do sistema para operação no modo isolado .....	225
8.3	Conclusão.....	231
9	Resultados experimentais .....	233
9.1	Introdução .....	233
9.2	Restrições adotadas durante a realização da experimentação .....	234
9.2.1	Emulação da célula a combustível .....	234
9.2.2	Emulação da turbina eólica .....	235
9.2.3	Emulação do arranjo fotovoltaico .....	237
9.3	Fotos do protótipo.....	237
9.4	Resultados referentes à operação no modo interligado.....	239
9.4.1	Modo interligado 1 .....	239
9.4.2	Modo interligado 2 .....	241
9.4.3	Modo interligado 3 .....	243
9.4.4	Modo interligado 4 .....	245
9.5	Resultados referentes à operação no modo isolado.....	247
9.5.1	Modo isolado 1 .....	247
9.5.2	Submodo isolado 2 .....	249
9.5.3	Submodo isolado 3 .....	251
9.5.4	Submodo isolado 4 .....	252
9.6	Resultados adicionais.....	254
9.7	Análise harmônica .....	255
9.8	Conclusão.....	258
10	Considerações Finais.....	259
	Apêndice A.....	273
	Apêndice B.....	279
	Apêndice C.....	283
	Apêndice D.....	289
	Apêndice E.....	299
	Apêndice F .....	311
	Apêndice G.....	321



## INTRODUÇÃO GERAL

Embora o efeito estático da eletricidade tenha sido notificado pela primeira vez ainda na Grécia Antiga, por volta de 600 a.C. [1, 2], somente em 1882, a partir da iniciativa de Thomas Alva Edison, foram projetadas e construídas as primeiras usinas geradoras de pequeno porte, em Londres e nos Estados Unidos, sendo caracterizadas por operarem em corrente contínua (cc).

O objetivo de Thomas Edison consistia na criação de centrais de geração voltadas ao suprimento de energia para o sistema de iluminação pública que havia idealizado a partir do aperfeiçoamento da lâmpada incandescente. Em 1886, tal sistema já contava com seis centrais, atendendo uma demanda de aproximadamente 150.000 lâmpadas [3].

Paralelamente à distribuição em corrente contínua, ainda em 1886, o investidor George Westinghouse financiou o desenvolvimento do primeiro sistema de transmissão em corrente alternada (ca) que, no ano seguinte, já mantinha cerca de 135.000 lâmpadas alimentadas [2].

Apesar de o sistema cc ter sido pioneiro, as vantagens associadas à geração em ca foram preponderantes na época, principalmente devido ao emprego do transformador para adequar os níveis de tensão, problemas intrínsecos dos comutadores das máquinas cc e impossibilidade de transmissão em corrente contínua por longas distâncias, devido à transmissão em baixa tensão [3].

A disputa entre Edison e Westinghouse culminou na construção, nos Estados Unidos, da usina de *Niagara Falls*, em 1895, cujo desenvolvimento foi baseado na proposta de Nikola Tesla, considerado o criador do sistema trifásico de transmissão em 50-60 Hz, adotado em quase a totalidade dos países [2, 3].

A partir de *Niagara Falls*, as centrais de geração em corrente alternada expandiram-se rapidamente, a ponto de, em 1897, já existirem 121 sistemas deste tipo em funcionamento, alimentando aproximadamente 350.000 lâmpadas [3].

Ao longo dos anos, os sistemas elétricos se desenvolveram a medida que atendiam à demanda dos consumidores, com base na premissa da geração convencional, dita Geração Concentrada (GC). Nessa configuração,

as usinas geradoras, em geral de grande porte, estavam associadas a fontes primárias de energia, cujo aproveitamento é mais vantajoso no local de ocorrência, e surgem conectadas a extensas linhas de transmissão e de distribuição, de modo a suprirem as necessidades de consumo de maneira econômica e confiável [4].

Em 1930, a maior parte dos grandes centros industriais já se apresentava alimentado por sistemas baseados na geração de larga escala, cujo perfil compreendia turbinas geradoras, redes monopolizadas, órgãos regulamentadores, geração em corrente alternada e linhas de transmissão e distribuição [5].

Tal cenário permaneceu em ascensão por quase quatro décadas, a contar de 1920. Nesse período, o desenvolvimento tecnológico, aliado às ações institucionais, possibilitou a frequente redução de custos ao consumidor, reforçando as tendências de concentração da geração. Não obstante, o aumento significativo da eficiência das turbinas permitiu que a capacidade fosse elevada de 80 megawatts em 1920, para 600 megawatts em 1960 e 1400 megawatts em 1980 [5].

Apesar de ainda se manter como pilar do setor elétrico na maioria das nações, a geração concentrada passou a ser questionada desde a crise energética mundial, em 1973, época em que alguns países, como Estados Unidos e Reino Unido, alteraram suas legislações permitindo que produtores independentes tivessem acesso à rede elétrica. Ademais, fatores como dificuldades de obtenção de financiamento para construção de grandes centrais de geração, forte apelo ambiental, disseminação de fontes renováveis e avanços da eletrônica de potência, contribuíram para o surgimento de uma nova concepção, baseada na Geração Distribuída (GD) [5, 6].

Embora figurada com um novo conceito, em suma, a geração distribuída retoma os preceitos estabelecidos por Thomas Edison em 1882, que defendia o emprego de pequenas usinas geradoras operando junto aos centros de consumo [6]. Cabe enfatizar que de 1973 até início dos anos 90, poucos sistemas de geração distribuída haviam sido colocados em operação, porém, o desenvolvimento das tecnologias associadas às turbinas eólicas, módulos fotovoltaicos, células a combustível, microturbinas e outros tipos de fontes, permitiu que sistemas de geração de pequeno porte fossem sendo instalados gradativamente, como projetos-piloto, próximos às unidades consumidoras.

A partir da década de 90, mediante o apelo ecológico, evidenciado pelo ECO-92 e ratificado através do protocolo de Kyoto e da Conferência

Rio+20, maiores investimentos foram realizados, principalmente por Alemanha, Estados Unidos e Japão, na busca pelo aumento da eficiência de fontes renováveis e expansão de sistemas de geração distribuída.

Atualmente, a elevação da temperatura global, supostamente causada pela emissão de gases provenientes da queima de combustíveis fósseis, mas contestada por muitos cientistas [7-9], alia-se a fatores de relevância em curto prazo, como a desativação de usinas nucleares, como principal argumento em prol da diversificação da matriz energética, sobretudo após o acidente ocorrido em 2011, no Japão.

Mediante o exposto, inúmeros trabalhos vêm sendo publicados na literatura, em que diferentes termos são utilizados, normalmente, para designar geração distribuída, dentre os quais são citados: geração descentralizada, geração pulverizada e geração dispersa [10, 11]. Similarmente, não existe adequação com relação às suas características, haja vista que importantes órgãos internacionais como *Institute of Electrical and Electronic Engineers* (IEEE), *International Energy Agency* (IEA) e *International Council on Large Electric Systems* (CIGRE) não compactuam uma definição [4]. No entanto, é notável o fato de que muitos autores vêm se esforçando para padronizar o conceito de geração distribuída, dentre os quais [10, 12] se destacam pelo número de citações.

No Brasil, as normas vigentes para regulamentação da geração distribuída foram estabelecidas pelo Decreto nº 5.163 de 30 de julho de 2004. Em [4], uma discussão aprofundada é apresentada, da qual se extrai:

GD é a denominação genérica de um tipo de geração de energia elétrica que se diferencia da realizada pela geração centralizada por ocorrer em locais em que não seria instalada uma usina geradora convencional, contribuindo para aumentar a distribuição geográfica da geração de energia elétrica em determinada região.

Ainda de acordo com [4], a dificuldade existente na classificação dos sistemas de geração distribuída advém da enorme quantidade de variáveis que podem ser consideradas. Em síntese, os critérios normalmente abordados na classificação de tais sistemas são:

- Propósito: técnico, econômico, ambiental e/ou social;
- Localização: interligado ao sistema de transmissão, de distribuição ou instalação isolada;
- Especificação: micro, pequena, média ou grande GD;

- Área de entrega de energia: sistema de transmissão, de distribuição e/ou consumidor;
- Fonte primária: tradicional ou alternativa, renovável ou não renovável;
- Impacto ambiental: emissão de poluentes, alagamento, desmatamento e poluição sonora e/ou visual;
- Propriedade: empresa de geração, transmissão, distribuição e/ou consumidor.

No contexto nacional, os esforços em adaptar a matriz energética brasileira às condições necessárias para inserção de geração distribuída culminaram, em 2012, na elaboração da Resolução Normativa nº 482, pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), cujo objetivo consiste em regulamentar a inserção de mini e microgeradores à rede elétrica. Nesse âmbito, tal resolução define microgeração da seguinte forma:

Central geradora de energia elétrica, com potência instalada menor ou igual a 100 kW e que utilize fontes com base em energia hidráulica, solar, eólica, biomassa ou cogeração qualificada, conforme regulamentação da ANEEL, conectada na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras.

Evidentemente, o ingresso de centrais de microgeração na rede elétrica da concessionária deve ser realizado de maneira a atender os requisitos referentes à qualidade da energia, fato esse que, por sua vez, exige seu prévio processamento, sendo a eletrônica de potência empregada para esta finalidade.

Segundo [13], a eletrônica de potência pode ser definida como uma ciência aplicada dedicada ao estudo dos conversores estáticos de energia, utilizados para controlar o fluxo de energia entre dois ou mais sistemas elétricos, independentemente de serem compostos por fontes, cargas ou ambas. Adicionalmente, [14] define:

O objetivo da eletrônica de potência consiste em controlar o fluxo de energia de uma fonte para uma carga com elevada eficiência, alta disponibilidade, reduzido tamanho, reduzido peso e baixo custo.

Com base no exposto, a tríade formada pela tendência de expansão dos sistemas de geração distribuída, normatização da microgeração e atual

estado da eletrônica de potência, culmina na possibilidade de mudança de perfil da matriz energética brasileira, a exemplo de outros países.

Na Figura 1.1, apresenta-se o número de citações no banco de dados *IEEE*, por ano, para as palavras-chave *smart grid*, *microgrid* e *distributed generation*, como fator de impacto relacionado ao tema abordado.

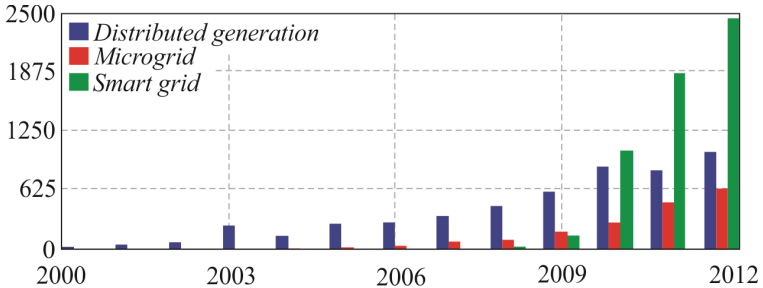


Figura 1.1 - Número de citações no banco de dados *IEEE* entre 2000 e 2012 para as seguintes palavras-chave: *smart grid*, *microgrid* e *distributed generation*.

Torna-se perceptível o fato de que a microgeração, além de atender a necessidade de distribuição homogênea da geração de energia elétrica, permite a criação de um novo conceito de consumidor, definida por *prosumer* (*producer + consumer*) [15], que participa ativamente do sistema, consumindo energia nos momentos de elevada demanda, porém fornecendo-a nos momentos de elevada geração.

Mediante o novo cenário emergente, propõe-se o tema da tese, que consiste na especificação, projeto, dimensionamento, controle e implementação de um sistema híbrido interligado à rede elétrica, tal como ilustra a Figura 1.2.

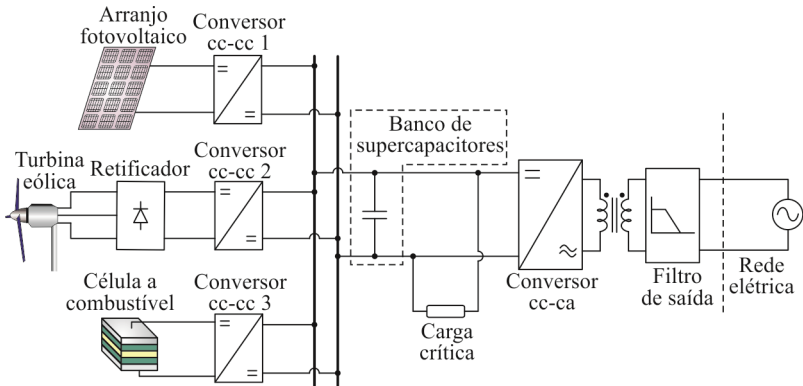


Figura 1.2 – Sistema proposto.

Embora desafios contemplem todas as etapas de concepção do sistema, a principal contribuição desta tese refere-se ao controle do sistema de maneira a permitir o adequado estabelecimento do fluxo de potência entre as fontes renováveis, rede elétrica e carga crítica, que deverá ser suprida ininterruptamente, independentemente das condições instantâneas de geração e demanda.

Alternativamente, como contribuições secundárias, citam-se:

- Proposta de um novo algoritmo de rastreamento de máxima potência baseado na medição de temperatura para sistemas fotovoltaicos, com rendimento superior a 99%;
- Proposta de um algoritmo de rastreamento de máxima potência para sistemas eólicos de pequeno porte, baseado na técnica da condutância incremental;
- Estudo e aplicação de um banco de supercapacitores de 31 F / 250 V como elemento de armazenamento de energia, voltado à elevação da autonomia do sistema;
- Análise da estabilidade do sistema, de maneira a estabelecer os casos críticos de operação;
- Obtenção de modelos médios voltados à simulação dos conversores;
- Apresentação de metodologias de escolha dos conversores cc-cc para cada aplicação.

Como fatores que delimitam a abordagem, não sendo foco da pesquisa, indicam-se os seguintes tópicos:

- Análise e implementação de sistemas de detecção anti-ilhamento (*anti-islanding*);
- Maximização da eficiência e minimização de preço, custo e volume dos conversores;
- Comparação entre topologias de conversores;
- Comparação entre técnicas de controle;
- Implementação digital das malhas de controle.

Estruturalmente, o documento é composto por nove outros capítulos, além desse, introdutório.

No capítulo 2 é apresentada uma revisão bibliográfica relacionando os trabalhos publicados correlatos ao tema da tese. Adicionalmente, no capítulo 3, abordam-se os principais aspectos relativos ao fluxo de potência entre as fontes renováveis, a rede elétrica e a carga crítica que compõem o sistema.

No capítulo 4, são estudados os tópicos concernentes à geração de energia através do arranjo fotovoltaico, bem como seu processamento. No capítulo 5, apresenta-se análise similar, todavia, sob o ponto de vista do aerogerador. O capítulo 6, por sua vez, traz os conceitos necessários para implementação do estágio de processamento de energia referente à célula a combustível.

No capítulo 7, são enfatizados os procedimentos de projeto do conversor cc-ca, que realiza a interface entre o barramento cc e a rede elétrica, enquanto o capítulo 8 traz uma análise da estabilidade do sistema, após a integração de todas as fontes que o compõem.

Por fim, no capítulo 9 apresentam-se os resultados obtidos através dos ensaios experimentais e o capítulo 10 conduz à conclusão geral da tese.





## REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Este capítulo apresenta uma breve revisão bibliográfica referente ao tema que, embora seja relativamente recente, vem atraindo a atenção de centros de pesquisa, implicando em um grande número de trabalhos publicados e tornando impraticável uma análise que esgote todas as fontes de referência.

Nesse contexto, o capítulo tem como objetivo contextualizar tecnicamente o sistema proposto, dentro de um universo formado por trabalhos que apresentam diversas combinações de topologias, estratégias de controle, estabelecimento de fluxo de potência, associação de fontes e modos de operação.

Visando facilitar a análise, a presente pesquisa bibliográfica será dividida em duas partes: a primeira contempla os sistemas isolados e, a segunda, aqueles nas quais a rede elétrica está presente, de acordo com os modos de operação do sistema: isolado ou conectado à rede elétrica da concessionária.

### 2.1 Sistemas isolados

O estudo efetivo referente ao uso de fontes renováveis de energia iniciou-se com a crise energética mundial, em 1973. Desde então, inúmeros trabalhos propuseram diversos métodos e técnicas para alcançar tal finalidade, sendo que os sistemas isolados (*stand-alone*) foram os pioneiros, ganhando evidência a partir de 1980.

Na literatura, os primeiros estudos envolvendo fontes renováveis de energia foram, em grande parte, publicados por empresas do ramo de telecomunicações, que intentavam desenvolver sistemas alternativos para alimentação das centrais telefônicas em áreas isoladas.

Em 1979, pesquisadores da *Siemens* [16] publicaram um trabalho vislumbrando a possibilidade de emprego de fontes renováveis - fotovoltaica, eólica e células a combustível - para alimentação de centrais telefônicas. No mesmo ano, uma pesquisa independente, realizada pela *Nippon Electric Industry Co* [17], abordou o tema a partir do emprego de geradores eólicos e a diesel.

Em 1981, trabalhos desenvolvidos pela *Hughes Aircraft Company* [18] apontaram para alguns fatores importantes, como a redução de custos associados à geração fotovoltaica, a tendência de substituição gradativa dos combustíveis fósseis por fontes renováveis e os problemas associados à reduzida vida útil das baterias de chumbo-ácido. Nesse mesmo projeto, cogitou-se a adoção de geradores fotovoltaicos e eólicos concomitantemente, como forma de reduzir a necessidade de elementos armazenadores de energia, diminuindo os custos e aumentando a vida útil do sistema.

Mantendo o intuito de suprir centrais telefônicas, em 1983, a *Nippon Electric Industry Co* [19], apresentou os resultados obtidos a partir de testes realizados em um sistema híbrido isolado composto por turbinas eólicas, módulos fotovoltaicos e um gerador a diesel. Na época, o sistema foi nomeado de sistema híbrido triplo.

Outro trabalho de relevância foi publicado por pesquisadores da *Jutland Telephone* [20], em 1985, embora, segundo os autores, os estudos iniciaram-se ainda em 1978. O foco do trabalho estava no desenvolvimento de um sistema híbrido a partir de arranjos fotovoltaicos, um gerador eólico e um banco de baterias, com a intenção de manter uma central telefônica suprida de forma autônoma. A falta de conhecimento a respeito das fontes a serem empregadas, exigiu que dois projetos-piloto fossem criados: em 1978, um pequeno parque eólico foi construído e, em 1979, outro parque, agora fotovoltaico, também foi concebido. Os resultados e conclusões acerca da operação do parque fotovoltaico já haviam sido previamente publicados em 1981 [21]. Após a finalização do estudo, em 1983, um projeto maior, contendo um gerador a diesel foi elaborado e implementado, entrando em operação em 1984.

No mesmo ano, a empresa brasileira *Fone-Mat S.A.* publicou um trabalho descrevendo os resultados obtidos com a montagem de um sistema de alimentação para a estação radiorrepetidora de Paulo Alto, em Goiás, através do uso de módulos fotovoltaicos, baterias e um gerador a diesel [22], na qual destacou a autonomia e a robustez do sistema.

Adicionalmente em 1988, [23] enfatizou o grande potencial do uso da energia fotovoltaica para alimentação de cargas em áreas isoladas, referenciando outros quinze trabalhos, publicados entre 1980 e 1986, que faziam uso de bancos de baterias ou geradores a diesel como formas de armazenamento de energia.

A partir dessas primeiras pesquisas, houve uma real elevação na quantidade de publicações descrevendo sistemas baseados no uso de fontes

renováveis, sendo a maior parte guiada por uma mesma filosofia: emprego de geradores eólicos e/ou fotovoltaicos concomitantemente à utilização de geradores a diesel, banco de baterias ou ambos.

Em [24], é apresentada uma análise comparativa entre um sistema híbrido envolvendo geradores eólicos, fotovoltaicos e a diesel, com e sem banco de baterias. Os autores concluíram que, com o uso das baterias, o consumo de diesel foi reduzido de 5 a 10%. Em [25], as mesmas fontes foram utilizadas, contudo, o foco do trabalho consistiu na manutenção ininterrupta de uma carga cc de 48 V. Nesse trabalho, concluiu-se que o uso de baterias permitiu uma redução de 40% na frequência com que o gerador a diesel era ligado e desligado, devido às oscilações rápidas de radiação e velocidade de vento.

Na pesquisa desenvolvida por [26], são propostas três formas de conexão do gerador a diesel com as fontes renováveis, a saber: conexão série, comutada e paralela. Segundo os autores, na conexão série, a bateria era carregada por ambos, gerador a diesel e fontes renováveis. Através do inversor a tensão da bateria era processada, possibilitando o suprimento da carga. Algumas desvantagens relatadas referiam-se à reduzida eficiência e à necessidade de elevada capacidade de armazenamento.

O sistema comutado, por outro lado, foi projetado para que o gerador a diesel suprisse a carga durante o dia e/ou quando houvesse picos noturnos. De acordo com o autor, as principais vantagens dessa configuração refletiram-se em uma melhor eficiência em relação à conexão série e à redução de ruídos durante a noite, haja vista que nesse período, sob carga leve, o banco de baterias era suficiente para suprir o sistema. O gerador a diesel e o banco de baterias nunca permaneciam conectados à carga, simultaneamente.

Por último, no caso da conexão paralela, o gerador a diesel e as fontes renováveis podiam operar independentemente ou em paralelo. As seguintes vantagens foram salientadas pelos autores, em detrimento à elevação da complexidade do sistema: melhor eficiência do gerador a diesel (implicando em menor necessidade de manutenção) e redução da capacidade necessária de geração e de armazenamento.

No Brasil, nessa área, alguns trabalhos também foram e estão sendo desenvolvidos. Em [27], são apresentados os resultados do primeiro sistema híbrido instalado na Vila de São Tomé, região amazônica. A partir de uma planta composta por um gerador a diesel (20 kVA), um banco de baterias (com 40 unidades de 12 V / 150 Ah cada), um arranjo fotovoltaico (com 40 módulos de 80W de pico cada) e uma turbina eólica de 10 kW, o sistema foi

concebido de modo a suprir cerca de 40 famílias, ou 226 pessoas, entrando em operação em setembro de 2003.

Recentemente, outro sistema similar entrou em operação na Ilha dos Lençóis, norte do país. Nesse caso, o sistema híbrido composto por um gerador a diesel (com capacidade de 53 kW), um banco de baterias (com 120 baterias de 150 Ah cada), um arranjo fotovoltaico (com 21 kW de pico) e um gerador eólico (com potência máxima de 7,5 kW) entrou em funcionamento em 2008. Os resultados obtidos a partir da operação do sistema, com capacidade para suprir as noventa casas da localidade, ou 393 habitantes, foram apresentados em [28].

Cabe ressaltar que, de acordo com critérios estabelecidos pela ELETROBRAS, no Brasil, o padrão de consumo específico estabelecido para as usinas termoeletricas a diesel é de 0,30 l/kWh. Para valores superiores, a concessionária não terá direito a subsídio, pagando integralmente o consumo do diesel adquirido para suprir a diferença [29]. Obviamente, tal como no Brasil, em muitos outros países a geração a diesel acaba sendo subsidiada, haja vista que, apesar de todas as desvantagens, é empregada como fonte de geração em locais onde outras formas tornam-se inviáveis.

Contudo, em resposta à busca por fontes não poluidoras, muitos trabalhos propuseram formas alternativas de geração, em substituição aos tradicionais geradores a diesel, sendo que na maior parte deles, adotaram-se fontes renováveis associadas a elementos armazenadores.

Exemplos de sistemas isolados sem emprego de geração a diesel podem ser encontrados em vários trabalhos [30-33]. Dentre eles, [31] demonstra um método para determinação da capacidade de armazenamento de um banco de baterias empregado em um sistema híbrido formado por geradores eólicos e fotovoltaicos. Além da energia, fatores como manutenção e envelhecimento também foram considerados. Segundo o mesmo artigo, a interligação de diferentes fontes ao sistema permite reduzir significativamente a capacidade de armazenamento requerida: em um sistema isolado, formado apenas por módulos fotovoltaicos, o banco de baterias deve ser projetado para suprir a carga em potência nominal por, pelo menos, vinte dias. Por outro lado, em sistemas contendo múltiplas fontes, fotovoltaica e eólica, por exemplo, a capacidade de armazenamento requerida é reduzida à metade.

Em [32], é proposto um sistema fotovoltaico-eólico para alimentar o barramento cc de um inversor bidirecional que mantém alimentadas cargas em corrente alternada. De modo a garantir autonomia, um banco de baterias,

com um banco de supercapacitores (*EDLC – Electric Double Layer Capacitor*) em paralelo, é empregado como *backup*. De acordo com as conclusões dos autores, a presença do supercapacitor permite o aumento da vida útil do banco de baterias - cujas descargas tornam-se menos profundas - reduzindo custos com manutenção.

Na mesma linha de pesquisa, em [33] um sistema híbrido de geração, composto por uma pequena usina hidroelétrica, uma turbina eólica e um arranjo fotovoltaico é foco de um estudo concernente ao fluxo de energia, visando manter a carga alimentada ininterruptamente. No trabalho foram estudados os possíveis cenários de geração, culminando na adição de um banco de baterias com o objetivo de balancear o sistema, quando a potência gerada pelas fontes fotovoltaica e eólica fosse maior que a demandada pela carga. Consecutivamente, a energia armazenada nas baterias era utilizada em períodos de baixa geração, sendo o despacho hidroelétrico a última alternativa priorizada pelos autores.

Partindo-se dos resultados descritos, torna-se evidente o fato de que os geradores fotovoltaico e eólico, apesar de serem complementares, não asseguram a alimentação da carga ininterruptamente, sendo, portanto, necessária a inserção de unidades de armazenamento de energia ao sistema, garantindo sua autonomia. Todavia, devido aos fatores negativos associados às baterias, como tempo de vida reduzida, toxicidade, peso, volume, custos e caráter não renovável, muitos autores passaram a buscar formas efetivas de reduzir ou eliminar seu emprego. Uma das soluções propostas por [34-38] resulta da utilização de células a combustível que, além de ser uma fonte de longa autonomia (dependendo da quantidade de hidrogênio armazenada), pode ser também renovável e limpa.

Em tais trabalhos, o suprimento de energia à carga foi realizado mediante a utilização de um arranjo fotovoltaico, uma turbina eólica e uma célula a combustível. Além disso, utilizou-se um eletrolisador com a função de produzir hidrogênio durante os picos de geração, para posterior reconversão em energia elétrica, quando necessário. O diagrama de blocos proposto, salvo algumas simplificações, pode ser sintetizado através da Figura 2.1.

De acordo com os autores, o sistema tem aplicações na geração de energia em localidades remotas, em que a rede elétrica não está presente e cargas críticas precisam ser alimentadas. Adicionalmente, os autores salientam que o banco de baterias foi incluído ao sistema para garantir a autonomia durante transientes e suprir os picos intermitentes das fontes renováveis.

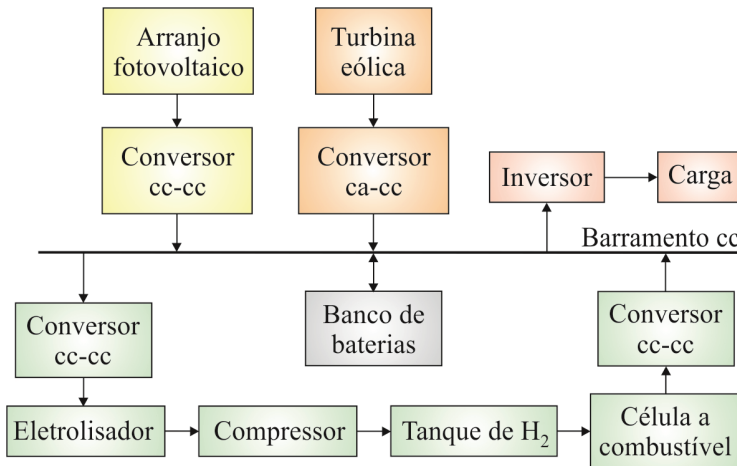


Figura 2.1 - Proposta de sistema híbrido empregando células a combustível e banco de baterias.

Finalmente, referindo-se aos sistemas isolados, as últimas tendências apontam para a eliminação total do banco de baterias, em prol do uso exclusivo de fontes renováveis. Nesse contexto, ainda sem resultados experimentais, [39] apresentou uma proposta cuja estrutura é ilustrada na Figura 2.2, em que o banco de baterias foi substituído por um banco de supercapacitores. Segundo os autores, o conjunto formado pela célula a combustível e pelo eletrólizador tem como característica a elevada densidade de energia, podendo manter a carga por longos períodos, contudo, sem a possibilidade de suprir correntes elevadas por curtos intervalos de tempo. Dessa forma, visando eliminar tal deficiência, foi empregado o banco de supercapacitores, cuja função é fornecer (ou drenar) os picos elevados de corrente.

De maneira sumarizada, inicialmente, os sistemas híbridos em operação isolada caracterizavam-se por serem compostos por arranjos fotovoltaicos e aerogeradores, sendo, na maior parte das aplicações, adotados bancos de bateria e geradores a diesel, como *backup*. Entretanto, trabalhos mais recentes passaram a apontar o uso de células a combustível e eletrólizadores como elementos capazes de conferir autonomia aos sistemas, em substituição aos geradores a diesel. Adicionalmente, supercapacitores, quando integrados, contribuem para redução dos bancos de bateria necessários para assegurar a autonomia dos sistemas.

Torna-se importante salientar, pois, que a utilização de geradores a diesel e bancos de bateria é ainda vastamente difundida [40-43], devido à

confiabilidade que impõem e aos custos associados às fontes disponíveis à substituição.

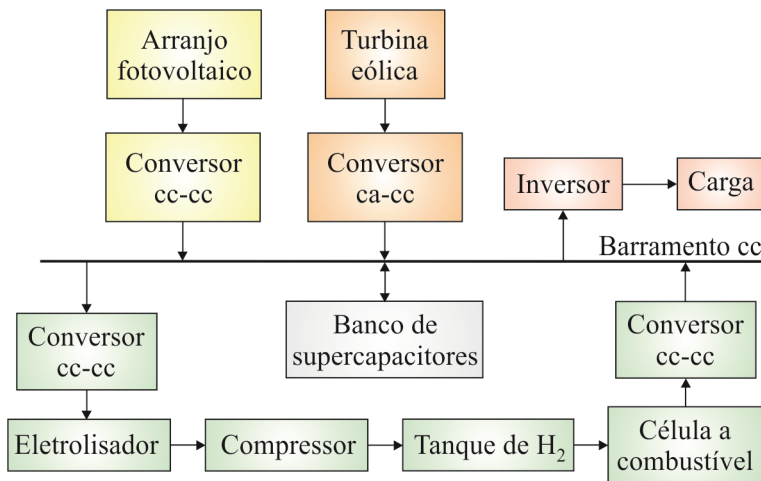


Figura 2.2: Proposta de sistema híbrido empregando células a combustível e banco de supercapacitores.

### 2.1.1 Sistemas interligados à rede elétrica

A interligação de sistemas de geração de pequeno porte à rede elétrica iniciou-se em meados dos anos 70, estando ainda hoje em desenvolvimento. De acordo com o banco de dados IEEE, os primeiros trabalhos referentes ao assunto foram publicados a partir de 1983, contudo, até o ano de 1988, os artigos referiam-se, quase que totalmente, a projetos-piloto, desenvolvidos principalmente nos Estados Unidos e Europa, tendo arranjos fotovoltaicos como fonte primária. Exemplos desse tipo de publicação são apresentados em [44-47]. Resumidamente, em [48] encontra-se a descrição de 79 trabalhos referentes à interligação de sistemas de geração fotovoltaica à rede elétrica, entre 1984 e 1988.

No período de 1988 a 1995, de forma geral, os trabalhos descrevem os resultados obtidos a partir dos projetos-piloto concebidos nos anos anteriores, sendo que, entre 1995 e 2000, algumas publicações [49-52] já propunham topologias de conversores voltadas à conexão de sistemas à rede elétrica.

Notoriamente, a partir de 2000, houve um aumento significativo no número de publicações, que passaram a abordar não somente as aplicações e propostas de novas topologias de conversores, assim como técnicas de

controle, emprego de microcontroladores, sistema de anti-ilhamento, algoritmos de rastreamento de máxima potência, estudo de estabilidade do lado da geração, sistemas de sincronização, proteção, modelagem, uso concomitante de diversas fontes primárias, análise econômica, estratégias de controle do fluxo de potência, entre outros fatores associados à interligação de sistemas à rede elétrica.

Recentemente, a partir de 2004, com o surgimento do conceito de redes inteligentes (*smart grids*), pesquisas concernentes ao estudo do fluxo de potência em sistemas híbridos e interligados à rede passaram, também, a ser escopo de estudo.

Considerando-se a amplitude do tema e o elevado número de trabalhos que surgem diariamente, conforme previamente mencionado, torna-se impraticável contabilizar todas as contribuições; assim sendo, doravante, somente publicações que apresentem algum grau de similaridade com o tema da tese serão comentadas.

Em [53], publicado em agosto de 2007, é apresentado um sistema híbrido-renovável interligado à rede elétrica, composto por um arranjo fotovoltaico de 350 W e uma célula a combustível de 500 W. A Figura 2.3 representa o diagrama de blocos da estrutura.

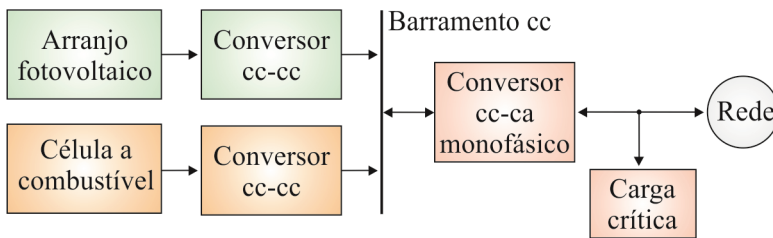


Figura 2.3: Sistema proposto por [53].

Segundo os autores, o emprego simultâneo da célula a combustível e do arranjo fotovoltaico constitui uma forma eficaz de geração, sendo seu princípio de operação descrito da seguinte forma: nos momentos de elevada radiação solar, o arranjo fotovoltaico opera fornecendo potência ativa ao barramento, de maneira a suprir a carga do lado ca. A energia excedente é injetada na rede elétrica com elevado fator de potência, através do conversor cc-ca, que atua ainda como filtro ativo. Em contrapartida, nos momentos de baixa geração por parte do arranjo fotovoltaico, a célula a combustível entra em operação, complementando a potência necessária à manutenção da carga. Ressalta-se que em tal proposta, a rede elétrica não atua fornecendo potência ativa à carga, sob qualquer hipótese.



As principais diferenças entre a proposta desta tese e o trabalho publicado por [53] são:

- A proposta da tese contempla, além da célula a combustível e arranjo fotovoltaico, um aerogerador, garantindo, de forma mais eficiente, a manutenção da carga.
- Na proposta da tese, propõe-se o emprego de um banco de supercapacitores conectado ao barramento cc, necessário para o suprimento da carga durante o tempo despendido para ativação da célula a combustível. Em [53], embora os autores mencionem a necessidade do uso de supercapacitores ou baterias, nenhuma explicação a respeito é feita.
- Na proposta da tese, a rede elétrica atua complementando a geração renovável ou absorvendo a energia excedente, auxiliando, destarte, o balanço de potência global do sistema.

De maneira similar, [54] propôs, em 2009, um sistema híbrido formado por um arranjo fotovoltaico e um aerogerador de 1 kW cada, uma célula a combustível de 2 kW e um banco de baterias de 48 V.

Apesar de o foco dos autores ter sido voltado ao projeto do conversor bidirecional para processamento da energia proveniente do banco de baterias, também abordaram os modos de operação do sistema, podendo ser interligado à rede ou isolado, e cogitaram a possibilidade de uso de supercapacitores ou *flywheels* como elementos destinados à melhoria da resposta dinâmica do sistema e aumento da vida útil do banco de baterias.

Um terceiro trabalho relevante, publicado em 2010 [55], apresenta um estudo comparativo entre diferentes configurações para a conexão entre um sistema híbrido (constituído por uma célula a combustível de 600 W e um arranjo fotovoltaico de 700 W) e a rede elétrica, conforme a Figura 2.4.

De acordo com os autores, quando aspectos como custo, volume e eficiência global são contabilizados, a configuração (c) torna-se a melhor opção; porém, considerando-se fatores como ondulação da tensão do barramento cc e modularidade, a configuração (b) torna-se superior. Ainda, sob nenhum aspecto a configuração (a) apresentou vantagens.

É oportuno ressaltar que a configuração (b) foi escolhida para ser empregada no sistema proposto nesta tese, uma vez que a energia proveniente do arranjo fotovoltaico, aerogerador e célula a combustível é processada por conversores cc-cc individuais e entregue ao barramento cc, conectado à rede elétrica através de um conversor cc-ca, o que torna o sistema expansível, caso outras fontes precisem ser interligadas ao

barramento. Logicamente, o limite de potência do conversor cc-ca deve ser respeitado.

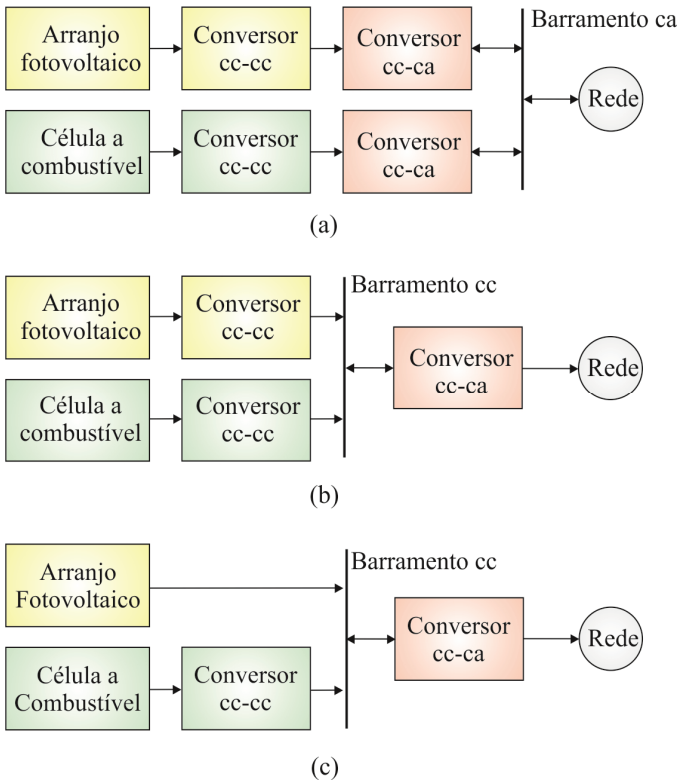


Figura 2.4: Sistemas propostos por [55].

Seguindo o mesmo raciocínio, em [56], publicado em 2010, propõe-se um sistema híbrido composto por um arranjo fotovoltaico de 1 kW, um banco de baterias de 48 V /200 Ah e um supercapacitor de 14,5 F/ 60 V, todos conectados, por meio de conversores individuais, a um barramento cc que, por sua vez, é interligado à rede elétrica através de um conversor cc-ca, tal como retrata a Figura 2.5.

Conforme os autores, o sistema apresenta o seguinte princípio de funcionamento: a potência gerada pelo arranjo fotovoltaico é utilizada para alimentar a carga cc. A energia excedente é primeiramente transferida ao banco de baterias e supercapacitores e, então, injetada à rede elétrica, que atua no balanço de potência do sistema, permitindo que a tensão do barramento permaneça regulada. O banco de supercapacitores, nesse

contexto, é empregado de maneira a aumentar a vida útil das baterias, atuando como elemento de descarga rápida.

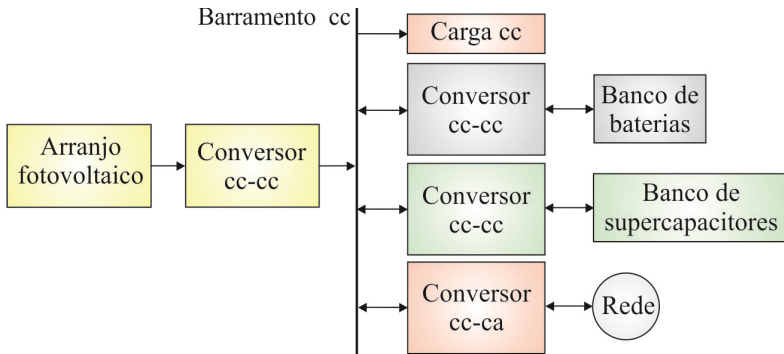


Figura 2.5: Sistema proposto por [56].

As principais diferenças entre a proposta desta tese e a apresentada em [56] são listadas na sequência:

- Na proposta da tese utilizam-se um arranjo fotovoltaico e um gerador eólico, enquanto em [56] apenas o arranjo fotovoltaico é incluído. O uso de mais de uma fonte aumenta a complexidade do sistema, contudo, torna as oscilações da tensão do barramento cc mais suaves e diminui a probabilidade de falta de energia, aumentando a confiabilidade.
- Na proposta da tese o banco de baterias é substituído por uma célula a combustível, cuja autonomia depende somente do montante de hidrogênio armazenado. Obviamente, o uso de um banco de baterias tornar-se-ia útil, haja vista que ao absorver a energia excedente, atuaria no balanço de potência do sistema, nos momentos em que a rede elétrica estivesse fora de operação, o que não pode ser realizado pela célula a combustível, pelo fato de ser unidirecional. Cabe ressaltar que, em instalações que requeiram elevada autonomia, o banco de baterias torna-se pesado, volumoso e não renovável.
- O banco de supercapacitores, na proposta da tese, é conectado diretamente no barramento cc, garantindo que sua tensão permaneça livre de ondulações. Nota-se que a elevada capacitância desacopla as potências de entrada e de saída, evitando, assim, distorções da corrente injetada na rede, causadas pela pulsação de 120 Hz na tensão do barramento cc, inerente aos

sistemas monofásicos. Na proposta de [56], o banco de supercapacitores é ligado ao barramento por intermédio de um conversor cc-cc, entretanto, não há problema de distorção da corrente, haja vista o emprego de um inversor trifásico.

Adicionalmente, em 2010, [57] apresentou um sistema composto por um arranjo fotovoltaico de 1 kW, uma célula a combustível de 1,2 kW e um banco de supercapacitores, estando todo o sistema interligado à rede elétrica. Os autores examinaram alguns modos de operação do sistema, tendo como objetivo a alimentação de cargas conectadas do lado ca, ininterruptamente.

Em 2011, [58] propôs um sistema híbrido interligado à rede, tendo como fontes primárias uma turbina eólica, um arranjo fotovoltaico e uma célula a combustível. Primando pela estratégia de controle, os autores apresentaram resultados de simulação para variados cenários de geração, priorizando análises concernentes à qualidade de energia.

Continuadamente, uma quantidade cada vez maior de publicações referentes aos sistemas de armazenamento para aplicações em sistemas híbridos interligados à rede elétrica surge na literatura, sendo grande parte caracterizada por combinar distintas fontes como estratégia para reduzir a oscilação de potência [59-65].

Recentemente, em 2013, o trabalho proposto por [66] apresentou o estudo do fluxo de potência em um sistema formado por um arranjo fotovoltaico, um aerogerador e um banco de baterias, visando à redução de custo de implementação do sistema através da otimização do despacho de potência dos elementos de armazenamento.

Por fim, visto que a maioria dos trabalhos faz uso de conversores cc-cc bidirecionais como interface entre o banco de supercapacitores, muitos autores, a exemplo da proposta da presente tese, vêm empregando bancos de supercapacitores diretamente no barramento cc [57, 67-69]. As justificativas para tal procedimento surgem das vantagens inerentes à obtenção de maior estabilidade e menor flutuação da potência gerada em função das intermitências associadas às fontes renováveis, principalmente fotovoltaicas e eólicas. Não obstante, o uso de bancos de supercapacitores no barramento cc desacopla os estágios de processamento de energia integrados, reduzindo os esforços para controle e melhorando a estabilidade do sistema.

É notório, contudo, que empregar o banco de supercapacitores diretamente no barramento cc requer cuidados adicionais com proteção, sobretudo, quando conversores estáticos são utilizados, haja vista o perigo

que impõem caso ocorra curto de braço. Ademais, sob tais condições, o banco se mantém constantemente carregado, apresentando uma mínima excursão de tensão, fato que não implica na minimização de seu peso, custo e volume.

## **2.2 Conclusão**

Este capítulo destinou-se à apresentação de uma revisão bibliográfica concernente ao tema de estudo. Diante da profusão de trabalhos referentes aos sistemas híbridos e renováveis, torna-se difícil elencar os de maior relevância, em virtude de abordarem o assunto sob diversos pontos de vista.

No entanto, foi possível constatar as tendências associadas à geração híbrida para interligação à rede, principalmente ao que tange às fontes empregadas. Ademais, há ênfase dada pelos trabalhos mais recentes para o uso de supercapacitores e células a combustível como tendência voltada ao armazenamento de curta e longa duração, respectivamente.



## ANÁLISE DO FLUXO DE POTÊNCIA NO SISTEMA PROPOSTO

Neste capítulo serão analisados os possíveis modos de operação do sistema proposto sob a perspectiva do fluxo de potência, influenciado, entre outros fatores, pela presença ou ausência da rede elétrica e a disponibilidade de energia renovável, dependente, por sua vez, de condições ambientais não determinísticas e com grande variabilidade diária, tais como radiação solar, temperatura e velocidade de vento.

### 3.1 Breve descrição do sistema

Antes de proceder à apresentação das regras que estabelecem o fluxo de potência no sistema proposto, torna-se crucial uma prévia apresentação de cada um dos estágios de processamento de energia que o constituem.

O arranjo fotovoltaico adotado será composto por cinco módulos conectados em série, com capacidade de fornecer, cada um, potência de até 200 W, totalizando, assim, 1 kW de pico. Para processar a energia gerada, utiliza-se o conversor cc-cc 1, ilustrado na Figura 3.1 e responsável por assegurar o rastreamento do ponto de máxima potência, no modo conectado à rede, ou regular a tensão do barramento cc, no modo isolado.

A turbina eólica, complementarmente, opera suprindo potência máxima de 1,2 kW ao barramento cc. O estágio de processamento de energia, nesse caso, é constituído pela ponte retificadora não controlada e pelo conversor cc-cc 2. Enquanto a ponte assegura a retificação da tensão de saída do aerogerador, o conversor cc-cc 2 realiza o rastreamento de máxima potência, em ambos os modos, conectado à rede e isolado.

Quanto à célula a combustível, prevê-se a utilização de uma *Proton Exchange Membrane Fuel Cell (PEMFC)* [70], cuja potência gerada é processada pelo conversor cc-cc 3. De maneira a garantir a máxima vida útil, a estratégia de controle será concebida de modo a ativar a célula a combustível somente no modo isolado, quando a energia consumida pela carga for superior à gerada pelo arranjo fotovoltaico e aerogerador, simultaneamente.

A energia gerada pelas fontes renováveis, conforme evidencia a Figura 3.1, após previamente processada, é fornecida ao barramento cc,

composto por um banco de supercapacitores (*Electric Double Layer Capacitor – EDLC*) [71], de 31 F / 250 V e pela carga. A utilização do banco de supercapacitores advém da necessidade de um barramento com elevada autonomia, permitindo a alimentação temporária da carga, até mesmo quando nenhuma outra fonte estiver conectada ao sistema.

Por fim, o conversor cc-ca, caracterizado por ser uma estrutura monofásica e bidirecional, será controlado através de três malhas: a primeira, e mais rápida, é responsável pelo controle da corrente instantânea a ser drenada ou injetada na rede elétrica, garantindo baixo fator de distorção harmônica e fator de potência próximo da unidade. À segunda, cabe a regulação da tensão do barramento cc e, finalmente, a terceira e mais lenta malha, tem por função controlar o nível médio da corrente do enrolamento primário do transformador de baixa frequência, empregado para acoplar a saída do conversor e a rede elétrica que, para fins de estudo, é considerada como um barramento infinito, capaz de fornecer tensão senoidal.

No sistema proposto, devido à interação entre as diferentes fontes de geração, rede elétrica e carga, o fluxo de potência pode se estabelecer caracterizando distintos cenários. Ilustrativamente, a Figura 3.1 apresenta os possíveis sentidos do fluxo de potência em cada um dos blocos que constituem o sistema, sendo as setas simples indicativas de unidirecionalidade e as duplas, bidirecionalidade.

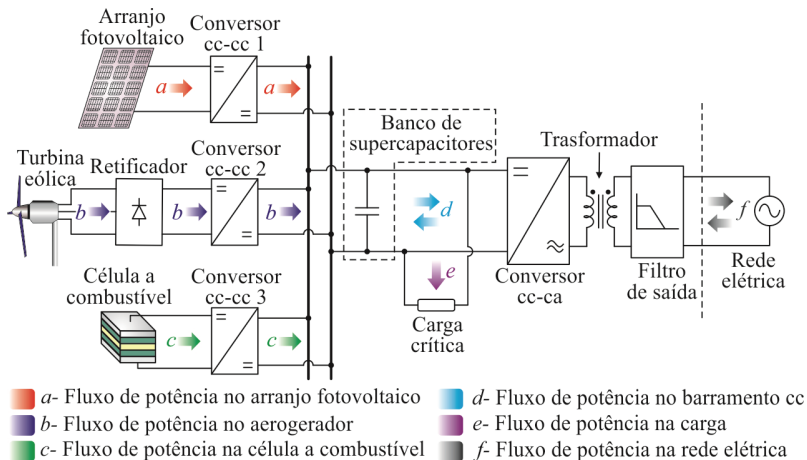


Figura 3.1- Diagrama de blocos do sistema com indicação do fluxo de potência.

De maneira imediata, o fator predominante no estabelecimento do fluxo de potência é a presença ou ausência da rede elétrica, implicando em



dois cenários principais: interligado à rede ou isolado, nesta ordem. De forma secundária, o despacho depende do montante instantâneo de potência disponível em cada fonte renovável, bem como da potência demandada pela carga. Assim sendo, é possível prever algumas situações de operação a partir da combinação de fontes em geração simultânea e níveis de demanda, permitindo o estudo do balanço de potência do sistema proposto.

### 3.2 Balanço de potência

Na realização do estudo referente ao balanço de potência, partir-se-á da premissa de que, independentemente das fontes de geração e da carga, a potência gerada será sempre igual à consumida adicionada das perdas, garantindo a estabilidade estática do sistema. Logo, considerando-se que o processamento da energia ocorre com rendimento unitário, escreve-se (3.1).

$$P_{PV} + P_{WT} + P_{FC} - P_{carga} \pm P_{rede} = 0 \quad (3.1)$$

Em que:

- $P_{PV}$  - potência gerada pelo arranjo fotovoltaico;
- $P_{WT}$  - potência gerada pela turbina eólica;
- $P_{FC}$  - potência gerada pela célula a combustível;
- $P_{carga}$  - potência consumida pela carga;
- $P_{rede}$  - potência injetada ou fornecida na/pela rede elétrica.

Particularmente, a equação (3.1) pode ser reescrita considerando-se as condições de operação nos modos interligado ou isolado. Quando operando no modo interligado, a célula a combustível permanece constantemente desativada, devido à suposição de que o custo para despachá-la é o maior entre todas as fontes que compõem o sistema. Ademais, nessa situação, os geradores fotovoltaico e eólico são mantidos no ponto de máxima potência. Todavia, enfatiza-se que essa premissa é válida no cenário brasileiro, sendo que sob qualquer outra hipótese, o estudo do fluxo de potência deve ser reavaliado.

Com base no exposto, o balanço de potência é satisfeito por (3.2), no caso em que a rede elétrica absorve o excedente de energia gerada localmente ou, por (3.3), no caso em que a rede elétrica atua complementando a geração para suprimento da carga.

$$\underbrace{P_{PV} + P_{WT}}_{\text{Potência gerada}} = \underbrace{P_{carga} + P_{rede}}_{\text{Potência consumida}} \quad (3.2)$$

$$\underbrace{P_{PV} + P_{WT} + P_{rede}}_{\text{Potência gerada}} = \underbrace{P_{carga}}_{\text{Potência consumida}} \quad (3.3)$$

Nota-se, através de (3.2) e (3.3) que, se a potência drenada pela carga for constante, a potência absorvida ou fornecida pela rede deverá variar simultaneamente às alternâncias da potência gerada pelas fontes renováveis, de modo a satisfazer o balanço de potência. Estabelecendo-se, pois, a suposição de que a rede elétrica é um barramento infinito, com tensão imposta, a mudança no valor da potência injetada ou absorvida dar-se-á pelo incremento ou decréscimo da corrente que por ela circula.

Em contrapartida, quando operando no modo isolado, sob qualquer disponibilidade de energia, as fontes renováveis, juntamente com a célula a combustível, devem gerar exatamente a potência demandada pela carga acrescida das perdas, de maneira a assegurar a estabilidade do barramento cc, conforme (3.4).

$$\underbrace{P_{PV} + P_{WT} + P_{FC}}_{\text{Potência gerada}} = \underbrace{P_{carga}}_{\text{Potência consumida}} \quad (3.4)$$

Logicamente, nesse caso, havendo maior disponibilidade que demanda, parte da energia deverá deixar de ser entregue ao barramento cc ou, em caso contrário, parte da carga deverá ser retirada do sistema. Cabe ainda ressaltar que o sistema será concebido com redundância, possibilitando que uma determinada carga crítica seja sempre suprida. Para tanto, a célula a combustível, com capacidade de manter tal carga alimentada independentemente de qualquer outra fonte, será ativada somente em situações críticas, como última possibilidade de geração. Doravante, atribuir-se-á às gerações fotovoltaica e eólica a nomenclatura de geração renovável, enquanto a célula a combustível estará vinculada à geração emergencial.

Nas próximas subseções, os cenários admissíveis, tanto no modo conectado quanto isolado, serão investigados mais detalhadamente.

### 3.3 Modo interligado

Sempre que a rede elétrica estiver presente, o sistema operará no modo interligado. Assim, a rede elétrica atua, conforme outrora mencionado, no balanço de potência, garantindo a manutenção da carga quando a geração renovável for insuficiente ou absorvendo a energia excedente, nos casos em que a geração renovável supere a demanda.

É oportuno enfatizar que, no modo interligado, a célula a combustível jamais será acionada. Assim sendo, o fluxo de potência pode se estabelecer das fontes renováveis para a carga, da rede elétrica para a carga e/ou das fontes renováveis para a rede elétrica.

De acordo com as condições instantâneas de geração e demanda, o modo interligado divide-se em quatro submodos presumíveis, conforme descrito a seguir.

### 3.3.1 Modo interligado 1 – geração renovável superior à demanda

Quando o sistema está operando no modo interligado e a potência gerada pelas fontes renováveis supera a demandada pela carga, o excedente é processado pelo conversor cc-ca e injetado na rede elétrica, de acordo com a representação da Figura 3.2.

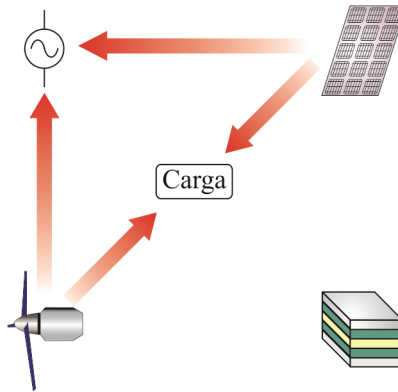


Figura 3.2 - Sentido do fluxo de potência no modo interligado 1.

Nesse modo de operação, o conversor cc-ca opera como inversor, processando a energia proveniente das fontes renováveis e adequando-a para ser injetada na rede com elevado fator de potência, além de regular a tensão do barramento cc. Concomitantemente, os conversores cc-cc associados ao arranjo fotovoltaico e ao gerador eólico operam no modo de rastreamento do ponto de máxima potência (*Maximum Power Point Tracker - MPPT*), assegurando a máxima eficiência destas fontes.

Salienta-se que maior detalhamento a respeito da escolha, projeto e dimensionamento dos conversores será apresentado nos capítulos posteriores, quando o processamento da energia gerada pelas fontes renováveis for analisado individualmente. Por ora, o balanço de potência é regido por (3.5).

$$\begin{cases} P_{FC} = 0 \\ P_{PV} + P_{WT} = P_{carga} + P_{rede} \end{cases} \quad (3.5)$$

A partir do momento em que a potência gerada pelas fontes renováveis se equipara à consumida pela carga, o sistema entra no modo interligado 2.

### 3.3.2 Modo interligado 2 – geração renovável equivalente à demanda

Nesse modo de operação, todo o fluxo de potência se estabelece entre as fontes renováveis e a carga, conforme a Figura 3.3, a partir da qual se percebe que a rede elétrica, apesar de ativa, não absorve e tampouco fornece potência do/para o sistema; consequentemente, a potência processada pelo conversor cc-ca é nula, enquanto os conversores cc-cc permanecem operando no *MPPT*.

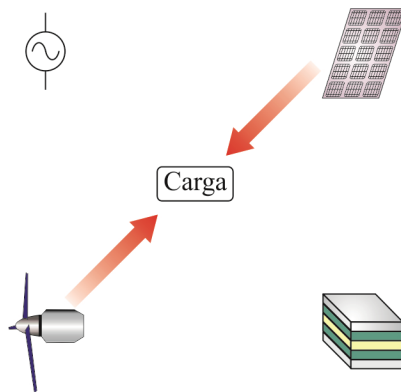


Figura 3.3 - Sentido do fluxo de potência no modo interligado 2.

No presente cenário, o balanço de potência é satisfeito por (3.6).

$$\begin{cases} P_{FC} = 0 \\ P_{rede} = 0 \\ P_{PV} + P_{WT} = P_{carga} \end{cases} \quad (3.6)$$

Caso a energia oriunda das fontes renováveis se torne insuficiente para alimentar a carga, o sistema passa a operar no modo interligado 3, descrito a seguir.

### 3.3.3 Modo interligado 3 – geração renovável inferior à demanda

Na situação em que a geração de energia por parte das fontes renováveis é insuficiente para suprir a carga, a rede elétrica passa a fornecer

o montante complementar. Logo, o fluxo de potência se estabelece a partir das fontes renováveis e da rede para a carga, conforme a Figura 3.4.

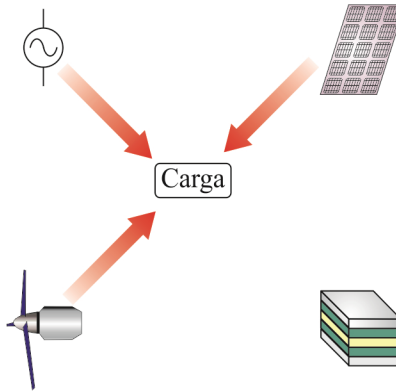


Figura 3.4 - Sentido do fluxo de potência no modo interligado 3.

Destaca-se que toda energia proveniente da rede é previamente processada pelo conversor cc-ca, que controla a qualidade da corrente fornecida e o valor da tensão do barramento cc, enquanto os conversores cc-cc continuam operando no rastreamento do ponto de máxima transferência de potência. Em tais condições, as equações que regem o balanço de potência são dadas por (3.7).

$$\begin{cases} P_{FC} = 0 \\ P_{PV} + P_{WT} + P_{rede} = P_{carga} \end{cases} \quad (3.7)$$

Se, devido às oscilações climáticas, a geração renovável for interrompida, o sistema migra para o modo de operação interligado 4, na seqüência detalhado.

### 3.3.4 Modo interligado 4 – geração renovável nula

Na ausência de vento e radiação solar, tanto a turbina eólica quanto o arranjo fotovoltaico tornam-se impossibilitados de gerar energia. Assim sendo, o fluxo de potência oriundo das fontes renováveis anula-se, e toda a demanda é suprida pela rede elétrica, conforme o diagrama da Figura 3.5.

Embora as fontes renováveis estejam inoperantes, seus respectivos conversores cc-cc atuam buscando o ponto de máxima potência (*Maximum Power Point – MPP*). Além disso, o conversor cc-ca mantém-se regulando a tensão do barramento cc e a qualidade da corrente drenada da rede.

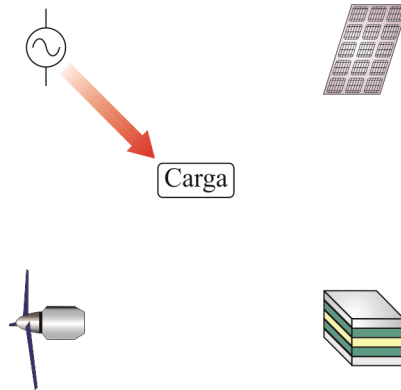


Figura 3.5 - Sentido do fluxo de potência no modo interligado 4.

Matematicamente, o balanço de potência é representado por (3.8).

$$\begin{cases} P_{PV} = 0 \\ P_{WT} = 0 \\ P_{FC} = 0 \\ P_{rede} = P_{carga} \end{cases} \quad (3.8)$$

Os quatro submodos detalhados abrangem integralmente as possibilidades de geração no modo interligado. Ressalta-se que o controle do fluxo de potência deve ser concebido de maneira a permitir a passagem automática e suave de um submodo para outro, sempre que uma nova combinação de geração e demanda ocorrer. Na sequência, abordar-se-ão os submodos inerentes ao modo isolado de operação.

### 3.4 Modo isolado

O modo isolado de operação ocorre quando a rede elétrica deixa de fazer parte do sistema. Nessas condições, para que a carga continue sendo alimentada, uma nova estratégia de controle do fluxo de potência deve ser empregada, haja vista que a potência média gerada pelas fontes renováveis deve ser exatamente igual à demandada pela carga, adicionada das perdas, de maneira a garantir a estabilidade do sistema.

A inviabilidade de utilização da rede elétrica implica na necessidade de acionamento da célula a combustível para geração emergencial, ou seja, para suprir a carga quando a geração renovável for insuficiente. Em outros termos, a célula a combustível desempenha, no modo isolado, função similar à rede elétrica no modo interligado, ressaltando-se, evidentemente,

a unidirecionalidade da célula a combustível, incapaz de absorver potência quando houver geração excedente.

Perante as condições instantâneas de geração e demanda, quatro modos de operação se distinguem, sendo descritos a seguir.

### 3.4.1 Modo isolado 1 – geração renovável disponibilizada superior à demanda

Nessa condição, a energia gerada pelas fontes renováveis não pode ser, integralmente, transferida à carga, fato que implicaria na elevação da tensão do barramento cc, culminando na instabilidade do sistema. Contudo, controlando-se tal tensão, é possível garantir a estabilidade e, por conseguinte, a igualdade entre as potências gerada e consumida.

A redução da potência entregue pelo arranjo fotovoltaico ao barramento cc pode ser realizada através do controle do conversor cc-cc responsável pelo processamento da energia proveniente dessa fonte. Portanto, o arranjo fotovoltaico passa a operar fora do *MPP*, fornecendo ao barramento cc apenas montante de energia necessário à manutenção da carga.

O mesmo procedimento poderia ser aplicado ao conversor cc-cc associado ao aerogerador, porém, por questões de segurança e simplicidade, conforme será abordado detalhadamente no capítulo 5, tal fonte permanecerá operando no *MPP*, e um banco resistivo será adicionado ao barramento cc para assegurar a estabilidade estática do sistema nos casos em que, mesmo com geração fotovoltaica nula, a geração renovável superar a demandada.

É importante enfatizar que, seja pelo controle do conversor cc-cc ou adição de carga extra ao barramento, parte da energia renovável disponível não será utilizada para manutenção da carga crítica, sendo, portanto, não aproveitada, conforme ilustra a Figura 3.6.

As equações que regem o balanço de potência, nesse modo de operação, são expressas por (3.9).

$$\begin{cases} P_{rede} = 0 \\ P_{FC} = 0 \\ P_{PV} + P_{WT} = P_{carga} \end{cases} \quad (3.9)$$

Caso a potência gerada pelas fontes renováveis se iguale à drenada pela carga, o sistema entra no modo isolado 2.

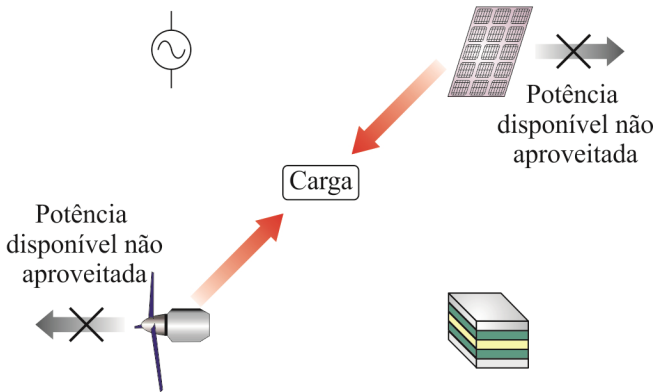


Figura 3.6 - Sentido do fluxo de potência no modo isolado 1.

### 3.4.2 Modo isolado 2 – geração renovável equivalente à demanda

No cenário atual, cuja probabilidade de ocorrência é remota, toda a potência gerada pelas fontes renováveis deve, necessariamente, ser processada e utilizada para suprir a carga conectada ao barramento cc (adicionada das perdas).

Em virtude de o aerogerador manter-se buscando o *MPP*, haverá mudança apenas no ponto de operação do arranjo fotovoltaico, que voltará a atuar, também, no ponto de máxima potência, embora o conversor cc-cc associado a esse estágio de processamento esteja sendo controlado para regular a tensão do barramento cc. Ressalta-se que devido à geração renovável ser equivalente à demandada, somente com ambas as fontes renováveis operando no *MPP*, a tensão de tal barramento permanecerá regulada. A forma como o fluxo de potência se estabelece no presente cenário pode ser verificada através da Figura 3.7.

Atenta-se, ainda, ao fato de que as equações de balanço de potência, nessa situação, apresentadas em (3.10), confundem-se com as obtidas para o modo isolado 1, porém, agora, a potência disponível pelas fontes renováveis será aproveitada integralmente.

$$\begin{cases} P_{rede} = 0 \\ P_{FC} = 0 \\ P_{PV} + P_{WT} = P_{carga} \end{cases} \quad (3.10)$$

Considerando-se, pois, o caso em que a potência disponível torna-se inferior àquela demandada pela carga, a tensão do barramento cc inicia o



processo de decrescimento e, a partir de então, o sistema passa a operar no modo isolado 3.

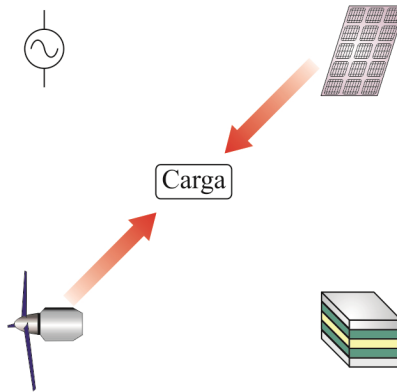


Figura 3.7 - Sentido do fluxo de potência no modo isolado 2.

### 3.4.3 Modo isolado 3 – geração renovável inferior à demanda

No presente panorama a geração emergencial torna-se efetiva, haja vista que a rede elétrica não está presente e as fontes renováveis não são capazes de suprir integralmente a carga. Sendo assim, a célula a combustível entra em operação, complementando o fornecimento de energia e permitindo que a tensão do barramento se reestabeleça, conforme ilustra a Figura 3.8.

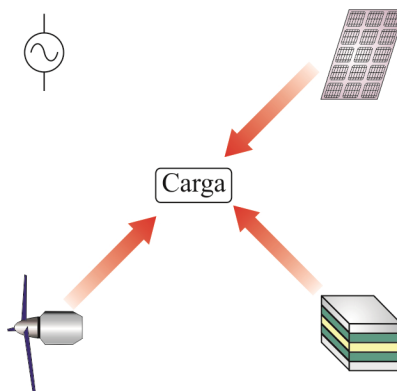


Figura 3.8 - Sentido do fluxo de potência no modo isolado 3.

Diz-se que a geração é emergencial devido ao fato de que, perante o

esgotamento das reservas de hidrogênio, a carga deixará, necessariamente, de ser suprida. Portanto, a autonomia do sistema está diretamente atrelada ao montante de hidrogênio armazenado.

Em tal modo de operação, as três fontes que compõem o barramento contribuem, simultaneamente, para a manutenção da carga, sendo que o montante de potência fornecida individualmente dependerá da disponibilidade instantânea de cada recurso energético. Ressalta-se, todavia, que o aerogerador e o arranjo fotovoltaico devem permanecer operando no *MPP*, minimizando a geração por parte da célula a combustível e aumentando, portanto, a autonomia do sistema. O balanço de potência é dado por (3.11).

$$\begin{cases} P_{rede} = 0 \\ P_{PV} + P_{WT} + P_{FC} = P_{carga} \end{cases} \quad (3.11)$$

Quando a energia proveniente das fontes renováveis, por qualquer motivo, anula-se, o sistema migra para o modo de operação isolado 4, conforme segue.

#### 3.4.4 Modo isolado 4 – geração renovável nula

Caso a geração renovável se anule, a célula a combustível passa a suprir toda a demanda, permanecendo assim até que a rede volte a fazer parte do sistema ou as fontes renováveis retomem a geração. Nessa condição, destarte, o fluxo de potência estabelece-se, exclusivamente, entre a célula a combustível e a carga, conforme retrata a Figura 3.9.

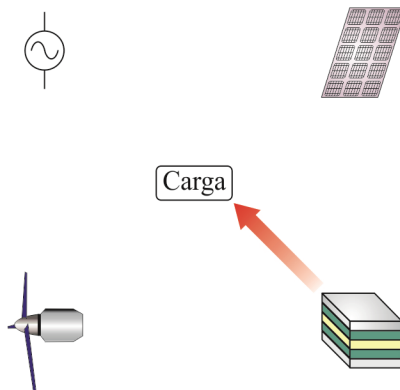


Figura 3.9 - Sentido do fluxo de potência no modo isolado 4.

Cabe enfatizar que, independentemente da potência gerada conjuntamente por ambos, aerogerador e arranjo fotovoltaico, a carga crítica máxima fica limitada à potência nominal que pode ser suprida pela célula a combustível individualmente, pois é ela, em uma eventual falha de todas as outras fontes, que manterá tal carga em operação, enquanto houver hidrogênio armazenado para esta finalidade.

Mediante o exposto, o balanço de potência referente a presente condição de operação pode ser expresso através de (3.12).

$$\begin{cases} P_{rede} = 0 \\ P_{WT} = 0 \\ P_{PV} = 0 \\ P_{FC} = P_{carga} \end{cases} \quad (3.12)$$

### 3.4.5 Fluxograma-resumo dos modos de operação

Os modos de operação supracitados abrangem todas as possíveis combinações de geração e demanda, tanto para a operação do sistema no modo interligado à rede elétrica, quanto no modo isolado.

Ressalta-se que o prévio estudo do fluxo de potência torna-se crucial para que se possa definir a estratégia mais adequada de controle dos conversores que compõem o sistema proposto, cujo compartilhamento de potência deve sempre garantir a estabilidade estático-dinâmica do barramento cc.

Ademais, a estratégia de controle adotada deve assegurar a transição automática e suave entre os modos de operação, sendo necessária, para tanto, a utilização de sensores estrategicamente posicionados para mensuração das grandezas relevantes à lógica de controle do sistema.

Visando sumarizar as informações obtidas nas seções anteriores, apresenta-se, na Figura 3.10, um fluxograma-resumo contendo as ações a serem aplicadas aos conversores do sistema de maneira a satisfazer ao balanço de potência.

Nota-se, no fluxograma, que as variáveis de controle que permitem a tomada de decisão estão relacionadas ao modo de operação (interligado ou isolado) e aos níveis de potência gerados pelas fontes renováveis ( $P_{WT}$  e  $P_{PV}$ ) e consumido pela carga ( $P_{carga}$ ). Contudo, conforme será visto em capítulos posteriores, a informação contida na comparação  $P_{PV} + P_{WT} \geq P_{carga}$ , pode ser obtida indiretamente a partir do valor da tensão do barramento cc que, portanto, torna-se uma importante variável de controle do sistema.

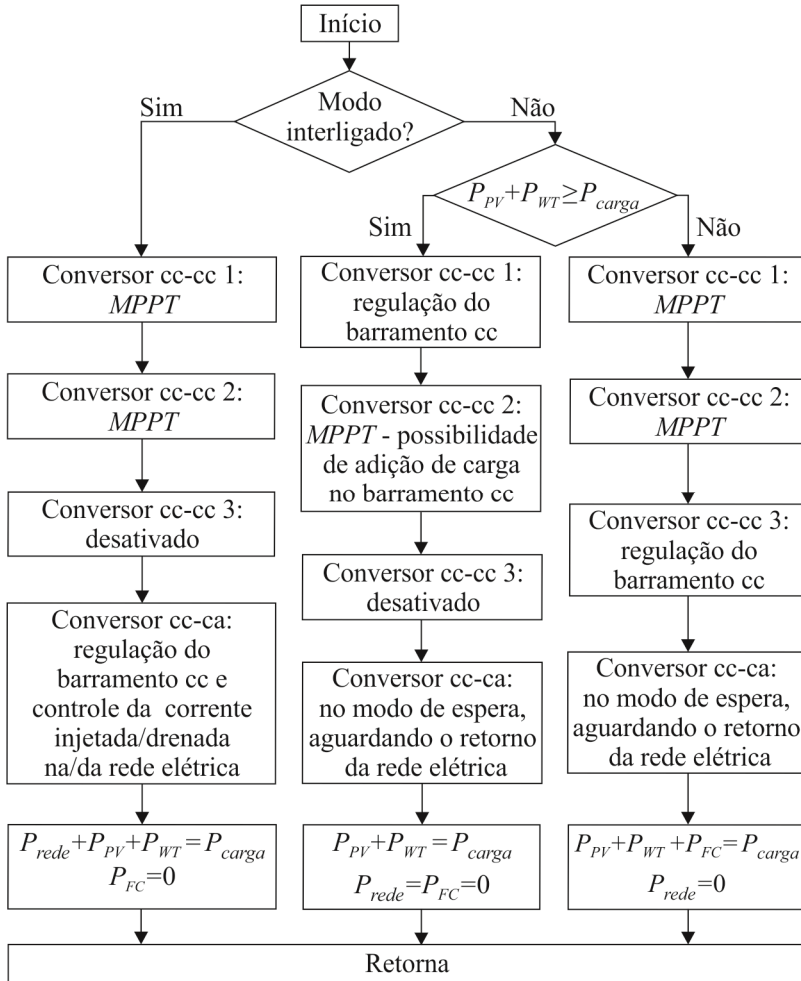


Figura 3.10 - Fluxograma-resumo das ações impostas aos conversores após a identificação do modo de operação do sistema.

### 3.5 Conclusão

Este capítulo destinou-se à identificação de todos os possíveis submodos de operação do sistema, obtida através da análise do balanço de potência nos modos interligado e isolado.

Verificou-se que a operação do sistema no modo interligado é bastante simplificada em relação ao modo isolado, em decorrência de que, independentemente dos níveis de potência gerados pelas fontes renováveis,

a rede elétrica atua no balanço de potência, complementando a geração ou absorvendo a energia excedente. Além disso, os conversores cc-cc associados ao aerogerador e ao arranjo fotovoltaico sempre operam como rastreadores de máxima potência, a célula a combustível permanece inoperante e, por fim, o conversor cc-ca regula a tensão do barramento cc e a corrente injetada/consumida na/da rede elétrica.

Em contrapartida, no modo isolado, a estratégia de controle dos conversores cc-cc é alterada para garantir a estabilidade da tensão do barramento cc, havendo ainda, a possibilidade de geração emergencial, nos momentos em que a célula a combustível contribuir com o fornecimento de energia para a carga.

É oportuno ressaltar que todo o sistema será dimensionado de maneira a permitir que as transições entre os modos e submodos de operação ocorram de maneira suave e automática e, para tanto, serão utilizados sensores de tensão e de corrente, estrategicamente alocados para fornecer as informações referentes aos níveis de potência instantaneamente gerados/consumidos.

É válido ainda destacar que a estratégia de controle do fluxo de potência proposta somente torna-se viável mediante a utilização de uma fonte de energia capaz de suprir o barramento cc durante o processo de inicialização da célula a combustível. Neste trabalho, evitando-se utilizar banco de baterias, por motivos posteriormente mencionados, adicionou-se um banco de supercapacitores diretamente ao referido barramento, cuja análise será abordada em capítulos posteriores.



**ESPECIFICAÇÃO, PROJETO, DIMENSIONAMENTO E CONTROLE DO ESTÁGIO DE PROCESSAMENTO DA ENERGIA GERADA PELO ARRANJO FOTOVOLTAICO**

Neste capítulo apresentam-se os aspectos relevantes concernentes à escolha, especificação, projeto e dimensionamento do sistema fotovoltaico que compõe a microrrede, destacado na Figura 4.1. São abordadas, ainda, as estratégias de controle que possibilitam a operação do conversor cc-cc desse estágio de processamento, tanto como rastreador de máxima potência, quanto na regulação do barramento cc.

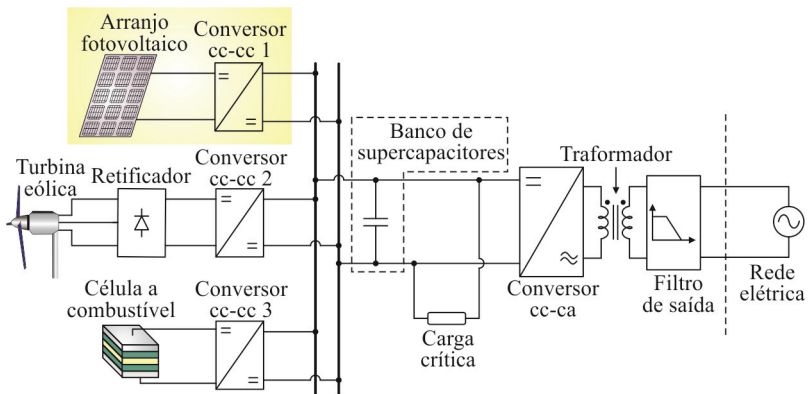


Figura 4.1 - Sistema completo com ênfase no estágio de processamento da energia gerada pelo arranjo fotovoltaico.

**4.1 Introdução**

A descoberta de que alguns materiais, ao serem expostos à radiação solar, são capazes de gerar eletricidade foi realizada já em 1839, por Edmond Becquerel. Todavia, somente em 1905 Albert Einstein explicou fisicamente tal processo, denominando-o de efeito fotoelétrico [72].

Desde então, a eficiência de conversão da energia solar diretamente em eletricidade elevou-se significativamente, possibilitando redução dos custos e crescimento em escala exponencial da produção das chamadas células fotovoltaicas.

No cenário atual, devido ao forte apelo ecológico, atrelado a incentivos cada vez maiores ao emprego de fontes renováveis, a geração fotovoltaica vem ganhando espaço em substituição às tradicionais matrizes, energéticas, seja em instalações isoladas ou mesmo interligadas à rede elétrica.

Obviamente, mediante as características singulares desse tipo de geração, expressivamente dependentes de fatores ambientais, como radiação solar e temperatura, o uso continuado da energia produzida requer meios adequados de processamento, sendo, pois, os conversores estáticos alvo de estudos para tais aplicações.

O dimensionamento do estágio de processamento, contudo, depende dos níveis de tensão, corrente e, conseqüentemente, potência a serem processados, sendo crucial, de antemão, entender o princípio de operação dos geradores fotovoltaicos.

## 4.2 Caracterização elétrica de geradores fotovoltaicos

Hierarquicamente, a célula fotovoltaica é o elemento básico na construção dos geradores fotovoltaicos. Devido à limitação de potência individual, células fotovoltaicas podem ser associadas em série ou paralelo, dando origem aos módulos fotovoltaicos que, por sua vez, ao serem associados possibilitam a obtenção dos arranjos ou painéis fotovoltaicos, conforme ilustra a Figura 4.2.

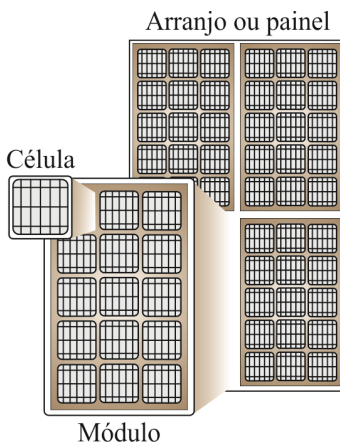


Figura 4.2 - Diferença entre célula, módulo e arranjo (ou painel) fotovoltaico.

Embora existam diversos tipos de materiais e distintas tecnologias utilizadas no processo de fabricação das células fotovoltaicas [72], as



produzidas a partir de silício cristalino são as mais disseminadas, alcançando eficiências máximas, em laboratório, de 20,4%, no caso das policristalinas e 25%, no caso das monocristalinas [73]. Comercialmente, as eficiências tornam-se menores, porém, alguns fabricantes, como Solbian e Sânio, vêm disponibilizando módulos fotovoltaicos de silício cristalino com eficiências da ordem de 18%.

É notório ainda que tecnologias recentes, baseadas no conceito de células multijunções, permitem elevar a eficiência da fotoconversão, ultrapassando o patamar de 44%, em aplicações laboratoriais, no ano de 2012 [74].

Evidentemente, o fato de um arranjo fotovoltaico ser constituído da associação de módulos faz com que exista, independentemente do material empregado, uma relação estrita entre as grandezas elétricas (tensão, corrente e potência) e os parâmetros elétricos (resistências série e paralela) de ambos. Cabe, entretanto, a ressalva de que tais relações são válidas se, e somente se, todos os módulos que constituem a associação forem idênticos (produzidos pelo mesmo fabricante e da mesma série). Assim, de acordo com [72], as relações da Tabela 4.1 podem ser estabelecidas.

Tabela 4.1 - Relação entre grandezas e parâmetros elétricos de módulos e arranjos fotovoltaicos.

Parâmetro	Módulo Fotovoltaico	Arranjo Fotovoltaico
Módulos em paralelo	1	$N_P$
Módulos em série	1	$N_S$
Resistência série	$R_{SM}$	$R_{SA} = \frac{N_S}{N_P} R_{SM}$
Resistência paralela	$R_{PM}$	$R_{PA} = \frac{N_S}{N_P} R_{PM}$
Corrente fotogerada	$I_{PhM}$	$I_{PhA} = N_P I_{PhM}$
Tensão de saída	$V_M$	$V_A = N_S V_M$
Corrente de saída	$I_M$	$I_A = N_P I_M$
Potência de saída	$P_M$	$P_A = N_P N_S P_M$

A caracterização elétrica dos módulos fotovoltaicos, para obtenção, por parte dos fabricantes, das grandezas contidas na Tabela 4.1, é realizada sob condições ambientais controladas, descritas a seguir.

### 4.2.1 Condições padrão de teste

As condições padrão de teste (*Standard Test Conditions - STC*) consistem na predefinição dos valores de radiação solar, índice de massa de ar e temperatura, a partir dos quais os geradores fotovoltaicos devem ser ensaiados, assegurando a padronização das informações fornecidas nos catálogos e possibilitando a comparação entre módulos de diferentes fabricantes.

#### 4.2.1.1 Radiação solar

A radiação solar ( $S$ ) é uma medida da potência emanada pelo sol que incide em determinada área. No topo da atmosfera terrestre, a radiação solar é, grosso modo, constante -  $1366 \text{ W/m}^2$ . Contudo, devido aos efeitos de absorção e reflexão atmosféricas, apenas uma parcela dessa radiação alcança a superfície da Terra, conforme é evidenciado através da Figura 4.3. Em dias de céu aberto, na linha do Equador, a componente direta da radiação estabelece-se ao redor de  $1000 \text{ W/m}^2$ , porém, fatores como altitude, longitude e nebulosidade alteram significativamente tal valor. As condições padrão de teste estabelecem a radiação solar de referência como sendo  $S^{STC} = 1000 \text{ W/m}^2$  [75].

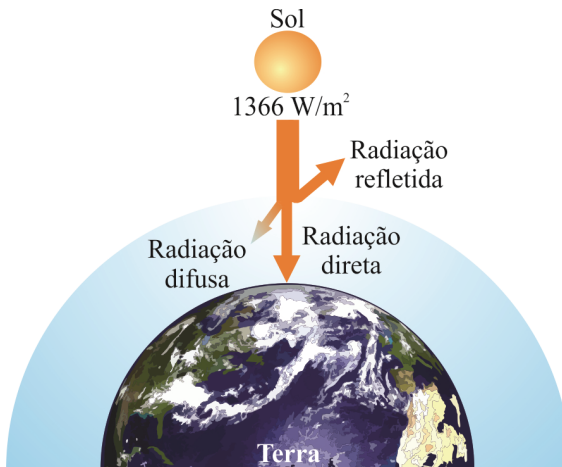


Figura 4.3 - Componentes da radiação solar na atmosfera terrestre.

#### 4.2.1.2 Coeficiente de massa de ar

O coeficiente de massa de ar (*Air Mass Coefficient - AM*) mede o comprimento da camada atmosférica a ser percorrido pela radiação solar,

normalizado em relação a menor trajetória possível. A partir da Figura 4.4, nota-se que a menor distância, medida em relação ao ângulo zenital, é dada por  $L_0$ , portanto, o coeficiente de massa de ar pode ser expresso conforme (4.1).

$$AM = \frac{L}{L_0} \quad (4.1)$$

De acordo com as condições padrões de teste, os geradores fotovoltaicos devem ser caracterizados considerando-se o coeficiente  $AM^{STC} = 1,5$ , o que implica em um ângulo  $\theta \approx 48^\circ$  em relação à linha de zênite. Esse valor é tomado como referência devido ao fato de a maior parte das grandes cidades e, assim, grandes centros industriais, localizar-se em médias latitudes [76].

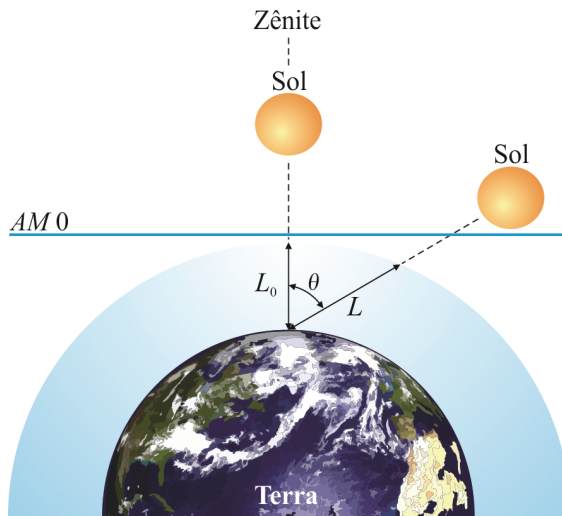


Figura 4.4: Exemplos de trajetórias percorridas pela radiação solar através da atmosfera terrestre para definição do conceito de índice de massa de ar.

#### 4.2.1.3 Temperatura

A temperatura é uma medida do grau de agitação das moléculas de um sistema em equilíbrio térmico [77], e apresenta, conforme será detalhado posteriormente, significativa influência nos níveis de tensão gerados pelos módulos fotovoltaicos. O valor de referência de temperatura, adotado para caracterização elétrica dos geradores fotovoltaicos, é estabelecido em  $T^{STC} = 25^\circ\text{C}$ .

#### 4.2.2 Especificação do módulo e do arranjo fotovoltaico

No sistema proposto, o arranjo fotovoltaico contribuirá com a geração renovável, fornecendo potência máxima de 1 kW, quando operando no ponto de máxima potência e nas condições padrão de teste, simultaneamente. Na prática, o arranjo será constituído por cinco módulos KC200GT, de 200  $W_p$  cada um, fabricados pela Kyocera. De acordo com a folha de dados do fabricante, tal módulo apresenta as características elétricas listadas na Tabela 4.2.

A partir das relações apresentadas na Tabela 4.1, das especificações contidas na Tabela 4.2 e considerando-se a conexão de cinco módulos em série, obtém-se a Tabela 4.3, que reúne as características elétricas do arranjo fotovoltaico a ser utilizado, quando operando no *STC*.

Tabela 4.2 - Especificações elétricas do módulo KC200GT no *STC*.

Especificações a $S = 1000 \text{ W/m}^2$ , $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ e $AM = 1,5$		
Potência máxima	$P_{mp}^{STC}$	200 W
Tensão de máxima potência	$V_{mp}^{STC}$	26,3 V
Corrente de máxima potência	$I_{mp}^{STC}$	7,61 A
Tensão de circuito aberto	$V_{ca}^{STC}$	32,9 V
Corrente de curto circuito	$I_{cc}^{STC}$	8,21 A
Coefficiente de temperatura da corrente de curto circuito	$u_{Icc}$	$3,18 \cdot 10^{-3} \text{ A}/^\circ\text{C}$
Coefficiente de temperatura da tensão de circuito aberto	$u_{Vca}$	$-0,123 \text{ V}/^\circ\text{C}$
Coefficiente de temperatura da tensão de máxima potência	$u_{Vmp}$	$-0,140 \text{ V}/^\circ\text{C}$

Atenta-se à interpretação dos coeficientes  $u_{Icc}$ ,  $u_{Vca}$  e  $u_{Vmp}$ , que descrevem o efeito da temperatura na corrente de curto circuito, tensão de circuito aberto e tensão de máxima potência, respectivamente. A importância do prévio conhecimento desses coeficientes será enfatizada posteriormente, quando uma nova técnica de rastreamento de máxima potência baseada na medição de temperatura [78, 79] for abordada, configurando uma das contribuições da presente tese.

Adicionalmente, salienta-se que os valores das resistências série  $R_{SM}$  e paralela  $R_{PM}$ , inerentes ao módulo fotovoltaico, não são fornecidos pelos

fabricantes, devendo ser obtidos experimentalmente, caso o modelo matemático do arranjo fotovoltaico seja requerido.

Nesse âmbito, também como contribuição, foi desenvolvido um modelo para simulação do arranjo fotovoltaico adotado [80], permitindo a obtenção das curvas características I-V (corrente *versus* tensão) e P-V (potência *versus* tensão) relacionadas, sob quaisquer combinações de radiação e temperatura, conforme retrata a Figura 4.5 e a Figura 4.6.

Tabela 4.3: Especificações elétricas do arranjo fotovoltaico no *STC*.

Especificações a $S = 1000 \text{ W/m}^2$ , $T = 25^\circ\text{C}$ e $AM = 1,5$		
Número de módulos em série	$N_S$	5
Número de módulos em paralelo	$N_P$	1
Potência máxima	$P_{mp}^{STC}$	1 kW
Tensão de máxima potência	$V_{mp}^{STC}$	131,5 V
Corrente de máxima potência	$I_{mp}^{STC}$	7,61 A
Tensão de circuito aberto	$V_{ca}^{STC}$	164,5 V
Corrente de curto circuito	$I_{cc}^{STC}$	8,21 A
Coefficiente de temperatura da corrente de curto circuito	$u_{I_{cc}}$	$3,18 \cdot 10^{-3} \text{ A/}^\circ\text{C}$
Coefficiente de temperatura da tensão de circuito aberto	$u_{V_{ca}}$	$-0,615 \text{ V/}^\circ\text{C}$
Coefficiente de temperatura da tensão de máxima potência	$u_{V_{mp}}$	$-0,700 \text{ V/}^\circ\text{C}$

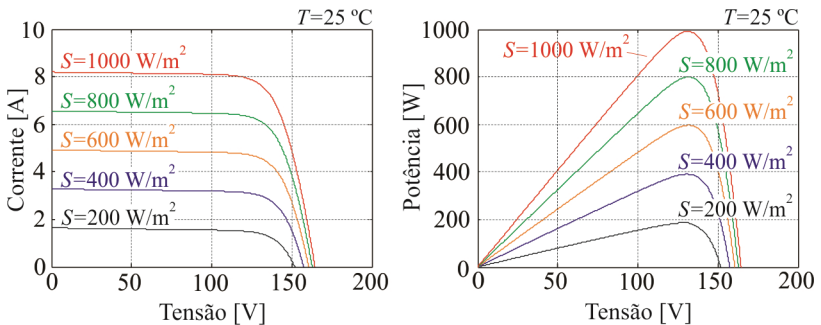


Figura 4.5 - Curva característica I-V (esquerda) e P-V (direita) sob temperatura ( $T$ ) constante e diferentes valores de radiação solar ( $S$ ).

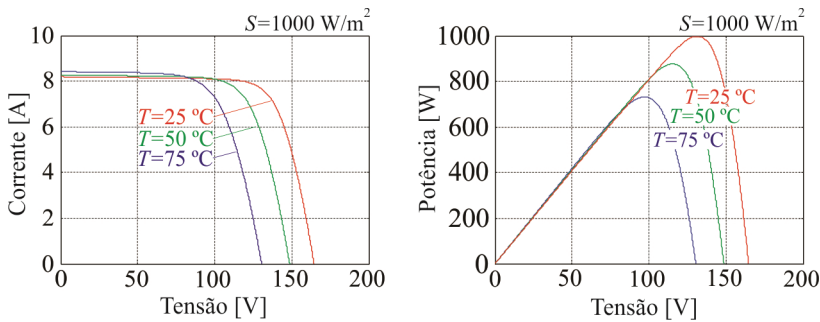


Figura 4.6 - Curva característica I-V (esquerda) e P-V (direita) sob radiação solar ( $S$ ) constante e diferentes valores de temperatura ( $T$ ).

A validação do modelo foi realizada experimentalmente [72] considerando-se apenas um dos módulos fotovoltaicos KC200GT, devido a restrições quanto à máxima tensão aplicada ao traçador de curvas (*PV tracer mini-KLA*) utilizado nos ensaios. As curvas obtidas através da simulação do modelo e de forma experimental, sob as mesmas condições de radiação e temperatura, são ilustradas na Figura 4.7.

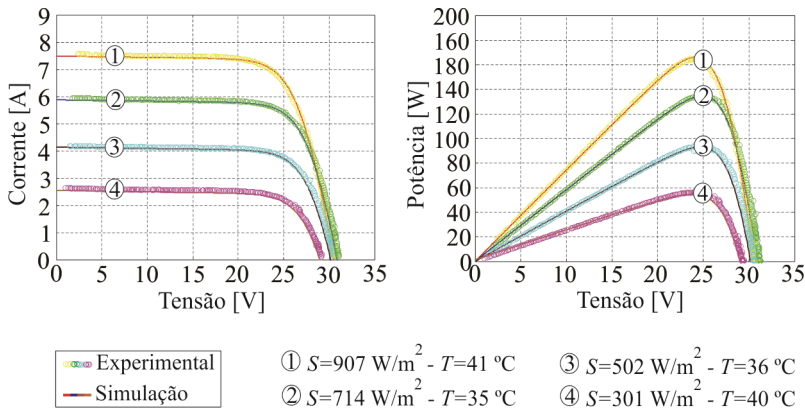


Figura 4.7 – Validação do modelo matemático empregado para simulação do arranjo fotovoltaico.

Retornando-se à análise da Figura 4.5 e da Figura 4.6, nota-se que os efeitos da radiação solar e da temperatura sobre a tensão e a corrente fotogeradas são, praticamente, desacoplados: enquanto variações de radiação alteram predominantemente os níveis de corrente, oscilações de temperatura se refletem em mudanças no nível da tensão gerada.

Ademais, verifica-se que sob quaisquer combinações de radiação solar e temperatura, sempre haverá um ponto de operação no qual a

potência gerada é maximizada, sendo denominado de ponto de máxima transferência de potência.

Evidentemente, o fato de a tensão gerada pelo arranjo fotovoltaico oscilar em função de grandezas climáticas, impede que seja diretamente conectado ao barramento cc, fazendo necessária a adição de um estágio intermediário de processamento de energia, conforme é retratado na Figura 4.8.

Embora exista apenas um conversor cc-cc no estágio de potência, a estratégia de controle pode fazê-lo operar de duas formas distintas: na busca pelo ponto de máxima potência do arranjo fotovoltaico ou na regulação de sua tensão de saída, conforme detalhar-se-á ao longo desse capítulo.

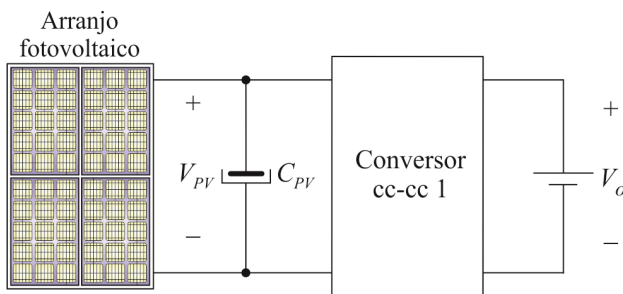


Figura 4.8 – Estágio de processamento da energia gerada pelo arranjo fotovoltaico.

### 4.3 Definição do estágio de processamento de energia

A escolha do conversor cc-cc 1 deve levar em consideração, além dos níveis de potência processados, o ganho estático requerido, sendo, portanto, indispensável o prévio conhecimento das tensões de entrada  $V_{PV}$  e saída  $V_o$  do conversor.

Por questões de dimensionamento, que serão abordadas aprofundadamente no capítulo 7, a tensão de saída será especificada em  $V_o=210$  V. Não obstante, conforme anteriormente mencionado, a tensão de entrada é significativamente influenciada pela temperatura. Em (4.2) e (4.3) apresentam-se as expressões que permitem determinar as tensões geradas pelo arranjo fotovoltaico, quando operando no ponto de máxima potência e em circuito aberto, em função das grandezas estabelecidas pelo fabricante nas condições padrão de teste e da temperatura [79].

$$V_{mp}(T) = V_{mp}^{STC} + (T - T^{STC}) \mu_{V_{mp}} \quad (4.2)$$

$$V_{ca}(T) = V_{ca}^{STC} + (T - T^{STC}) \mu_{V_{ca}} \quad (4.3)$$

Em que:

- $V_{mp}^{STC}$  - tensão de máxima potência nas condições padrão de teste;
- $V_{ca}^{STC}$  - tensão de circuito aberto nas condições padrão de teste;
- $\mu_{V_{mp}}$  - coeficiente de temperatura da tensão de máxima potência;
- $\mu_{V_{ca}}$  - coeficiente de temperatura da tensão de circuito aberto;
- $T^{STC}$  - temperatura estabelecida nas condições padrão de teste;
- $T$  - temperatura na superfície do módulo fotovoltaico;
- $V_{ca}(T)$  - tensão de circuito aberto em função da temperatura;
- $V_{mp}(T)$  - tensão de máxima potência em função da temperatura.

A partir de (4.2) e (4.3) verifica-se que a faixa de variação da tensão de entrada está diretamente atrelada aos valores máximo e mínimo de temperatura na superfície do arranjo, logo, assumindo-se oscilações de temperatura limitadas no intervalo dado por  $10\text{ }^{\circ}\text{C} \leq T \leq 75\text{ }^{\circ}\text{C}$ , encontram-se (4.4) e (4.5).

$$\begin{cases} V_{mp\_min} = 131,5 + (75 - 25)(-0,7) = 96,5\text{ V} \\ V_{mp\_max} = 131,5 + (10 - 25)(-0,7) = 142,0\text{ V} \end{cases} \quad (4.4)$$

$$\begin{cases} V_{ca\_min} = 164,5 + (75 - 25)(-0,615) = 133,8\text{ V} \\ V_{ca\_max} = 164,5 + (10 - 25)(-0,615) = 173,8\text{ V} \end{cases} \quad (4.5)$$

Mediante o exposto, é possível definir os valores limites da tensão de saída do arranjo fotovoltaico, conforme (4.6).

$$\begin{cases} V_{PV\_min} = V_{mp\_min} = 96,5\text{ V} \\ V_{PV\_max} = V_{ca\_max} = 173,8\text{ V} \end{cases} \quad (4.6)$$

Consequentemente, a faixa de ganho necessária para elevar a tensão de entrada  $V_{PV}$  ao valor da tensão de saída  $V_o$  do conversor pode ser expressa por (4.7).

$$\left. \begin{aligned} G_{min} &= \frac{V_o}{V_{PV\_max}} = \frac{210}{173,8} = 1,21 \\ G_{max} &= \frac{V_o}{V_{PV\_min}} = \frac{210}{96,5} = 2,18 \end{aligned} \right\} \Rightarrow 1,21 \leq G \leq 2,18 \quad (4.7)$$



O resultado oriundo de (4.7) evidencia a necessidade de um conversor elevador, com capacidade de processamento de 1 kW de potência e corrente de entrada não superior à corrente de curto circuito do arranjo fotovoltaico, nesse caso, 8,21 A. Buscando-se simplicidade, optou-se pelo emprego do conversor cc-cc tipo *Boost* da Figura 4.9, caracterizado por apresentar em sua saída tensão superior àquela aplicada em sua entrada. Importa destacar que o uso de tal conversor adapta-se à necessidade, uma vez que, sendo sua saída um barramento cc regulado, a operação no *MPP* pode ser assegurada para toda faixa de excursão de temperatura [79].

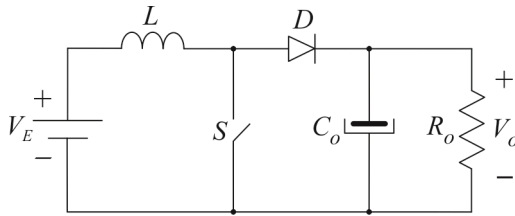


Figura 4.9 – Modelo elétrico ideal do conversor cc-cc elevador tipo *Boost*.

Quando operando no modo de condução contínuo (MCC), o ganho estático ideal do referido conversor depende exclusivamente da razão cíclica de operação  $\Delta_{Boost}$ , conforme expressa (4.8).

$$G_{Boost} = \frac{1}{1 - \Delta_{Boost}} \tag{4.8}$$

Contudo, devido à existência de elementos parasitas ( $R_L$ ,  $R_S$ ,  $V_D$ ,  $R_D$  e  $R_{C_o}$ ), incluídos na representação da Figura 4.10, o ganho estático máximo segundo o qual o conversor consegue operar torna-se limitado, sendo necessário verificar sua capacidade de satisfazer as condições estabelecidas em (4.7). Para tanto, apresenta-se, no Apêndice A, a modelagem matemática detalhada do conversor, a partir da qual obtém-se sua curva de transferência estática, conforme ilustrado na Figura 4.11.

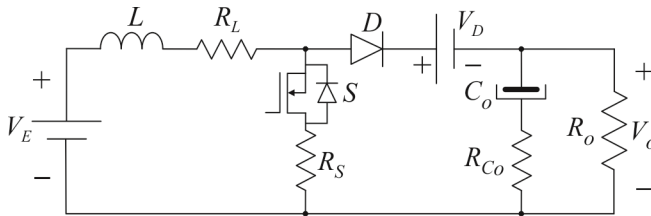


Figura 4.10 – Modelo elétrico do conversor *Boost* com inclusão dos parâmetros associados às perdas.

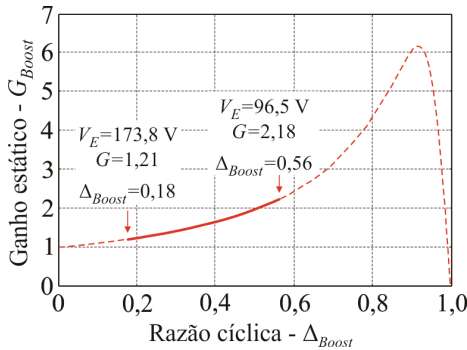


Figura 4.11 - Característica de transferência estática do conversor *Boost* modelado com perdas (especificação nominal: 1 kW).

Com base no exposto, alguns comentários podem ser ponderados:

- A faixa de variação de razão cíclica do modelo do conversor com perdas é limitada no intervalo  $0,18 \leq \Delta_{Boost} \leq 0,56$ , enquanto no modelo ideal, no intervalo  $0,17 \leq \Delta_{Boost} \leq 0,54$ ;
- O máximo ganho estático do conversor é dado por  $G_{Boost} \approx 6,2$ , quando  $\Delta_{Boost} \approx 0,9$ . A partir desse ponto, o ganho decresce com elevação da razão cíclica;
- A faixa de operação do conversor para satisfazer as condições impostas por (4.7) se situa na região aproximadamente linear da curva de transferência estática. Reforça-se a importância de o conversor *Boost* operar nessa região, de maneira a evitar problemas de instabilidade e perdas elevadas.

#### 4.4 Dimensionamento do estágio de potência

O dimensionamento do conversor *Boost* foi realizado com base nas especificações listadas na Tabela 4.4.

Tabela 4.4– Especificações para dimensionamento do conversor *Boost*.

Tensão de entrada máxima	173,8 V
Tensão nominal de entrada	131,5 V
Corrente máxima de entrada	8,21 A
Corrente nominal de entrada	7,61 A
Potência nominal de entrada	1 kW
Tensão de saída	210 V
Máxima ondulação da tensão de saída	1%
Máxima ondulação de corrente de saída	10%
Frequência de comutação	40 kHz

#### 4.4.1 Indutor de entrada

As informações mais relevantes para construção do indutor, calculado de acordo com [81], são apresentadas na Tabela 4.5, sendo a elevação de temperatura estimada em 48,7 °C.

Tabela 4.5– Aspectos construtivos do indutor de saída.

Indutância	1,44 mH
Núcleo	E-65/33 Thorton – IP12R
Número de espiras	62
Entreferro	0,89 mm
Condutor utilizado	AWG 21
Número de condutores em paralelo	5

#### 4.4.2 Interruptor

A escolha do interruptor está relacionada aos esforços de tensão e de corrente no componente, conforme resume a Tabela 4.6.

Tabela 4.6– Esforços de tensão e de corrente no interruptor *S*.

Corrente média	2,84 A
Corrente eficaz	4,65 A
Tensão máxima	173,8 V

Atentando-se aos requisitos e à disponibilidade de componentes em laboratório, optou-se pelo uso do interruptor *MOSFET* SiHG47N60E, fabricado pela *Vishay*.

#### 4.4.3 Diodo

Analogamente, a escolha do diodo foi realizada com base nos esforços de tensão e de corrente que esse componente deve suportar sem ser danificado, em acordo com as informações listadas na Tabela 4.7.

Tabela 4.7– Esforços de tensão e de corrente no diodo *D*.

Corrente média	4,76 A
Corrente eficaz	6,02 A
Tensão máxima	210 V

Mediante tais esforços, empregou-se o diodo ultrarrápido MUR1540, produzido pela *Fairchild*.

#### 4.4.4 Capacitor de entrada

O capacitor de entrada  $C_{PV}$ , associado em paralelo ao arranjo fotovoltaico, tem a finalidade de assegurar a estabilidade da tensão entre seus terminais. Sua escolha deve ser realizada de acordo com o *hold up time* requerido sem, no entanto, comprometer a resposta dinâmica do rastreamento de máxima potência. Seguindo os procedimentos propostos em [72], adotou-se o capacitor eletrolítico B43504-C2477M, com 470  $\mu\text{F}$ /250 V, produzido pela *EPCOS*.

#### 4.4.5 Capacitor de saída

Embora a capacitância total do barramento cc, de  $C_{bar}=31,5$  F, seja suficiente para cumprir a especificação de ondulação de tensão dada na Tabela 4.4, torna-se importante adicionar um capacitor diretamente na saída do conversor, de maneira a desacoplar a indutância dos cabos que o interliga no referido barramento. Adotando-se tal procedimento, empregou-se um capacitor de polipropileno de 1  $\mu\text{F}$ /250 V.

#### 4.4.6 Elementos parasitas

Os elementos parasitas, associados a cada um dos componentes, seguem listados na Tabela 4.8.

Tabela 4.8 – Elementos parasitas inerentes aos componentes do conversor *Boost*.

Descrição		Valor @ 100 °C
Resistência parasita do indutor	$R_L$	130 m $\Omega$
Resistência de condução do interruptor	$R_S$	112 m $\Omega$
Resistência série equivalente do supercapacitor	$R_{Cbar}$	30 m $\Omega$
Queda de tensão no diodo em condução	$V_D$	0,85 V

Na próxima seção apresentam-se as estratégias de controle do conversor para operação nos modos interligado e isolado.

### 4.5 Estratégia de controle do conversor *Boost*

A estratégia de controle do conversor *Boost* será diferenciada em função do modo de operação: quando o sistema estiver conectado à rede elétrica (modo interligado), o conversor será controlado para operar como

rastreador de máxima potência, caso contrário (modo isolado), será mantido regulando a tensão do barramento cc.

#### 4.5.1 Conversor *Boost* aplicado ao rastreamento do ponto de máxima potência

Na maior parte das aplicações, os sistemas de rastreamento de máxima potência são compostos por conversores cc-cc controlados através de algoritmos específicos, chamados de algoritmos de rastreamento.

A função primordial de tais sistemas está associada à extração da máxima potência disponível no arranjo fotovoltaico, de forma independente da radiação solar incidente e temperatura de superfície.

Existem, na literatura, várias técnicas desenvolvidas para essa finalidade [82, 83], sendo a eficiência do rastreamento diretamente relacionada à complexidade e custo de implementação do sistema.

De forma geral, são dois os aspectos impactantes no funcionamento dos sistemas de rastreamento de máxima potência [79]:

- Escolha do conversor cc-cc;
- Escolha do algoritmo de rastreamento.

Os conversores cc-cc podem ser entendidos como atuadores, que recebem o sinal de comando e trabalham de maneira a impor o ponto de máxima potência como ponto de operação do sistema. Embora, aparentemente, qualquer conversor possa funcionar como *MPPT*, certas combinações de radiação, temperatura e carga podem levá-los a operar insatisfatoriamente [79, 84].

A título de exemplificação, nos casos em que a carga conectada à saída do conversor cc-cc (*MPPT*) apresenta característica de fonte de tensão (barramento cc regulado), a eficiência do rastreamento fica atrelada à faixa de variação de temperatura na superfície do módulo. Em [79] são apresentados os procedimentos que permitem calcular os limites de temperatura nos quais o rastreamento de máxima potência é assegurado, considerando-se os principais conversores cc-cc não isolados, conforme resume a Tabela 4.9. Nota-se que a escolha mais segura consiste no emprego dos conversores *Buck-Boost*, *Cuk*, *SEPIC* ou *Zeta*, haja vista que nenhum deles apresenta restrições de rastreamento em função da temperatura na superfície do arranjo.

No entanto, devido ao fato de o conversor *Boost* ter sido previamente escolhido, levando-se em conta outros critérios, é necessário verificar se será capaz de rastrear o ponto de máxima potência para toda a faixa de

variação de temperatura, especificada na aplicação proposta entre 10 °C e 75 °C. Para tanto, utilizando-se os resultados da Tabela 4.9, encontra-se (4.9), comprovando seu correto funcionamento como *MPPT*, nas condições climáticas do local.

Tabela 4.9 – Faixa de temperatura na qual alguns conversores cc-cc podem operar como rastreadores de máxima potência em sistemas fotovoltaicos.

Conversor cc-cc	Faixa de temperatura na qual ocorre o rastreamento
<i>Buck</i>	$T \leq T^{STC} - \frac{V_o - V_{mp}^{STC}}{ \mu_{V_{mp}} }$
<i>Boost</i>	$T \geq T^{STC} - \frac{V_o - V_{mp}^{STC}}{ \mu_{V_{mp}} }$
<i>Buck-Boost, Cuk, SEPIC e Zeta</i>	$-\infty < T < \infty$

$$T \geq T^{STC} - \frac{V_o - V_{mp}^{STC}}{|\mu_{V_{mp}}|} = 25 - \frac{210 - 131,5}{0,7} = -87,14 \text{ °C} \quad (4.9)$$

Cabe ressaltar que, por mais eficiente que seja o conversor cc-cc utilizado, o sistema de rastreamento pode tornar-se comprometido, caso o algoritmo empregado não responda de forma adequada, seja estática ou dinamicamente.

As principais figuras de mérito que permitem quantificar e comparar a qualidade de diferentes métodos de rastreamento, são:

- Precisão;
- Rapidez da busca;
- Oscilações em regime permanente;
- Custo e simplicidade de implementação.

Na literatura, conforme outrora mencionado, existem diversas técnicas de rastreamento de máxima potência, contudo, as três mais comumente citadas são:

- Método da tensão constante;
- Método perturba e observa;
- Método condutância incremental.

O método da tensão constante é o mais simples e menos eficiente

entre os três aludidos. Basicamente, impõe o grampeamento da tensão nos terminais do arranjo fotovoltaico no valor que garante a máxima transferência de potência para operação no *STC*. Assim sendo, para qualquer valor de temperatura diferente da estipulada no *STC*, o método torna-se falho. A simplicidade de implementação é a única vantagem dessa técnica, que requer o uso de apenas um sensor de tensão [72, 82].

A técnica perturba e observa (P&O), por outro lado, faz uso de um sensor de tensão e de um sensor de corrente, permitindo o cálculo da potência gerada pelo arranjo fotovoltaico a cada iteração. Em suma, o algoritmo funciona da seguinte forma: uma perturbação é aplicada na razão cíclica do conversor e, em seguida, calculada a variação de potência, dada pela diferença entre os respectivos valores medidos antes e depois da perturbação. Caso essa variação seja positiva, uma nova perturbação é aplicada, no mesmo sentido da anterior e, caso contrário, o sentido de aplicação da perturbação é invertido.

O método P&O, portanto, é dinâmico e iterativo, podendo buscar o *MPP* independentemente das condições climáticas, porém, apresenta maior custo e complexidade em relação à técnica da tensão constante e torna-se ineficiente quando submetido a variações abruptas repetitivas de radiação solar. Além disso, a rapidez de busca do *MPP* e a precisão de rastreamento, no algoritmo, são conflitantes [72, 82, 85].

Por fim, a técnica da condutância incremental (CondInc) também faz uso de dois sensores, um de tensão e um de corrente, todavia, além da informação referente à potência gerada, requer o cálculo, a cada iteração, da derivada da potência em relação à tensão, fato que a torna mais complexa em relação ao método P&O.

Logicamente, a elevação da complexidade vem acompanhada do aumento da qualidade do rastreamento, haja vista que tal método alia velocidade e precisão na busca pelo *MPP*, sendo caracterizado por operar com passo variável [72, 82, 86, 87].

Ilustrativamente, a Figura 4.12 apresenta a estrutura tradicional dos sistemas de rastreamento de máxima potência, na qual se identificam os sensores utilizados, o conversor cc-cc e o bloco que executa o algoritmo empregado.

Nesta tese, todavia, propõe-se uma nova técnica de rastreamento de máxima potência para sistemas fotovoltaicos, cujo princípio de funcionamento baseia-se na medição da temperatura da superfície do arranjo [78, 79].

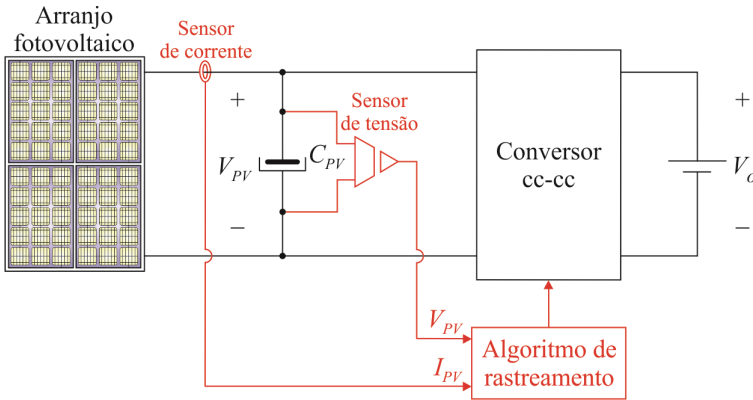


Figura 4.12 – Estrutura tradicionalmente adotada nos sistemas de rastreamento de máxima potência.

Dentre as vantagens associadas ao novo método proposto, podem-se destacar:

- Velocidade e precisão simultâneas de rastreamento;
- Ausência de oscilações em regime permanente;
- Simplicidade de implementação, que pode ser analógica ou digital;
- Uso obrigatório de um sensor de temperatura (por exemplo, LM35) e, em aplicações de único estágio, de um sensor de tensão.

Na sequência, explorar-se-á de forma detalhada a implementação da nova técnica proposta.

#### 4.5.1.1 *Técnica de rastreamento do ponto de máxima potência baseada na medição de temperatura: MPPT-temp*

Esta técnica unifica a simplicidade do método da tensão constante com a velocidade e precisão de rastreamento do método da condutância incremental, sendo sua origem vinculada diretamente à observação da equação (4.2), repetida em (4.10), por conveniência.

$$V_{mp}(T) = V_{mp}^{STC} + (T - T^{STC}) u_{Vmp} \quad (4.10)$$

É notório, a partir de (4.10), que a tensão de máxima potência  $V_{mp}(T)$  se estabelece, exclusivamente, em função da temperatura  $T$  na superfície do arranjo, sabendo-se que as demais grandezas da equação são constantes e fornecidas pelo fabricante. Assim sendo, desde que  $T$  possa ser medida com



precisão, é possível determinar em tempo real o valor da tensão que deve ser imposta nos terminais do arranjo para que ocorra a máxima transferência de potência.

Não obstante, presumindo-se que  $V_{mp}(T)$  refere-se à tensão a ser aplicada na entrada do conversor cc-cc, cuja tensão de saída é regulada e igual a  $V_o$ , o ganho estático passa a ser definido, independentemente do conversor empregado, por (4.11).

$$G = \frac{V_o}{V_{mp}(T)} = \frac{V_o}{V_{mp}^{STC} + (T - T^{STC})\mu_{Vmp}} \quad (4.11)$$

Destarte, a definição do conversor cc-cc a ser utilizado e, conseqüentemente, da equação do ganho estático, permite calcular a razão cíclica que garantirá a operação do arranjo fotovoltaico no *MPP*. No caso específico do conversor *Boost*, cujo ganho estático é dado por (4.8), a aplicação do procedimento citado conduz a (4.12).

$$\Delta_{mp}(T) = 1 - \frac{V_{mp}^{STC} + (T - T^{STC})\mu_{Vmp}}{V_o} \quad (4.12)$$

Manipulando-se algebricamente (4.12), é possível encontrar (4.13), em que  $\alpha$  e  $\beta$  são constantes calculadas através de (4.14) e (4.15), respectivamente.

$$\Delta_{mp}(T) = \alpha T + \beta \quad (4.13)$$

$$\alpha = -\frac{\mu_{Vmp}}{V_o} \quad (4.14)$$

$$\beta = \frac{V_o - V_{mp}^{STC} + T^{STC}\mu_{Vmp}}{V_o} \quad (4.15)$$

O resultado encontrado em (4.13) evidencia a simplicidade do algoritmo, que se resume à solução de uma equação linear. Fisicamente, o sistema pode ser configurado de acordo com a Figura 4.13.

Cumpra destacar que tal implementação somente é viável devido aos efeitos desacoplados da radiação e da temperatura na tensão e corrente geradas pelos módulos fotovoltaicos. Por conseguinte, garantindo-se que a tensão de operação corresponda à de máxima potência, os efeitos da radiação não precisam ser considerados pelo algoritmo.

Outra observação importante diz respeito à dinâmica associada ao rastreamento: em virtude de a temperatura na superfície do arranjo variar

lentamente, as atualizações da razão cíclica podem ser feitas em intervalos longos, mantendo o sistema no *MPP* sem necessidade de utilização de microcontroladores de alto desempenho, no caso de escolha por implementação digital.

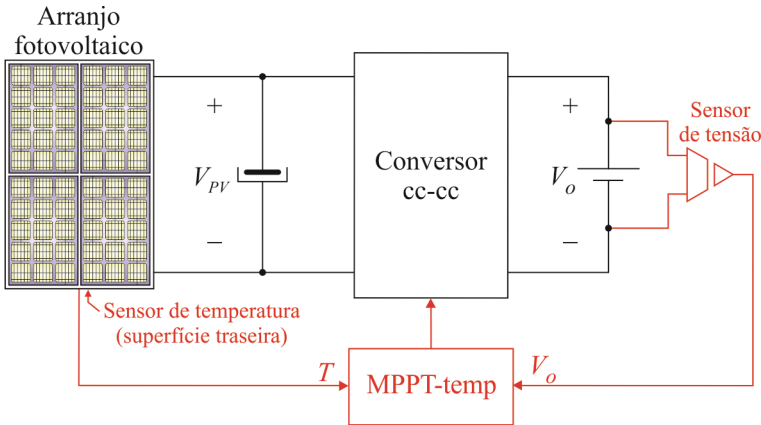


Figura 4.13 – Estrutura proposta para rastreamento de máxima potência através da técnica *MPPT-temp*.

A eficiência de rastreamento da técnica *MPPT-temp* foi comprovada também, de forma independente, por [82], através de um estudo comparativo entre diversos métodos propostos na literatura. Os resultados dessa comparação são reapresentados na Tabela 4.10.

Através da análise apresentada, percebe-se que o método baseado na medição da temperatura alia a simplicidade de implementação e excelente fator de rastreamento, além da redução de custo com aquisição de sensores, resultando na melhor configuração entre as analisadas. Particularmente, atenta-se ao fato de que o sistema já dispõe de um sensor para leitura e controle da tensão do barramento cc, logo, há necessidade de adição de apenas um sensor extra no estágio de rastreamento, para leitura da temperatura. Ainda, de acordo com [82], a eficiência do método proposto se estabelece em patamares superiores a 98%, embora, conforme será mencionado no capítulo referente à apresentação dos resultados experimentais, o percentual ultrapasse 99%.

Por fim, como desvantagem aparente do método, cita-se sua dependência em relação aos parâmetros relacionados ao arranjo fotovoltaico utilizado, haja vista que variações paramétricas poderiam, no decorrer dos anos, afetar a eficiência do rastreamento, ainda que, conforme demonstrado a seguir, tal efeito seja irrelevante.

Tabela 4.10 – Quadro comparativo entre diferentes métodos de rastreamento de máxima potência.

Método	Tensão constante	P&O	CondInc	P&O modificado
Depende módulo fotovoltaico	Sim	Não	Não	Não
Fator de rastreamento	Razoável	Bom	Bom	Muito bom
Implementação	Simples	Simples	Média	Complexa
Precisão	Não	Sim	Sim	Sim
Sensores	V	V, I	V, I	V, I

Método	CondInc modificado	MPPT - temp	Beta	CondInc com PI
Depende módulo fotovoltaico	Não	Sim	Sim	Não
Fator de rastreamento	Muito bom	Excelente	Excelente	Excelente
Implementação	Complexa	Simples	Média	Média
Precisão	Sim	Sim	Sim	Sim
Sensores	V, I	V, temp	V, I	V, I

#### 4.5.1.1.1 *Influência do envelhecimento dos módulos fotovoltaicos na eficiência de rastreamento do método MPPT-temp*

Consensualmente, a vida útil dos módulos fotovoltaicos está estimada em torno de 25 anos, contudo, a deterioração inicia-se desde o primeiro ano de operação. Segundo [88], o envelhecimento de módulos fotovoltaicos ocorre principalmente devido aos efeitos climáticos aos quais são expostos, sendo os principais processos envolvidos na degradação, listados a seguir:

- Corrosão - causada pela difusão de vapor de água no encapsulamento que, a longo prazo, resulta na deterioração dos contatos elétricos;
- Estresse termomecânico - oriundo da alternância entre dia e noite. Esse efeito resulta em trincas nos materiais com diferentes coeficientes de expansão;

- Fotodegradação e termodegradação – ambos os efeitos causam perda de elasticidade, transmissão óptica, e problemas de isolamento, estando associados ao material semicondutor;
- Estresse mecânico (estático e dinâmico) - causado por forças externas, como vento e neve.

Apesar de o envelhecimento dos módulos fotovoltaicos surgir como resultado da associação de todos os efeitos de degradação, alguns estudos vêm tentando quantificar a contribuição de cada um dos fatores individualmente. De acordo com [88, 89], o principal efeito causador do envelhecimento está associado à absorção de radiação ultravioleta pela superfície superior das células de silício que compõem o módulo, tornando-as gradativamente opacas e culminando na redução da corrente fotogerada.

A comprovação da predominância desse fator de envelhecimento foi apresentada em [90], sendo replicada nesta tese através da Tabela 4.11.

Tabela 4.11– Sumário das taxas de degradação observadas para quatro tipos de módulos de silício cristalino sujeitos ao envelhecimento em tempo real e acelerado.

Tipo de módulo	Potência [W]	Taxa de redução [%/ano]			
		$P_{mp}$	$I_{cc}$	$V_{ca}$	$FF^1$
Mono	11	0,88	0,59	0,12	0,14
Mono	16	0,76	0,60	0,14	0,02
Poli	9	0,70	0,25	0,14	0,24
Poli	18	0,53	0,24	0,08	0,08

<sup>1</sup> Fator de forma (FF) definido pela relação  $V_{mp}I_{mp}/V_{ca}I_{cc}$ .

Mediante os resultados apresentados, percebe-se que a degradação dos módulos está inerentemente associada ao decréscimo da corrente fotogerada. De maneira explícita, [89] comenta: “A degradação dos módulos ocorre principalmente devido à redução de  $I_{cc}$ , enquanto  $V_{ca}$  e  $FF$  não sofrem alterações significativas”. Na mesma linha de raciocínio, [90] afirma: “A degradação não aparenta ser termicamente ativada”.

Assim sendo, pode-se inferir que embora o envelhecimento afete as grandezas envolvidas na geração, aquelas associadas à radiação sofrem maiores alterações em relação às dependentes da temperatura. Portanto, o método de rastreamento baseado na medição da temperatura, *a priori*, não será perturbado por mudanças do ponto de operação do módulo, pois as variáveis utilizadas no algoritmo são exclusivamente dependentes da temperatura, que se mantém praticamente inalteradas com o envelhecimento.

Finalmente, a estratégia aplicada ao conversor *Boost* para controlá-lo como rastreador de máxima potência, no modo interligado, torna-se simples e eficiente, somando-se robustez à precisão e rapidez de rastreamento.

Na próxima seção iniciam-se os estudos referentes à estratégia de controle a ser aplicada ao conversor *Boost* para que opere adequadamente no modo isolado.

#### 4.5.2 Conversor *Boost* aplicado à regulação do barramento cc

Devido à possibilidade de o sistema operar no modo isolado, torna-se necessário o desenvolvimento de uma estratégia que permita o conversor *Boost* regular a tensão do barramento cc. Essa condição é requerida, haja vista que a continuidade da busca pelo *MPP*, na ausência da rede, violaria o balanço de potência, implicando na elevação da tensão do referido barramento a patamares destrutivos.

De maneira a manter a estabilidade do sistema, é imprescindível alterar dinamicamente o montante de potência gerada pelo arranjo fotovoltaico, em resposta às variações de carga, conforme expressa (4.16).

$$P_{PV} = P_o \Rightarrow V_o = \frac{P_{PV}}{I_o} \quad (4.16)$$

Evidentemente, mesmo em condições onde  $I_o$  seja constante, o controle deve permanecer atuante, visando compensar oscilações na potência gerada pelo arranjo, em virtude de variações de radiação e de temperatura.

Na Figura 4.14 apresenta-se a curva de geração P-V, a partir da qual é possível verificar que o controle da potência  $P_{PV}$  pode ser realizado através da imposição da tensão  $V_{PV}$  nos terminais do arranjo fotovoltaico: à esquerda do ponto de máxima potência  $P_{mp}$ , a redução da potência  $P_{PV}$  é obtida através do decremento da tensão  $V_{PV}$ ; em contrapartida, à direita de  $P_{mp}$ , a redução de  $P_{PV}$  se dá com o incremento  $V_{PV}$ .

Ressalta-se que, visando obedecer ao critério de máximo ganho estático de operação, expresso por (4.7), a tensão de operação do arranjo fotovoltaico  $V_{PV}$  deve ser necessariamente maior que o valor da tensão  $V_{mp}$ . Assim sendo, a operação do arranjo fotovoltaico se limita à região à direita do ponto de máxima potência.

Alternativamente, a curva da Figura 4.14 pode ser rearranjada em função da razão cíclica  $\Delta_{PV}$ , culminando na representação da Figura 4.15, em que a área sombreada destaca a porção da curva sob a qual o conversor *Boost* irá operar para regular a tensão do barramento cc. Perante tal

restrição, verifica-se que a redução da razão cíclica  $\Delta_{PV}$  implica na elevação da tensão aplicada nos terminais do arranjo fotovoltaico, culminando na redução da potência entregue ao barramento cc.

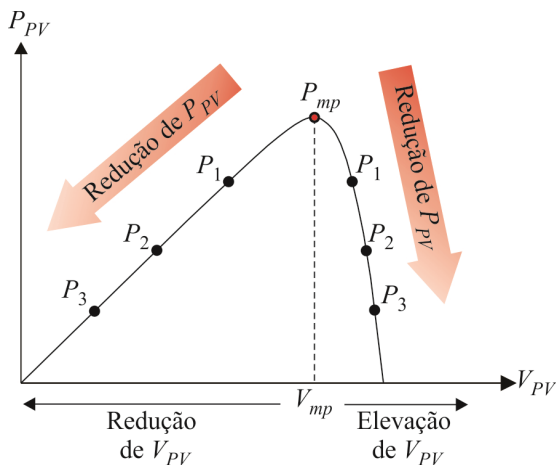


Figura 4.14- Curva característica P-V com indicação do sentido de redução da potência gerada a partir do ponto de máxima potência.

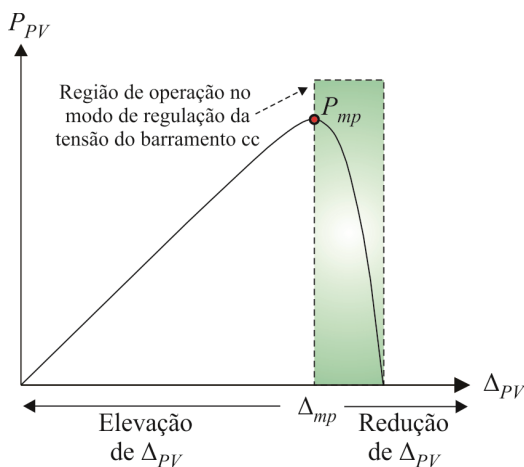


Figura 4.15 – Curva característica da potência gerada pelo arranjo fotovoltaico em função da razão cíclica de operação do conversor *Boost*, com destaque para a região de operação no modo de regulação da tensão do barramento cc.

Ressalta-se que uma vez definida a faixa de tensão de operação do arranjo, a malha de controle, sintetizada na Figura 4.16, será implementada da forma clássica, aplicando-se uma ação integral no erro, de modo que se obtenha erro nulo ao degrau, em regime permanente.

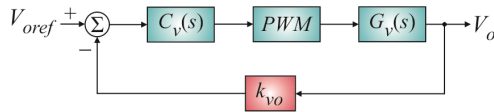


Figura 4.16 – Diagrama de blocos para controle da tensão de saída do conversor *Boost*.

O intuito do diagrama de blocos apresentado consiste na determinação do compensador  $C_v(s)$  que leve o sistema a operar adequadamente, tanto estática quanto dinamicamente. Para tanto, é necessário, de antemão, o conhecimento do modelo da planta  $G_v(s)$  e do modulador *PWM*, haja vista que  $k_{v_o}$  apenas representa o ganho do sensor de tensão. A seguir, procede-se a determinação de cada um desses blocos.

#### 4.5.2.1 Obtenção do modelo da planta para controle da tensão de saída

O modelo de planta requerido deve relacionar a variável a ser controlada  $v_o$  (tensão de saída) com a de controle  $\delta_{pV}$  (razão cíclica). Desconsiderando-se os elementos parasitas, os circuitos equivalentes referentes às etapas de operação do conversor *Boost* são representadas na Figura 4.17, cuja análise permite escrever as equações diferenciais que regem o comportamento da corrente no indutor e da tensão no capacitor, a partir das quais se obtém a modelagem por espaços de estados descritas por (4.17) e (4.18).

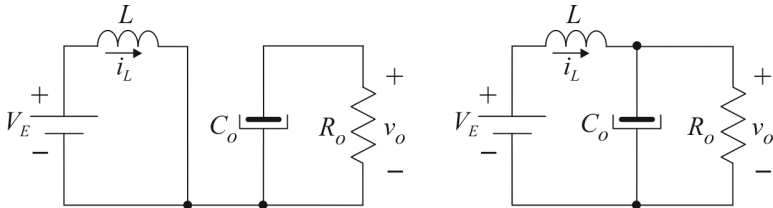


Figura 4.17 – Circuitos equivalentes resultantes das etapas de operação do conversor *Boost*: interruptor fechado (esquerda); interruptor aberto (direita).

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_o C_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_E \quad (4.17)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_o} & -\frac{1}{R_o C_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_E \quad (4.18)$$

Empregando-se a notação de espaços de estados, ambas as equações podem ser escritas na forma literal, dada por (4.19) e (4.20).

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (4.19)$$

$$y = Cx \quad (4.20)$$

A distinção entre a primeira e a segunda etapa é feita, unicamente, pelas matrizes dos coeficientes, sendo  $A_1$ ,  $B_1$  e  $C_1$ , referentes à primeira etapa e  $A_2$ ,  $B_2$  e  $C_2$ , inerentes à segunda, explicitadas de (4.21) a (4.26).

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_o C_o} \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

$$C_1 = [0 \quad 1] \quad (4.23)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_o} & -\frac{1}{R_o C_o} \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

$$C_2 = [0 \quad 1] \quad (4.26)$$

Sabendo-se que as durações da primeira e da segunda etapa de operação são expressas em função da razão cíclica  $\delta_{PV}$ , através de (4.27) e (4.28), é possível determinar o valor médio das matrizes dos coeficientes dentro de um intervalo de comutação  $T_s$ , denotado pelo símbolo  $\langle \rangle$ , obtendo-se (4.29), (4.30) e (4.31).

$$t_{1^a\text{etapa}} = \delta_{PV} T_s \quad (4.27)$$

$$t_{2^a\text{etapa}} = (1 - \delta_{PV}) T_s \quad (4.28)$$

$$\langle A \rangle = \frac{A_1 \delta_{PV} T_s + A_2 (1 - \delta_{PV}) T_s}{T_s} = A_1 \delta_{PV} + A_2 (1 - \delta_{PV}) \quad (4.29)$$



$$\langle B \rangle = \frac{B_1 \delta_{PV} T_s + B_2 (1 - \delta_{PV}) T_s}{T_s} = B_1 \delta_{PV} + B_2 (1 - \delta_{PV}) \quad (4.30)$$

$$\langle C \rangle = \frac{C_1 \delta_{PV} T_s + C_2 (1 - \delta_{PV}) T_s}{T_s} = C_1 \delta_{PV} + C_2 (1 - \delta_{PV}) \quad (4.31)$$

Logo, podem-se substituir os modelos comutados expressos em termos de circuitos equivalentes por um único modelo médio equivalente, cuja representação por espaços de estados é dada por (4.32) e (4.33).

$$\dot{x} = \langle A \rangle x + \langle B \rangle u \quad (4.32)$$

$$y = \langle C \rangle x \quad (4.33)$$

Substituindo-se (4.29) e (4.30) em (4.32) e (4.31) em (4.33), encontram-se (4.34) e (4.35), respectivamente.

$$\dot{x} = [A_1 \delta_{PV} + A_2 (1 - \delta_{PV})] x + [B_1 \delta_{PV} + B_2 (1 - \delta_{PV})] u \quad (4.34)$$

$$y = [C_1 \delta_{PV} + C_2 (1 - \delta_{PV})] x \quad (4.35)$$

Em virtude de (4.34) ser não linear, a prévia linearização é requerida para que se possa, finalmente, encontrar a função de transferência, através da aplicação da transformada de Laplace. Para tanto, considerar-se-ão as igualdades de (4.36), sendo  $X$ ,  $Y$ ,  $U$  e  $\Delta_{PV}$  as grandezas no ponto de operação, e  $\hat{x}$ ,  $\hat{y}$ ,  $\hat{u}$  e  $\hat{\delta}_{PV}$ , as perturbações em torno desse ponto. Procedendo-se a substituição de (4.36) em (4.34) e (4.35) e realizando-se a manipulação matemática adequada, é possível determinar as equações que regem o comportamento estático do sistema, dadas por (4.37) e (4.38).

$$\begin{aligned} x &= X + \hat{x} \\ y &= Y + \hat{y} \\ u &= U + \hat{u} \end{aligned} \quad (4.36)$$

$$\delta_{PV} = \Delta_{PV} + \hat{\delta}_{PV}$$

$$X = -A^{-1} B U \quad (4.37)$$

$$Y = C X \quad (4.38)$$

Em que:

$$A = A_1 \Delta_{PV} + A_2 (1 - \Delta_{PV}) \quad (4.39)$$

$$B = B_1 \Delta_{PV} + B_2 (1 - \Delta_{PV}) \quad (4.40)$$

$$C = C_1 \delta_{PV} \Delta_{PV} + C_2 (1 - \Delta_{PV}) \quad (4.41)$$

$$U = V_E \quad (4.42)$$

A partir da solução do conjunto de equações apresentado, encontra-se (4.43).

$$\frac{V_o}{V_E} = \frac{1}{1 - \Delta_{PV}} \quad (4.43)$$

Adicionalmente, do ponto de vista do equilíbrio dinâmico, as equações (4.44) e (4.45) são encontradas, em que  $I$  representa a matriz identidade e  $s$  o operador de Laplace.

$$\hat{x}(s) = (sI - A^{-1})[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U] \hat{\delta}_{PV}(s) \quad (4.44)$$

$$\hat{y}(s) = C\hat{x} + (C_1 - C_2)X \hat{\delta}_{PV}(s) \quad (4.45)$$

Novamente, solucionando-se o conjunto de equações, é possível identificar o modelo de pequenos sinais que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica de operação, expresso por (4.46).

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{\delta}_{PV}(s)} = V_E \frac{-sL + R_o - 2R_o\Delta_{PV} + R_o\Delta_{PV}^2}{(s^2LR_oC_o + sL + R_o - 2R_o\Delta_{PV} + R_o\Delta_{PV}^2)(\Delta_{PV} - 1)^2} \quad (4.46)$$

A validação do modelo pode ser realizada via simulação, aplicando-se, concomitantemente, o mesmo degrau de razão cíclica tanto no circuito comutado quanto no modelo médio de pequenos sinais. O resultado encontrado a partir do procedimento exposto é apresentado na Figura 4.18, em que se verifica concordância entre as respostas dinâmicas de ambos os modelos, corroborando os procedimentos utilizados. Cabe ressaltar que nessa simulação o banco supercapacitivo foi desconsiderado, tornando a resposta menos amortecida e, portanto, reduzindo o tempo de simulação. As demais especificações mantiveram-se inalteradas.

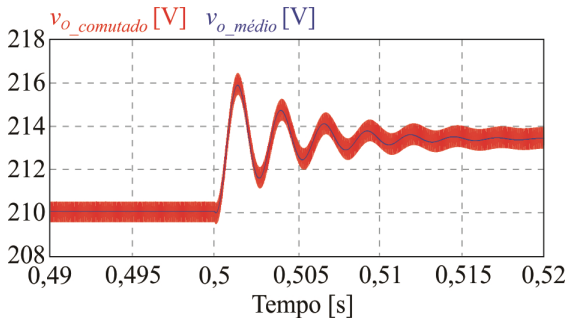


Figura 4.18 – Validação do modelo da planta para controle da tensão de saída: confronto entre os resultados do modelo comutado e médio de pequenos sinais.

Através de (4.46) finaliza-se a determinação do modelo da planta para controle da tensão de saída do conversor *Boost*. A seguir, apresentam-se os procedimentos para definição da função de transferência do modulador *PWM*.

#### 4.5.2.2 Modulador *PWM*

O modulador *PWM* tem como função converter o sinal de controle, oriundo da saída do compensador, em sinais de comando para acionamento do interruptor. Simplificadamente, a determinação da função de transferência do modulador realizar-se-á através da análise da Figura 4.19.

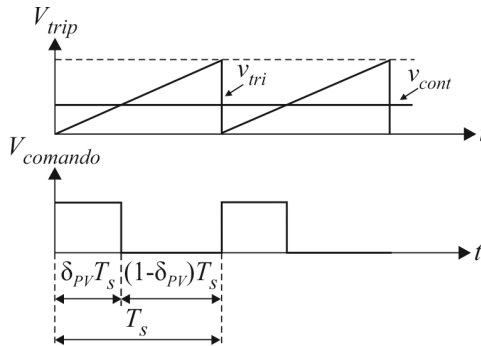


Figura 4.19 – Geração dos pulsos de comando pelo modulador *PWM*.

Através da inspeção do sinal triangular  $v_{tri}$  pode-se escrever (4.47). Assim, sabendo-se que quando  $v_{tri} = v_{cont}$ ,  $t = \delta_{PV} T_s$ , determina-se (4.48).

$$v_{tri} = \frac{V_{trip}}{T_s} t \tag{4.47}$$

$$PWM = \frac{\delta_{PV}}{v_{cont}} = \frac{1}{V_{trip}} \tag{4.48}$$

Definidos os blocos referentes ao modelo da planta e do modulador, partir-se-á ao projeto do compensador, conforme detalhado a seguir.

#### 4.5.2.3 Projeto do compensador

O projeto do compensador será realizado empregando-se o método de resposta em frequência, cuja análise inicia-se a partir da determinação da função de transferência de laço aberto não compensado  $FTLA_{NC}(s)$ , dada por (4.49), obtida através da Figura 4.16.

$$FTLA_{NC}(s) = PWM \cdot G_v(s) \cdot k_{v0} \quad (4.49)$$

A partir da substituição de (4.46) e (4.48) em (4.49), nota-se que a  $FTLA_{NC}(s)$  não apresenta polos na origem, portanto, para que erro nulo à entrada em degrau seja obtido, a estrutura do compensador deve realizar a integração do sinal de erro. Com base em tal premissa, optou-se pelo uso do controlador tipo integrador, descrito em (4.50).

$$C_v(s) = \frac{k_{cv}}{s} \quad (4.50)$$

A definição do compensador permite encontrar a função de transferência de laço aberto compensado  $FTLA_C(s)$  que, em regime permanente senoidal ( $s=j\omega$ ), passa a ser descrita por (4.51).

$$FTLA_C(\omega) = \frac{k_{cv}}{j\omega} FTLA_{NC}(\omega) \quad (4.51)$$

Logo, a condição de que o módulo de  $FTLA_C(\omega)$ , medido na frequência de cruzamento  $\omega_c$ , é unitário, permite escrever (4.52), definindo-se, assim, o ganho do compensador.

$$k_{cv} = \frac{\omega_c}{|FTLA_{NC}(\omega_c)|} \quad (4.52)$$

A equação recursiva, para implementação digital do compensador, pode ser obtida aplicando-se a Transformação Bilinear, expressa por (4.53), cuja substituição em (4.50), resulta em (4.54), sendo  $T_a$  o período de amostragem,  $v_{cont}$  o sinal de controle (saída do compensador) e  $\varepsilon$  o sinal de erro (entrada do compensador), conforme evidenciado na Figura 4.16.

$$s = \frac{2}{T_a} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \quad (4.53)$$

$$v_{cont}(n) = v_{cont}(n-1) + \frac{k_{cv}T_a}{2} [\varepsilon(n) + \varepsilon(n-1)] \quad (4.54)$$

Maiores detalhes referentes ao projeto do compensador, incluindo a planilha com cálculos numéricos, podem ser encontrados no Apêndice B. A finalização desse capítulo dar-se-á com a apresentação de alguns resultados de simulação.

## 4.6 Resultados de simulação

Nesta seção apresentam-se os resultados obtidos através da simulação do modelo médio de grandes sinais do conversor *Boost*. A

escolha de tal modelo justifica-se pelo elevado tempo de simulação associado ao modelo comutado, causado pela resposta dinâmica excessivamente lenta associada ao banco de supercapacitores e pelo emprego de passos de cálculos reduzidos. A obtenção e validação do modelo médio, ilustrado na Figura 4.20 e caracterizado matematicamente por (4.55) e (4.56), é apresentada detalhadamente em [91].

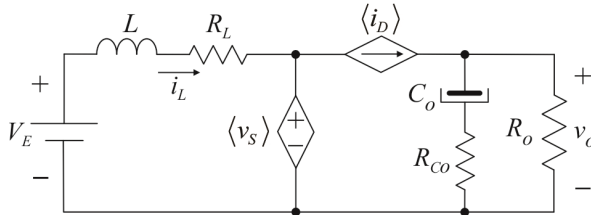


Figura 4.20 – Modelo médio de grandes sinais do conversor *Boost* em MCC.

$$\langle v_S \rangle = \delta_{PV} R_S i_L + (V_D + v_o)(1 - \delta_{PV}) \tag{4.55}$$

$$\langle i_D \rangle = (1 - \delta_{PV}) i_L \tag{4.56}$$

Mediante o exposto e utilizando-se o programa PSIM 9, foi desenvolvido o circuito de simulação retratado na Figura 4.21. Os resultados obtidos, conforme a Figura 4.22, validam a estratégia de controle anteriormente descrita, sintetizada no fluxograma da Figura 4.23.

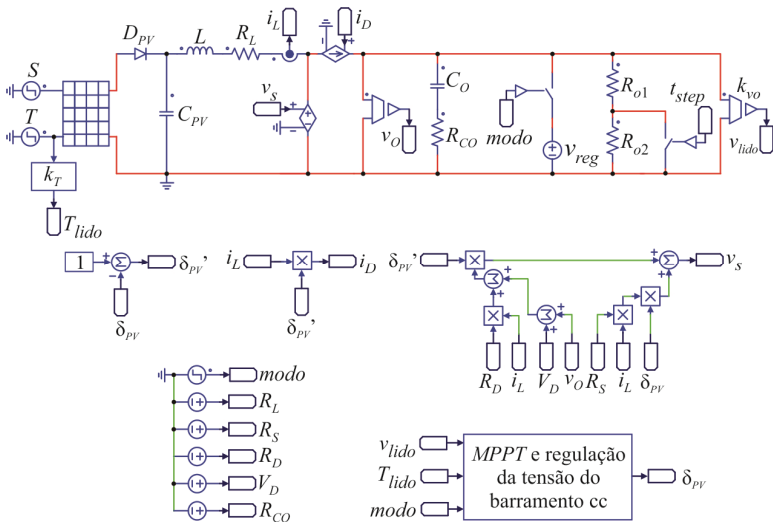


Figura 4.21 – Circuito empregado para simulação do sistema em ambos os modos de operação.

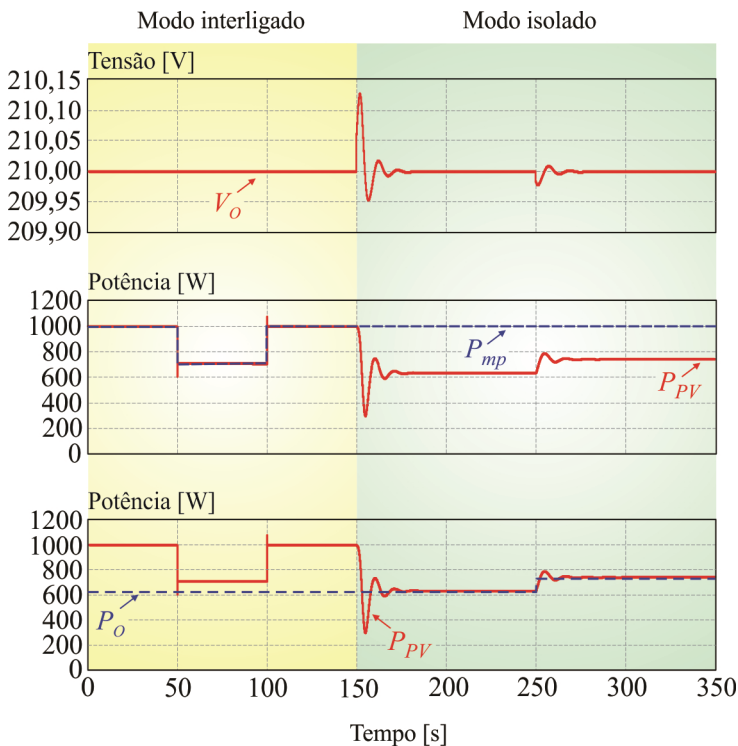


Figura 4.22 – Resultados de simulação para validação das estratégias de controle aplicadas ao conversor *Boost*.

A análise dos resultados de simulação permite verificar a correta operação do conversor: no intervalo entre 0 e 150 s, o sistema encontra-se no modo interligado, assim, a fonte de tensão  $v_{reg}$ , conectada ao barramento cc, assegura sua regulação em 210 V. Nessa condição, nota-se a igualdade entre a potência gerada pelo arranjo fotovoltaico  $P_{PV}$  e a de máxima potência  $P_{mp}$ , validando a técnica de rastreamento proposta, mesmo durante variações abruptas de radiação solar e temperatura, ocorridas em 50 e 100 s. Adicionalmente, após a queda da rede (modo isolado), emulada pela retirada de  $v_{reg}$  do barramento cc, percebe-se que a potência gerada pelo arranjo  $P_{PV}$  não mais coincide com a de máxima potência  $P_{mp}$ , igualando-se (exceto às perdas) à potência  $P_o$  consumida pela carga, de forma a manter a estabilidade estática do sistema e a regulação da tensão do barramento cc. É notório que as transições entre modos de operação ocorreram sem sobressinais excessivos ou oscilações que levem o sistema ao mau funcionamento.

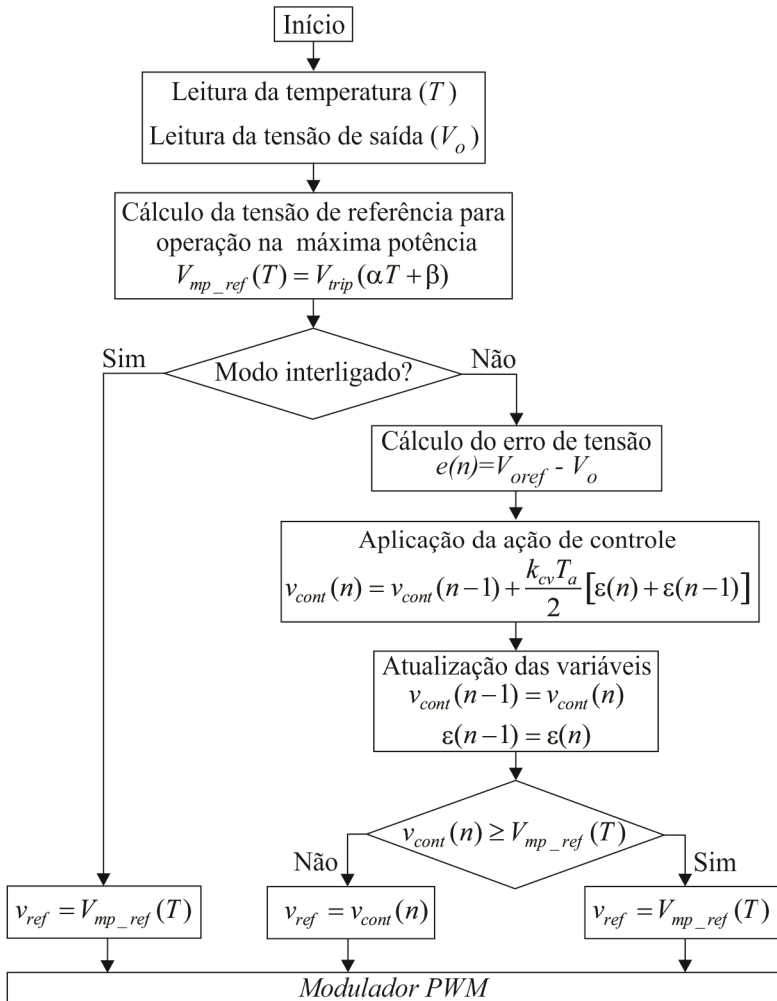


Figura 4.23 – Fluxograma referente à estratégia de controle para operação do conversor *Boost* no modo isolado.

## 4.7 Conclusão

Este capítulo destinou-se ao estudo, projeto, dimensionamento e controle do estágio de processamento da energia gerada pelo arranjo fotovoltaico.

Mediante a análise dos efeitos da radiação e temperatura nos níveis de tensão gerados pelo arranjo fotovoltaico, verificou-se que o conversor *Boost* é capaz de operar adequadamente, tanto no modo de rastreamento de

máxima potência, quanto no modo de regulação de sua tensão de saída.

No modo de rastreamento de máxima potência, o conversor foi controlado de maneira a extrair a máxima potência disponível do arranjo, entregando-a ao barramento cc, cuja tensão mantinha-se regulada pelo segundo estágio (conversor cc-ca).

A nova técnica de rastreamento proposta na tese mostrou-se eficiente, aliando rapidez e precisão de rastreamento, ausência de oscilações em regime permanente, simplicidade de implementação e baixo custo. Ainda, concluiu-se que, embora dependente de parâmetros de catálogo do fabricante, o fator de rastreamento não é deteriorado com o envelhecimento dos módulos, cujas perdas se dão predominantemente devido à redução da corrente fotogerada, e não por perdas associadas a efeitos térmicos.

Analogamente, percebeu-se que no modo isolado a estratégia de controle conseguiu impor a tensão do barramento cc, extraíndo do arranjo apenas o montante de energia para mantê-lo regulado. Ressalta-se que nessa condição, parte da energia gerada pode não ser aproveitada, em prol da estabilidade estática do sistema.

Finalmente, a validação das estratégias de controle, seja no modo interligado à rede ou isolado, foi realizada através de simulação, permitindo concluir o estudo concernente a tal estágio de processamento e dar início ao próximo, no qual a geração eólica será abordada.



## ESPECIFICAÇÃO, PROJETO, DIMENSIONAMENTO E CONTROLE DO ESTÁGIO DE PROCESSAMENTO DA ENERGIA GERADA PELA TURBINA EÓLICA

No presente capítulo detalham-se os procedimentos adotados para escolha, especificação, projeto, dimensionamento e controle do estágio de processamento da energia gerada pela turbina eólica, representado pela região sombreada da Figura 5.1.

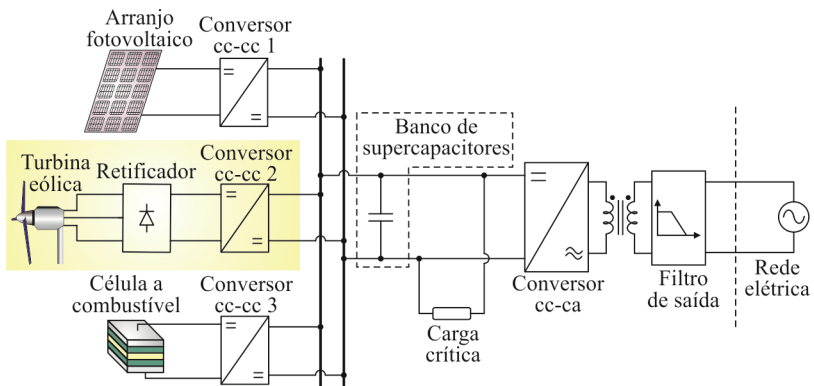


Figura 5.1 - Sistema completo com ênfase no estágio de processamento da energia gerada pela turbina eólica.

### 5.1 Introdução

A geração eólica refere-se à conversão da energia cinética contida nas massas de ar em movimento em energia mecânica de rotação. Embora sua utilização remeta a 4000 a.C., as primeiras tentativas de aplicá-la à geração de eletricidade ocorreram no final do século XIX, ganhando força a partir de 1970, perante a crise internacional de petróleo [92].

Nos anos 90, programas de incentivo, aplicados em alguns países, motivaram investimentos e pesquisas na área, culminando no desenvolvimento tecnológico, de métodos e equipamentos. Além disso, um expressivo número de fabricantes de turbinas eólicas se inseriu no mercado,

com consequente elevação da produção, redução de custos e melhoria significativa da performance [93].

No cenário atual, as estimativas são otimistas: segundo trabalhos publicados pela Agência Internacional de Energia (*International Energy Agency – IEA*), a geração de eletricidade a partir da energia eólica passará de 0,3% em 2002 para cerca de 3% em 2030.

Evidentemente, o fato de a energia produzida por aerogeradores estar diretamente vinculada à intensidade do vento, faz com que a potência de saída por eles disponibilizada seja intermitente. Assim sendo, seu uso continuado, a exemplo da geração fotovoltaica, requer o emprego de estágios adequados de processamento, cujo projeto e dimensionamento dependem das características da turbina adotada.

## 5.2 Caracterização elétrica de turbinas eólicas

As turbinas eólicas ou aerogeradores (*Wind Turbine Generators - WTG*) são máquinas que convertem a energia cinética dos ventos em energia elétrica. De forma geral, podem ser agrupadas de acordo com a potência gerada (grande e pequeno porte), tipo de eixo (vertical ou horizontal), número de pás e tecnologia do gerador elétrico utilizado [93].

Normalmente, as turbinas classificadas como de pequeno porte apresentam rotores com diâmetros entre um e dez metros, e geram potências inferiores a 10 kW. Ilustrativamente, na Figura 5.2, apresentam-se os principais blocos que compõem um aerogerador de pequeno porte, eixo horizontal e rotor com três pás [92].

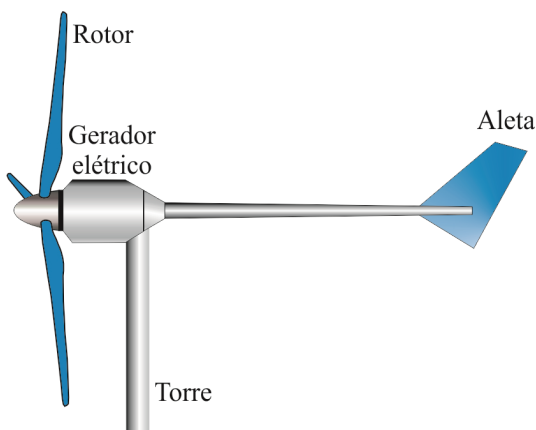


Figura 5.2 - Principais blocos que constituem uma turbina eólica de pequeno porte.

No sistema proposto, a geração de energia elétrica será realizada através do emprego da turbina *GERAR 246*, fabricada pela Enersud, cujo gerador é do tipo síncrono a ímã permanente (GSIP) de fluxo axial. As principais características dessa turbina, extraídas de [92], estão sumarizadas na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 - Informações referentes à turbina eólica empregada.

Informações da turbina eólica <i>GERAR 246</i>	
Diâmetro da hélice	2,46 m
Número de pás	3
Velocidade de partida	2,2 m/s
Torque de partida	0,3 Nm
Controle de velocidade	Estol ativo
Potência para $v=12,5$ m/s	1 kW
Rotação nominal	700 rpm
Tensão de linha nominal eficaz	75 V
Frequência nominal	80 Hz
Tipo de gerador	Síncrono a ímã permanente
Topologia do gerador	Fluxo axial
Sistema elétrico	Trifásico
Número de polos	14
Indutância síncrona do gerador	3,5 mH
Resistência série do gerador	0,9 $\Omega$

Embora a potência nominal que a turbina é capaz de gerar seja especificada pelo fabricante, os montantes reais produzidos dependem das características geográficas do local da instalação, tais como velocidade do vento, terreno e paisagem. Todavia, independentemente do porte, os aerogeradores apresentam curvas características de geração regidas pela Lei de Betz e abordadas detalhadamente em [92, 93], a partir de onde se pode definir a expressão para determinação da potência mecânica disponibilizada no eixo do gerador. Tal expressão, no caso dos aerogeradores de eixo horizontal, é dada por (5.1), em que:

- $P_{mec}$  – potência mecânica disponível no eixo do aerogerador;
- $\rho$  – densidade do fluido (ar);
- $r$  – raio das pás;
- $v$  – velocidade do vento;
- $C_p$  – coeficiente de potência.

$$P_{mec} = \frac{1}{2} \rho \pi r^2 v^3 C_p \quad (5.1)$$

Ressalta-se que o coeficiente de potência  $C_p$  representa a fração da energia contida no vento que pode ser extraída pela turbina. Em um aerogerador ideal, o coeficiente de potência alcança o valor máximo de 59,26%, sendo o percentual menor em turbinas reais, em virtude de os perfis aerodinâmicos reais não serem ideais [92, 93]. Destaca-se que o coeficiente de potência depende do ângulo de passo  $\beta$  e do coeficiente  $\lambda$ , que representa a relação entre a velocidade tangencial da hélice e a velocidade real de vento, sendo conhecido por *Tip Speed Ratio (TSR)* e expresso por (5.2).

$$\lambda = \frac{r\omega}{v} \quad (5.2)$$

Além de sua dependência de  $\beta$  e  $\lambda$ , na prática, o coeficiente de potência depende de fatores aerodinâmicos e do tipo da turbina. A obtenção de uma expressão analítica, portanto, é complexa e, em geral, encontrada empiricamente e/ou através de ensaios em túnel de vento. Para turbinas de eixo horizontal e três pás, uma expressão recorrente na literatura [94] é dada por (5.3), sendo  $\lambda_1$  definido por (5.4). Para o caso em análise, empregaram-se os coeficientes propostos por [92, 94].

$$C_p(\lambda, \beta) = C_1 \left( C_2 \lambda_1 - C_3 \beta - C_4 \beta^x - C_5 \right) e^{-C_6 \lambda_1} \quad (5.3)$$

$$\lambda_1 = \frac{1}{\lambda + 0,08\beta} - \frac{0,035}{\beta^3 + 1} \quad (5.4)$$

Tabela 5.2 – Valores das constantes para cálculo do coeficiente de potência.

$C_1$	$C_2$	$C_3$	$C_4$	$C_5$	$C_6$	$x$	$\beta$
0,5	116	0,4	0	5	21	1,5	10°

Perante o exposto, é possível, mediante a substituição de (5.3), (5.4) e (5.2), respectivamente, em (5.1) e utilização das especificações contidas na Tabela 5.1, encontrar uma relação entre a potência mecânica gerada e a velocidade angular do rotor, tendo a velocidade do vento como parâmetro. A família de curvas obtida através de tal procedimento pode ser visualizada na Figura 5.3, a partir da qual se nota que a potência mecânica é tão maior quanto maior for a velocidade do vento. Todavia, existe, para cada velocidade de vento, uma única velocidade angular que maximiza a

potência mecânica disponibilizada. Ressalta-se que, na prática, devido ao estol, para ventos acima de 12 m/s, há a limitação da velocidade angular, evitando que as especificações mecânicas nominais sejam ultrapassadas.

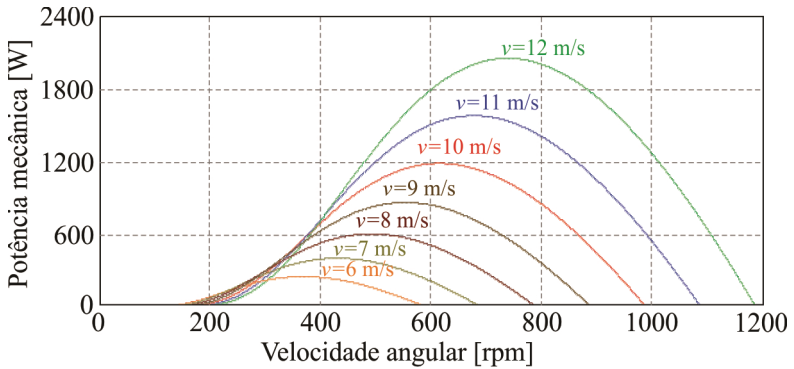


Figura 5.3 - Potência mecânica *versus* velocidade angular tendo a velocidade do vento como parâmetro.

Logicamente, em virtude de a máquina conectada ao eixo da turbina disponibilizar tensão e corrente alternadas em seus terminais, não existe possibilidade de conexão direta entre o aerogerador e o barramento cc da microrrede, sendo, destarte, necessária a introdução de um estágio para processamento de energia, composto, normalmente, por um retificador cascadeado a um conversor cc-cc, tal como retrata a Figura 5.4. Salienta-se que a determinação de cada um dos blocos que compõem o sistema está associada ao custo da implementação e à qualidade da energia, conforme será abordado na sequência.

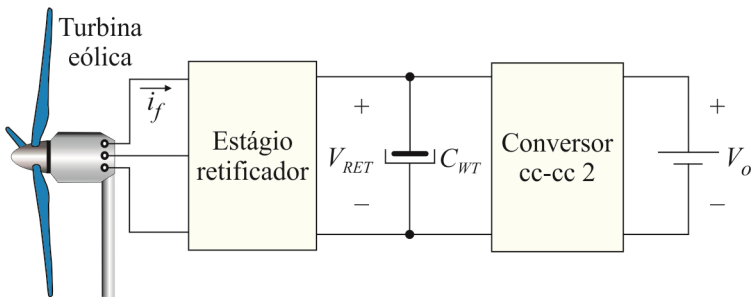


Figura 5.4 - Estágio de processamento da energia gerada pela turbina eólica.

### 5.3 Definição do estágio de processamento de energia

Ainda que o estágio retificador possa ser controlado de maneira a garantir elevado fator de potência do ponto de vista do aerogerador, normalmente, em sistemas de pequeno porte, devido à facilidade, robustez e custo de implementação, torna-se vantajoso o emprego de uma ponte retificadora não controlada. Nesses casos, a simplicidade é obtida em detrimento da qualidade da corrente  $i_f$  de saída do aerogerador que, por alimentar uma ponte retificadora com filtro capacitivo, torna-se distorcida, comprometendo o fator de potência da máquina, ainda que a redução de custo justifique tal escolha. Enfatiza-se que em [92] é abordado, detalhadamente, o emprego da ponte de Graetz nesse tipo de aplicação.

A definição do conversor cc-cc 2, por sua vez, realizar-se-á adotando-se o mesmo procedimento utilizado na análise do estágio de potência do sistema fotovoltaico, em que o ganho estático requerido para elevar a tensão de entrada  $V_{RET}$  ao valor da tensão de saída  $V_o$  é considerado. Para tanto, sendo a tensão de saída pré-especificada em  $V_o=210$  V, torna-se necessário apenas a determinação da faixa de valores de tensão aplicada à entrada do conversor. Em [92], através de simulações exaustivas do modelo do aerogerador GERAR 246, foram obtidas as curvas da potência mecânica disponibilizada no eixo e da potência elétrica gerada pela turbina, ambas em função da tensão aplicada na saída da ponte retificadora, isto é,  $V_{RET}$ . Os resultados encontrados são reproduzidos na Figura 5.5.

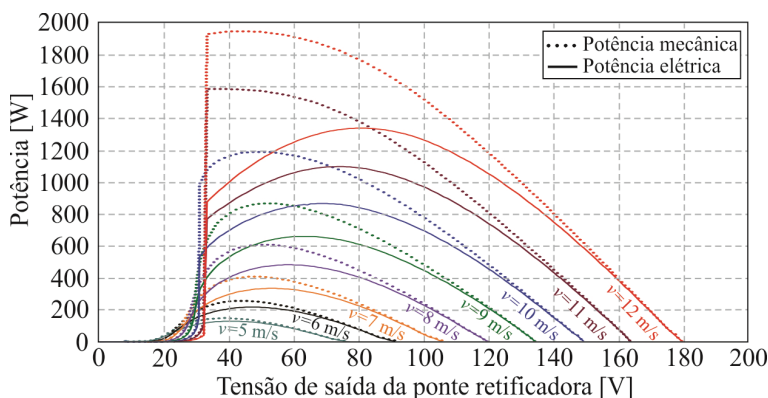


Figura 5.5 - Potência mecânica disponibilizada no eixo e potência elétrica gerada pelo aerogerador em função da tensão aplicada na saída da ponte retificadora, tendo a velocidade do vento como parâmetro.

Considerando-se que a estratégia de controle a ser adotada, conforme detalhado posteriormente, buscará a maximização da potência elétrica

gerada (*MPP*), seja no modo interligado à rede ou mesmo isolado, pode-se impor a operação do conversor à região sombreada da Figura 5.6, cujos limites de tensão são descritos em (5.5). Nota-se que a faixa de tensão considerada contempla os pontos de máxima potência para velocidades de vento entre 6 e 12 m/s.

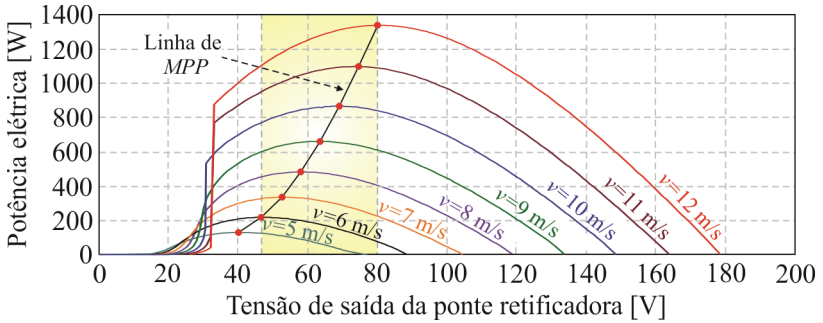


Figura 5.6 - Potência elétrica gerada em função da tensão de saída da ponte retificadora com indicação dos pontos de máxima potência para diferentes velocidades de vento.

$$\begin{cases} V_{mp\_min} = V_{RET\_min} = 46 \text{ V} \\ V_{mp\_max} = V_{RET\_max} = 80 \text{ V} \end{cases} \quad (5.5)$$

Logo, a faixa de variação de ganho estático, definido como sendo a relação entre as tensões de entrada e de saída, é dada por (5.6).

$$\left. \begin{aligned} G_{min} &= \frac{V_o}{V_{RET\_max}} = \frac{210}{80} = 2,63 \\ G_{max} &= \frac{V_o}{V_{RET\_min}} = \frac{210}{46} = 4,56 \end{aligned} \right\} \Rightarrow 2,63 \leq G \leq 4,56 \quad (5.6)$$

O resultado de (5.6) evidencia, novamente, a necessidade do uso de um conversor elevador, sendo, portanto, o conversor *Boost* a primeira alternativa. Percebe-se, todavia, que devido ao elevado ganho estático requerido, os limites da razão cíclica necessária para operação desse conversor seriam elevados, fato que o levaria a operar com perdas excessivas.

Como segunda alternativa, ainda buscando por simplicidade e facilidade de implementação, adotou-se o conversor *Boost* Quadrático Três Níveis (QTN), caracterizado, também, por apresentar em sua saída tensão de valor maior que a de entrada, ou no limite, igual. Idealmente, tal conversor é obtido pelo cascadeamento de dois conversores *Boost*

convencionais, de modo que o ganho estático final da estrutura é dado pelo produto dos ganhos individuais. Comumente, visando garantir que a tensão sobre os interruptores jamais ultrapasse o valor da tensão de saída, e buscando-se melhorar sua eficiência, uma pequena alteração topológica pode ser feita no conversor, conforme proposto em [95, 96], culminando no circuito ilustrado na Figura 5.7, estaticamente descrito por (5.7).

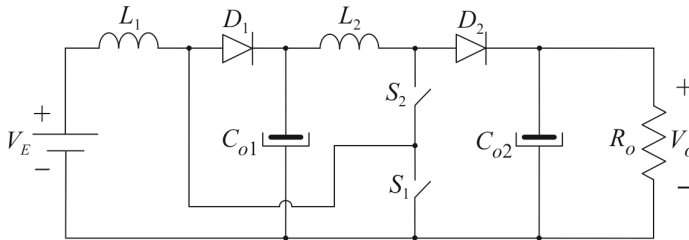


Figura 5.7: Conversor *Boost* QTN ideal.

$$G_{BQTN} = \frac{V_o}{V_E} = \frac{1 - \Delta_2 (1 - \alpha)}{(1 - \Delta_2)(1 - \alpha \Delta_2)} \quad (5.7)$$

A constante  $\alpha$ , em (5.7), relaciona as razões cíclicas para acionamento dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , sendo expressa por (5.8).

$$\alpha = \frac{\Delta_1}{\Delta_2}, \quad 0 < \alpha < 1 \quad (5.8)$$

Nota-se que, no caso particular em que  $\alpha=1$ , (5.8) se resume a (5.9), que equivale ao ganho quadrático do conversor *Boost* convencional, justificando o nome adotado para a topologia.

$$G_{BQTN} = \frac{V_o}{V_E} = \frac{1}{(1 - \Delta_2)^2} \quad (5.9)$$

Idealmente, de forma independente do valor adotado para  $\alpha$ , o ganho estático, obtido a partir de (5.7), para  $\Delta_2=1$ , tornar-se-ia infinito. Tal resultado, contudo, não contempla os parâmetros de perda, que quando inseridos, limitam o máximo ganho estático do conversor. Logo, de modo a verificar se após a inclusão dos parâmetros de perda no circuito, as condições estabelecidas em (5.6) podem ainda ser satisfeitas, é necessário recorrer à modelagem do conversor da Figura 5.8, em que a queda de tensão nos diodos ( $V_{D1}$  e  $V_{D2}$ ) e as resistências parasitas dos indutores ( $R_{L1}$  e  $R_{L2}$ ), interruptores ( $R_{S1}$  e  $R_{S2}$ ) e capacitores ( $R_{C_{o1}}$  e  $R_{C_{o2}}$ ), são adicionados ao circuito de potência.



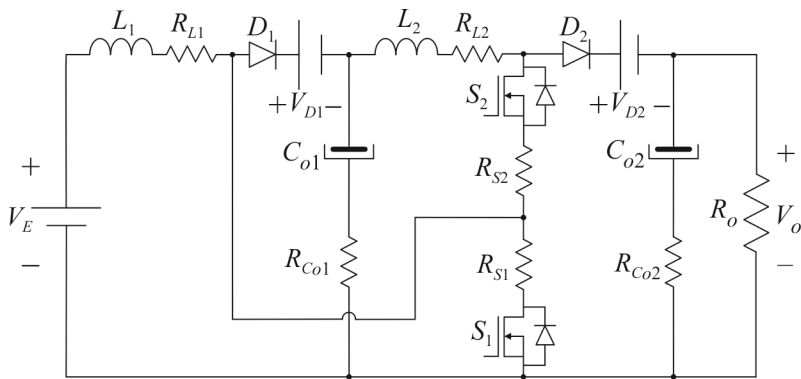


Figura 5.8: Conversor cc-cc *Boost* QTN contemplando os parâmetros de perda.

Como resultado da modelagem, apresentada no Apêndice C, obtém-se a curva que relaciona o ganho estático  $G_{BQTN}$  do conversor com a razão cíclica de operação  $\Delta_2$ , apresentada na Figura 5.9.

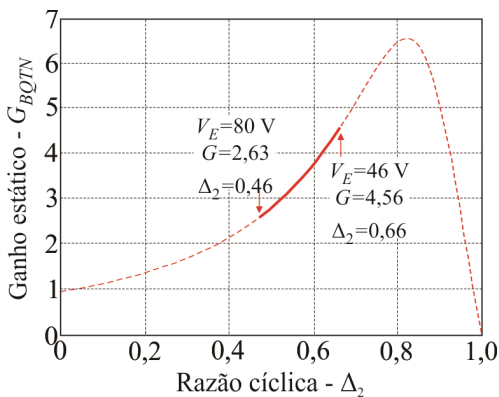


Figura 5.9 - Característica de transferência estática do conversor *Boost* QTN modelado com perdas (especificação nominal: 1 kW;  $\alpha=0,8$ ).

Mediante o exposto, alguns comentários podem ser realizados:

- A faixa de variação de razão cíclica do modelo do conversor com perdas é limitada no intervalo  $0,46 \leq \Delta_2 \leq 0,66$ , enquanto no modelo ideal, no intervalo  $0,45 \leq \Delta_2 \leq 0,62$ ;
- O máximo ganho estático do conversor é dado por  $G_{BQTN} \approx 6,6$ , quando  $\Delta_2 \approx 0,82$ , sendo que, a partir desse ponto, o ganho decresce com elevação da razão cíclica.

Por fim, conclui-se que o conversor *Boost* QTN é adequado ao estágio de processamento da energia provida pelo aerogerador, garantindo

sua operação em toda a faixa considerada de variação da velocidade de vento. Almejando-se comprovar o melhor desempenho do conversor *Boost* QTN em relação ao conversor *Boost*, na aplicação proposta, apresenta-se na Figura 5.10 a comparação entre as curvas de ganho estático *versus* razão cíclica de ambos os conversores. Percebe-se que, embora os valores dos máximos ganhos relacionados aos dois conversores sejam próximos, a razão cíclica de operação do conversor *Boost* QTN é inferior à do *Boost*, quando o mesmo ganho é considerado.

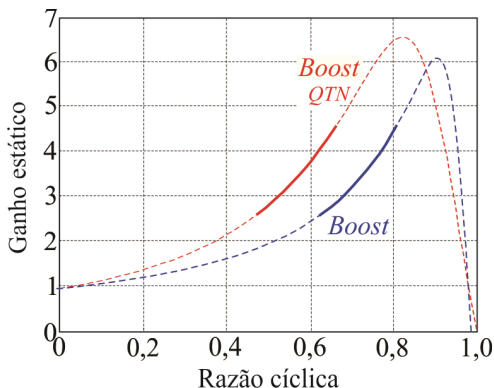


Figura 5.10 – Comparação entre as curvas de ganho estático referentes aos conversores *Boost* e *Boost* QTN, dimensionados para processar 1 kW de potência. A porção contínua das curvas indica as regiões de possível operação de cada conversor, considerando-se a mesma faixa de ganho estático.

#### 5.4 Dimensionamento do estágio de potência

O dimensionamento dos componentes do conversor *Boost* QTN, realizado de acordo com [95], é sumarizado a seguir. Os valores numéricos são calculados a partir das especificações contidas na Tabela 5.3.

Tabela 5.3– Especificações para dimensionamento do conversor *Boost* QTN.

Tensão máxima de entrada	80 V
Tensão mínima de entrada	46 V
Potência máxima de entrada	1,2 kW
Tensão de saída	210 V
Máxima ondulação de tensão nos capacitores	1%
Máxima ondulação de corrente nos indutores	7%
Frequência de comutação	50 kHz

### 5.4.1 Ponte retificadora

Como estágio retificador empregou-se a ponte retificadora SKD 30/08 fabricada pela *SEMIKRON*, cujas especificações são 800 V de tensão reversa máxima e 30 A de corrente eficaz.

### 5.4.2 Capacitor $C_{WT}$

Similarmente ao capacitor de entrada do sistema fotovoltaico, a especificação de  $C_{WT}$  deve ser feita mantendo-se o compromisso entre a máxima ondulação de tensão e a resposta dinâmica associada ao rastreamento de máxima potência. Com base em [92], utilizou-se um banco de 3400  $\mu\text{F}$  / 400 V, formado por cinco capacitores eletrolíticos de 680  $\mu\text{F}$  / 400 V (B43303-A687-M90) cada, interligados em paralelo e fabricados pela *EPCOS*.

### 5.4.3 Indutor $L_1$

Os principais aspectos construtivos do indutor  $L_1$  são apresentados na Tabela 5.4, sendo a estimativa de elevação de temperatura, 37 °C.

Tabela 5.4 – Aspectos construtivos do indutor  $L_1$ .

Indutância	839 $\mu\text{H}$
Núcleo	E-65/33 Thorton – IP12R
Número de espiras	40
Entreferro	0,96 mm
Condutor utilizado	AWG 22
Número de condutores em paralelo	7

### 5.4.4 Indutor $L_2$

Analogamente, os aspectos construtivos referentes ao indutor  $L_2$  são resumidos na Tabela 5.5, sendo a temperatura elevada em 43 °C.

Tabela 5.5 – Aspectos construtivos do indutor  $L_2$ .

Indutância	1,62 mH
Núcleo	E-65/33 Thorton – IP12R
Número de espiras	62
Entreferro	1,18 mm
Condutor utilizado	AWG 22
Número de condutores em paralelo	6

### 5.4.5 Capacitor $C_{o1}$

As restrições empregadas na definição do capacitor  $C_{o1}$ , obtidas a partir da análise do conversor, são listadas na Tabela 5.6.

Tabela 5.6 – Restrições para determinação do capacitor  $C_{o1}$ .

Capacitância mínima	53,1 $\mu\text{F}$
Tensão mínima	85 V
Corrente eficaz mínima	8,25 A

A partir de tais restrições, adotaram-se dois conjuntos em série, com três capacitores B41505-A9338-M, fabricados *EPCOS*, em paralelo cada um. Como resultado, obteve-se o banco capacitivo cujas especificações são apresentadas na Tabela 5.7.

Tabela 5.7 – Características do banco capacitivo empregado.

Capacitância	5 mF
Tensão máxima	200 V
Corrente eficaz máxima (@ 105 °C)	9 A

### 5.4.6 Capacitor $C_{o2}$

A exemplo do capacitor de saída do sistema fotovoltaico, o capacitor  $C_{o2}$  tem função de desacoplar a indutância dos cabos que ligam a saída do conversor ao barramento cc, cuja capacitância total é  $C_{bar}=31,5$  F. Assim sendo, foi adotado um capacitor de polipropileno de 1  $\mu\text{F}$ / 250 V.

### 5.4.7 Interruptores $S_1$ e $S_2$

Utilizando-se os esforços de tensão e de corrente em cada um dos interruptores, listados na Tabela 5.8, e a disponibilidade de componentes, como critérios, optou-se pelo o uso de MOSFETs SiHG47N60S, fabricados pela *Vishay*.

Tabela 5.8– Esforços de tensão e de corrente nos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ .

Corrente média ( $S_1$ )	8,89 A
Corrente eficaz ( $S_1$ )	14,78 A
Tensão máxima ( $S_1$ )	125 V
Corrente média ( $S_2$ )	4,56 A
Corrente eficaz ( $S_2$ )	6,81 A
Tensão máxima ( $S_2$ )	85 V

### 5.4.8 Diodos $D_1$ e $D_2$

Analogamente, a partir dos esforços de tensão e de corrente da Tabela 5.9, optou-se por diodos APT40DQ60B, fabricados pela *Microsemi*.

Tabela 5.9 - Esforços de corrente e tensão nos diodos  $D_1$  e  $D_2$ .

Corrente média ( $D_1$ )	10,3 A
Corrente eficaz ( $D_1$ )	13,1 A
Tensão máxima ( $D_1$ )	125 V
Corrente média ( $D_2$ )	5,70 A
Corrente eficaz ( $D_2$ )	7,61 A
Tensão máxima ( $D_2$ )	210 V

### 5.4.9 Elementos parasitas

Os elementos parasitas associados a cada um dos componentes seguem listados na Tabela 5.10.

Tabela 5.10– Elementos parasitas inerentes aos componentes do conversor.

Descrição		Valor @ 100 °C
Resistência de condução dos interruptores	$R_{S1}$ e $R_{S2}$	122 mΩ
Queda de tensão nos diodos em condução	$V_{D1}$ e $V_{D2}$	1,25 V
Resistência parasita do indutor $L_1$	$R_{L1}$	37 mΩ
Resistência parasita do indutor $L_2$	$R_{L2}$	59 mΩ
Resistência série do capacitor $C_{WT}$	$R_{CWT}$	50 mΩ
Resistência série do capacitor $C_{o1}$	$R_{Co1}$	33 mΩ

Findada a etapa de dimensionamento, inicia-se, na próxima seção, o estudo concernente à estratégia de controle do conversor *Boost* QTN.

## 5.5 Estratégia de controle do conversor *Boost* QTN

A estratégia de controle do conversor *Boost* QTN, distintamente daquela empregada para controle do conversor *Boost* presente no sistema fotovoltaico, não será diferenciada em função do modo de operação, impondo-se a busca pelo ponto de máxima potência tanto no modo conectado à rede, quanto no isolado.

A justificativa para adoção de tal estratégia advém da análise da Figura 5.11, a partir da qual se percebe que a redução da potência fornecida pelo aerogerador pode ser feita levando-o a operar à esquerda ou à direita

do ponto de máxima potência; entretanto, em ambos os casos restrições importantes devem ser consideradas:

- A mudança do ponto de operação do aerogerador deve ser realizada de forma lenta, respeitando sua inércia mecânica;
- A redução da potência através da diminuição da tensão aplicada na saída da ponte retificadora (à esquerda do *MPP*) pode causar variações abruptas de corrente na máquina, quando a tensão na saída da ponte retificadora alcançar patamares inferiores a 35 V. Atenta-se que esse tipo de operação é proibitivo, em virtude de tais variações refletirem-se em sobretensões destrutivas ao conversor;
- A redução da potência através do incremento da tensão da ponte retificadora (à direita do *MPP*), por sua vez, ocorre de forma suave, porém, dá-se com a elevação da rotação da máquina que, no caso limite, operaria a vazio. Novamente, tal tipo de funcionamento é inadequado e deve ser evitado, visando garantir a segurança da instalação e a estabilidade do sistema.

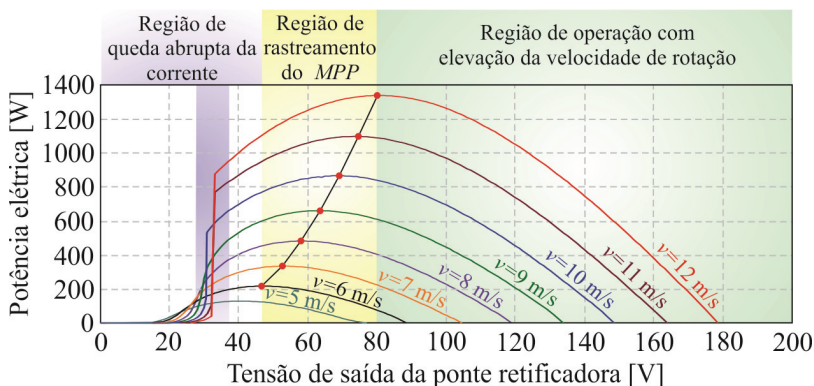


Figura 5.11 – Identificação das restrições de redução de potência na curva P-V.

Mediante o exposto, tornam-se claras as vantagens associadas à permanência do aerogerador na busca pelo *MPP*, mesmo quando o sistema estiver operando no modo isolado. Ressalva-se, todavia, que a tensão do barramento cc somente manter-se-á estabilizada, no modo isolado, caso a potência gerada iguale-se à consumida adicionada das perdas. Assim sendo, a manutenção do aerogerador no *MPP* pode levar à violação de balanço de potência, culminando na instabilidade do sistema.

Evidentemente, resolve-se tal problema adicionado ao barramento cc um banco resistivo de frenagem, cuja função consiste em absorver a energia

excedente gerada pela turbina eólica, mantida em operação no *MPP*, mesmo durante a operação do sistema no modo isolado.

Do ponto de vista de aproveitamento energético, não há diferença entre retirar o aerogerador do ponto de máxima potência ou utilizar um banco resistivo para consumir a potência excedente devido sua permanência nesse ponto de operação, haja vista que, em ambos os casos, parte da energia disponível não estaria sendo aproveitada efetivamente.

Em contrapartida, o emprego da estratégia baseada no uso do banco resistivo possibilita operar o sistema com segurança, seja do ponto de vista do conversor estático ou da turbina eólica, atentando-se ao fato de que a adição de um banco resistivo no barramento cc resulta em custo adicional de implementação.

A seguir aborda-se o controle do conversor *Boost* QTN para extração da máxima potência do aerogerador.

### 5.5.1 Conversor *Boost* QTN aplicado ao rastreamento do ponto de máxima potência

Conforme verificado anteriormente, as curvas de geração eólica não são lineares e mostram-se extremamente dependentes da velocidade do vento. Destarte, para garantir que o aerogerador extraia sempre a máxima potência possível, a tensão na saída da ponte retificadora deve ser dinamicamente imposta pelo conversor cc-cc, controlado, por sua vez, através de um algoritmo de rastreamento de máxima potência.

Na literatura, existem inúmeras propostas de algoritmos de rastreamento [97-99], nas quais se destacam:

- Controle do TSR;
- Controle do torque ótimo;
- Perturba e observa;

O método por controle da velocidade de ponta (*TSR*) [98, 99] é implementado a partir da medição direta da velocidade do vento  $v$  e da velocidade de rotação  $\omega$  do gerador. A técnica baseia-se no prévio armazenamento dos valores de  $\lambda$ , calculados através de (5.2), que garantem a máxima transferência de potência. Assim, a partir da leitura da velocidade do vento, o estágio de potência atua diretamente em  $\omega$ , até que  $\lambda$  convirja para o valor ótimo  $\lambda_{opt}$  armazenado. Embora o método seja simples, seu custo de implementação é elevado, em razão da necessidade de medição precisa da velocidade do vento.

A técnica de rastreamento baseada no torque ótimo [100, 101], por outro lado, busca estimar a velocidade do vento  $v$  a partir da leitura da velocidade angular  $\omega$  do eixo da máquina, conforme (5.10). Assim, sabendo-se que a operação no *MPP* é satisfeita para  $\lambda = \lambda_{opt}$  (implicando em  $C_p = C_{pmax}$ ) e substituindo-se (5.10) em (5.1), encontra-se (5.11) que, por sua vez, permite escrever (5.12).

$$v = \frac{r\omega}{\lambda} \quad (5.10)$$

$$P_{mec} = \frac{1}{2} \frac{\rho \pi r^5 \omega^3 C_p}{\lambda^3} \quad (5.11)$$

$$T_{mec} = \frac{P_{mec}}{\omega} = \frac{1}{2} \frac{\rho \pi r^5 C_{pmax} \omega^2}{\lambda_{opt}^3} = K_{opt} \omega^2 \quad (5.12)$$

Mediante o exposto, verifica-se que a proposta dessa técnica consiste em anular o erro existente entre o torque da máquina (medido) em relação à referência, definida analiticamente através de (5.12). Em geral, o método apresenta boa resposta dinâmica, contudo, é menos eficiente que o anteriormente citado, uma vez que mudanças na velocidade do vento não são refletidas instantaneamente no sinal de torque estimado, devido à inércia da máquina.

Por fim, o método perturba e observa voltado ao rastreamento do ponto de máxima potência de sistemas eólicos é similar ao apresentado na descrição do sistema fotovoltaico, item 4.5.1. Ressalta-se que por não depender de informações concernentes ao aerogerador empregado, esse método torna-se simples e flexível, todavia, falha na busca pelo *MPP* quando submetido a variações abruptas de velocidade de vento. Adicionalmente, outro problema inerente ao método consiste na definição do passo de incremento ou decremento da variável de controle, realizada com base na escolha entre velocidade de rastreamento e oscilações em regime permanente [102].

Ressalta-se que, visando melhorar a eficiência e precisão do método tradicional, uma versão com passo de cálculo variável foi proposta e vem sendo recorrentemente citada na literatura [103-106].

No presente trabalho, propõe-se o emprego de um algoritmo de rastreamento baseado na técnica da condutância incremental, amplamente difundida nas pesquisas referentes aos métodos de rastreamento de máxima potência de sistemas fotovoltaicos e, nesse caso, adaptado para sistemas eólicos.



### 5.5.1.1 Técnica da condutância incremental aplicada ao rastreamento de máxima potência de aerogeradores

A aplicação da técnica da condutância incremental para rastreamento da máxima potência de aerogeradores aplica-se aos sistemas eólicos cuja tensão de saída é retificada, originando um barramento cc com valor proporcional à velocidade  $\omega$  de rotação da máquina. Assim sendo, impondo-se ativamente tal tensão, é possível controlar a velocidade angular do eixo e, dessa forma, buscar a máxima transferência de potência, perante variações da velocidade do vento.

O entendimento de como o rastreamento é realizado torna-se facilitado recorrendo-se, mais uma vez, à curva P-V, ilustrada na Figura 5.12, onde se destacam duas regiões dentro da faixa de operação: à direita (Região 1) e à esquerda (Região 2) da linha que interliga os pontos de máxima potência para diferentes velocidades de vento.

Percebe-se que dentro da Região 1, todas as curvas são crescentes (embora a taxas decrescentes), assim sendo, a derivada da potência em relação à tensão é positiva. Em contrapartida, na Região 2, as curvas são decrescentes e, portanto, a derivada da potência em relação à tensão, negativa. Por fim, a operação do sistema sobre a linha de máxima potência, ou seja, àquela em que a derivada é nula, assegura a operação elétrica otimizada do aerogerador.

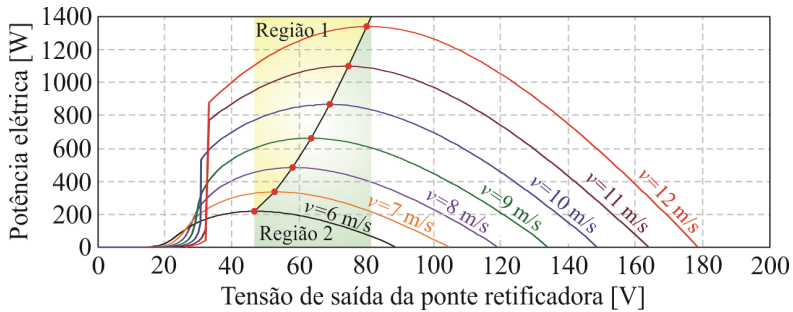


Figura 5.12 - Identificação das regiões de operação em função da derivada da potência em relação à tensão.

Com base no exposto, sumariza-se:

- Região 1:  $dP/dV > 0$ ;
- Região 2:  $dP/dV < 0$ ;
- Linha de máxima potência:  $dP/dV = 0$ .

Cabe enfatizar que além de o sinal da derivada permitir identificar a região de operação, seu módulo pode ser empregado como passo de

incremento ou decréscimo da razão cíclica, uma vez que tende a zero à medida que o ponto de operação tende ao *MPP*: quanto mais distante o ponto de operação estiver do *MPP*, maior o módulo da derivada, resultando em uma maior rapidez de rastreamento. Não obstante, conforme o ponto de operação se aproxima do *MPP*, o módulo da derivada tende gradativamente a zero, reduzindo, conseqüentemente o passo, de maneira que não haja ondulação da potência, após o *MPP* ter sido encontrado.

Cabe ressaltar que na literatura citam-se técnicas (perturba e observa com passo variável) que possibilitam a extração da máxima potência de maneira similar à proposta neste trabalho, todavia, utilizando a relação  $dP/d\omega$  no lugar de  $dP/dV$ . Embora o resultado final de ambas seja o mesmo, tendo-se em vista que em aplicações desse tipo  $\omega$  e  $V$  são proporcionais, o método proposto torna-se vantajoso para sistemas de pequeno porte, considerando-se a não necessidade de medição da velocidade de rotação da máquina.

Em implementações digitais, o cálculo da derivada é executado conforme (5.13), em que  $I$  e  $V$  representam os estados atuais da tensão e corrente, sendo, de acordo com a convenção utilizada, representados por  $I(n)$  e  $V(n)$ . Por outro lado,  $\Delta V$  e  $\Delta I$  representam a diferença entre os estados atual e anterior da tensão e de corrente, respectivamente, tal como descreve (5.14).

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(VI)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} = I + V \frac{\Delta I}{\Delta V} \quad (5.13)$$

$$\begin{aligned} \Delta I &= I(n) - I(n-1) \\ \Delta V &= V(n) - V(n-1) \end{aligned} \quad (5.14)$$

Enfatiza-se que, em (5.13), o termo  $\Delta I/\Delta V$  caracteriza um incremento de condutância, originando o nome do método. Evidentemente, tal nomenclatura não pode ser adotada quando a relação  $dP/d\omega$  é utilizada, haja vista que a proporção  $\Delta I/\Delta V$  deixa de existir.

Na Figura 5.13 apresenta-se o fluxograma que resume o algoritmo da condutância incremental implementado. Nota-se que a partir das leituras da tensão  $V(n)$  e corrente  $I(n)$  disponibilizadas na saída da ponte retificadora, calcula-se a derivada da potência em relação à tensão  $dP/dV$ , cujo escalonamento pelo fator  $k_{WT}$  origina o erro  $e_{mp}$ , empregado como passo de incremento ou decréscimo na busca pelo *MPP*. Particularmente, na condição em que  $dV=0$ , tem-se  $dP/dV \rightarrow \infty$ , portanto, a fim de evitar o estouro da variável  $e_{mp}$ , deve-se fixá-la de acordo com (5.15), em que  $\Delta_{WTmax}$  refere-se à máxima razão cíclica de operação do conversor.

$$e_{mp} = e_{fixo} \leq \frac{\Delta_{WTmax}}{10} \tag{5.15}$$

Analogamente, a determinação de  $k_{WT}$  é feita considerando-se (5.16), a partir da qual se extrai (5.17).

$$e_{mp} = k_{WT} \left| \frac{\Delta P}{\Delta V} \right|_{max} \leq \frac{\Delta_{WTmax}}{10} \tag{5.16}$$

$$k_{WT} \leq \frac{\Delta_{WTmax}}{10 \left| \frac{\Delta P}{\Delta V} \right|_{max}} \tag{5.17}$$

Mediante o exposto, sabendo-se que  $\Delta_{WTmax}=1$  e que a máxima variação de potência em relação à tensão ocorre para velocidade de vento de 12 m/s, estabelecendo-se em 17,5 W/V, encontra-se:

$$\begin{aligned} e_{fixo} &\leq 0,1 \\ k_{WT} &\leq 0,005 \end{aligned} \tag{5.18}$$

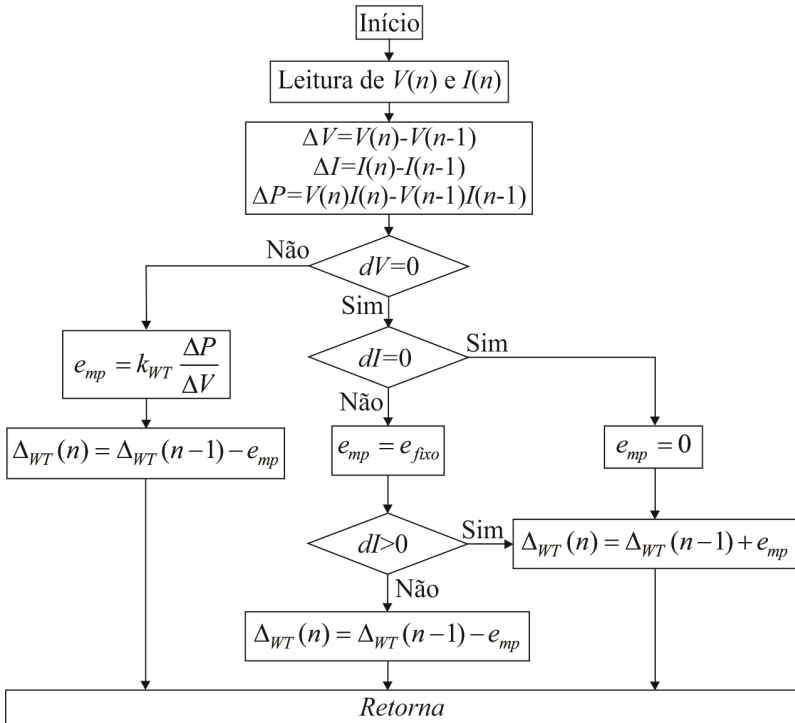


Figura 5.13: Fluxograma referente ao método da condutância incremental para rastreamento de máxima potência do aerogerador.

Finalmente, é importante ressaltar que, no conversor empregado, a elevação da razão cíclica resulta na redução da tensão aplicada na saída da ponte retificadora, e vice-versa. Assim sendo, têm-se duas situações possíveis:

- $dP/dV > 0$ : nesse caso o sinal de erro  $e_{mp}$  é positivo, o que implica, de acordo com o fluxograma, no decremento de  $\Delta_{WT}$  e, portanto, elevação da tensão na saída da ponte retificadora;
- $dP/dV < 0$ : nesse caso o sinal de erro  $e_{mp}$  é negativo, implicando no incremento de  $\Delta_{WT}$  e redução da tensão na saída da ponte retificadora.

A verificação do desempenho do algoritmo proposto será realizada via simulação, conforme apresentado a seguir.

## 5.6 Resultados de simulação

Esta seção destina-se à apresentação dos resultados encontrados a partir da simulação do modelo médio de grandes sinais do conversor *Boost* QTN aplicado ao processamento da energia gerada pelo aerogerador. Cabe enfatizar, novamente, que a substituição do modelo comutado pelo médio tem apenas o intuito de acelerar as simulações, sendo a obtenção desse modelo, ilustrado na Figura 5.14, caracterizado por (5.19), (5.20), (5.21) e (5.22) e detalhada em [91].

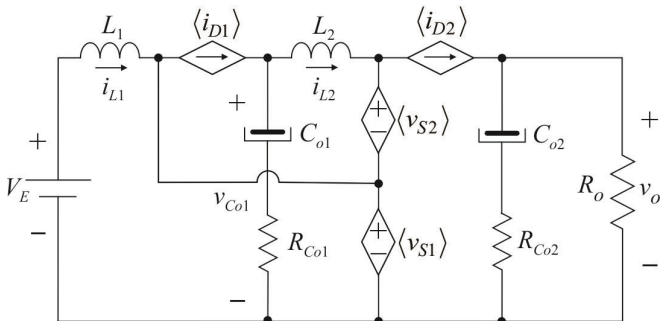


Figura 5.14 – Modelo médio de grandes sinais do conversor *Boost* QTN em MCC.

$$\langle i_{D1} \rangle = i_{L1}(1 - \alpha\delta_2) + i_{L2}\delta_2(1 - \alpha)i_{L2} \quad (5.19)$$

$$\langle i_{D2} \rangle = i_{L2}(1 - \delta_2) \quad (5.20)$$

$$\langle v_{S1} \rangle = R_{S1}(i_{L1} + i_{L2})\alpha\delta_2 + (V_{D1} + v_{Co1})(1 - \delta_2\alpha) \quad (5.21)$$

$$\langle v_{S2} \rangle = R_{S2}i_{L2}\delta_2 + (v_o - v_{Co1} + V_{D2} - V_{D1})(1 - \delta_2) \quad (5.22)$$

Nesse âmbito, desenvolveu-se o circuito de simulação, retratado na Figura 5.15.

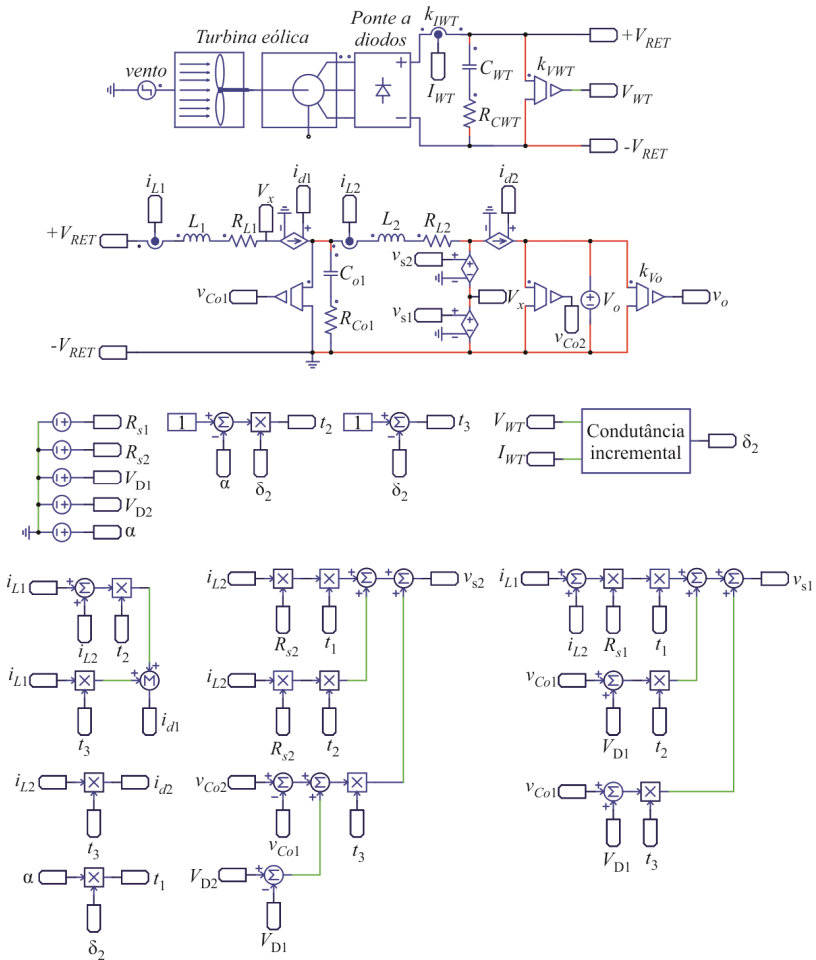


Figura 5.15 – Circuito empregado para simulação do sistema em ambos os modos de operação.

Visando verificar o desempenho de rastreamento sob uma óptica mais realística, utilizou-se, como perfil de vento aplicado à entrada do aerogerador, o modelo proposto por [107], descrito matematicamente por (5.25) e ilustrado através da Figura 5.16, em que:

$$\omega_v = \frac{2\pi}{T_v} \tag{5.23}$$

$$T_v = 60 \text{ s} \quad (5.24)$$

$$v = 7 + 2\text{sen}(\omega_v t) + 2\text{sen}\left(\frac{35}{10}\omega_v t\right) + \text{sen}\left(\frac{1235}{100}\omega_v t\right) + \frac{2}{10}\text{sen}(35\omega_v t) \quad (5.25)$$

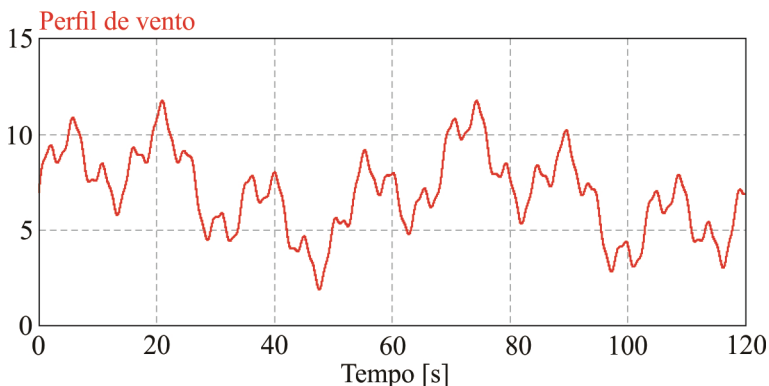


Figura 5.16– Perfil de vento empregado durante as simulações.

A partir da simulação, foi possível verificar o comportamento da potência gerada frente às variações de vento. Todavia, para que uma análise quantitativa pudesse ser realizada, buscou-se traçar, concomitantemente, a curva ideal de máxima potência, cuja equação, apresentada em (5.26), foi encontrada por interpolação numérica dos pontos de máxima potência destacados na Figura 5.12. Como resultado, obteve-se a Figura 5.17.

$$P_{max}(v) = 15,655v^2 - 93,393v + 226,85 \quad (5.26)$$

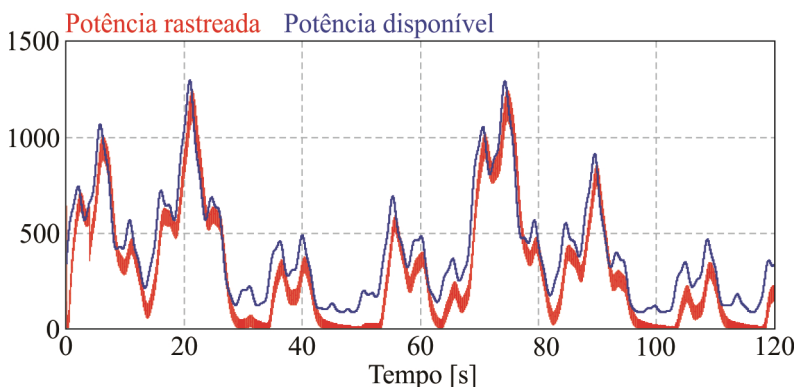


Figura 5.17 – Resultados de simulação para validação da estratégia de rastreamento de máxima potência aplicada ao conversor *Boost* QTN.

Percebe-se, mediante os resultados apresentados, que existe atraso na potência rastreada em relação à disponível. Aparentemente, tal característica, associada à inércia mecânica do aerogerador, implica na redução da eficiência do rastreamento, haja vista que o gerador, devido sua massa girante, é incapaz de responder instantaneamente às variações da velocidade do vento.

Ressalta-se, porém, que muitos estudos vêm sendo realizados para quantificar a real influência da inércia da máquina na qualidade da busca pelo *MPP*. Segundo [108, 109], a medida que a inércia da máquina se eleva, o rastreamento do ponto de máxima potência torna-se significativamente comprometido, impactando na redução da potência gerada. Afirmam ainda que o ponto real de operação e o *MPP* tornam-se tão mais distantes quanto maior for a constante de tempo mecânica associada ao aerogerador.

Em termos quantitativos, no caso simulado, a eficiência da técnica de rastreamento proposta, com o perfil de velocidade de vento empregado, resultou em um aproveitamento médio de 81%: enquanto o valor médio da potência disponível se manteve em 413 W, o valor médio da potência rastreada se estabeleceu em 334 W. Evidentemente, é a relação entre a constante mecânica da máquina e a taxa de variação da velocidade do vento, que dita a eficiência de rastreamento.

Destaca-se que os resultados apresentados neste capítulo têm por intuito apenas validar o método de rastreamento, pois resultados mais específicos quanto ao funcionamento do aerogerador, no sistema completo, serão apresentados no Capítulo 9.

## 5.7 Conclusão

Este capítulo destinou-se ao estudo, projeto, dimensionamento e controle do estágio de processamento da energia gerada pelo aerogerador.

Foi constatado que, devido ao elevado ganho requerido, o uso do conversor *Boost* tradicional tornar-se-ia inviável e, dessa forma, optou-se pelo emprego do conversor *Boost* quadrático três níveis, que passou a constituir o estágio de processamento concernente à geração eólica.

A estratégia de controle adotada para o conversor resumiu-se a colocá-lo em operação como rastreador de máxima potência, de maneira que não viesse a funcionar em regiões de elevada variação de corrente ou com excessiva velocidade mecânica.

Com base em extensiva revisão bibliográfica, optou-se pelo emprego de técnicas de rastreamento que não utilizassem informações a respeito da velocidade do vento e, tampouco, medições de variáveis mecânicas. Tal

procedimento justificou-se pela redução de custos, considerando que o sistema em questão é de pequeno porte.

Por fim, perante os resultados de simulação, percebeu-se que o conjunto formado pelo conversor e algoritmo de rastreamento responde ao requisito de projeto, garantindo a extração de 81% da potência disponibilizada no eixo do aerogerador, quando um perfil de vento realista foi utilizado. Cabe enfatizar, que a inércia da máquina é um fator limitante da eficiência de rastreamento.



**ESPECIFICAÇÃO, PROJETO, DIMENSIONAMENTO E CONTROLE DO ESTÁGIO DE PROCESSAMENTO DA ENERGIA GERADA PELA CÉLULA A COMBUSTÍVEL**

Este capítulo tem por intuito apresentar o procedimento empregado para Escolha, especificação, projeto, dimensionamento e controle do estágio de potência voltado ao processamento da energia gerada pela célula a combustível que compõe o sistema, conforme destaca a Figura 6.1.

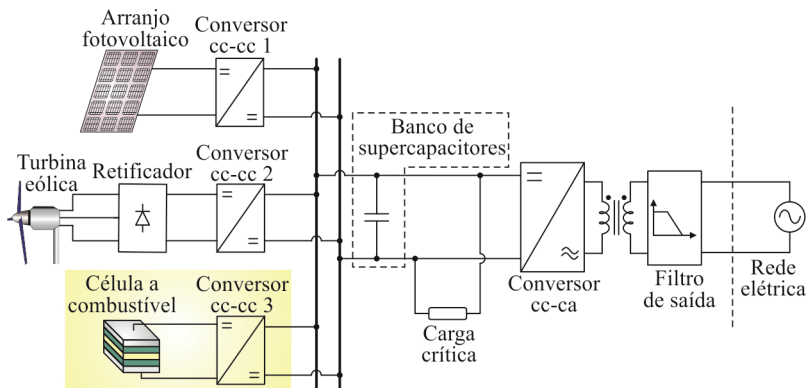


Figura 6.1- Sistema completo com ênfase no estágio de processamento da energia gerada pela célula a combustível.

**6.1 Introdução**

Células a combustível (*Fuel Cell - FC*) são dispositivos eletroquímicos que combinam oxigênio e hidrogênio para produzir eletricidade, água e calor. Diferentemente dos motores a combustão interna, o combustível não é queimado, tornando o processo silencioso, livre de poluição e mais eficiente.

Segundo [110], o princípio de funcionamento das células a combustível é similar ao das baterias, haja vista que ambas convertem energia química em elétrica, havendo calor como subproduto do processo. A diferença, todavia, está no fato de que as células a combustível operam através do emprego de suprimento externo de energia química, enquanto as baterias, ao serem esgotadas, devem ser descartadas ou recarregadas por

meio de uma fonte externa de energia elétrica, a fim de conduzir a reação eletroquímica na direção inversa.

O conceito de célula a combustível foi efetivamente demonstrado no começo do século XIX, por Humphry Dave e, embora os primeiros estudos teóricos tenham sido realizados pelo cientista Christian Friedrich Schönbein, em 1838, a invenção do dispositivo é atribuída ao físico, químico e advogado William Grove, em 1839 [110].

Grove realizou uma série de experimentos com um dispositivo ao qual denominou de bateria de gás, provando que a corrente elétrica podia ser produzida a partir de uma reação eletroquímica entre hidrogênio e oxigênio sobre um catalisador de platina. Ademais, após conectar 26 células em série, deu origem à chamada Célula de Grove [111].

O termo célula a combustível, por sua vez, passou a ser utilizado a partir de 1889, mediante os estudos realizados por Ludwig Mond e Charles Langer para empregar gás de carvão como combustível [110]. Entretanto, apenas em 1932, Francis Bacon modificou o equipamento proposto por Mond e Langer, desenvolvendo a primeira célula alcalina [112].

A partir dos anos 60, a NASA, com auxílio de parceiros industriais, passou a desenvolver células a combustível para aplicação em missões espaciais. Na década seguinte, com a crise do petróleo, as pesquisas em tecnologias renováveis se intensificaram, contribuindo também para o aperfeiçoamento desses dispositivos.

Atualmente, governos e iniciativas privadas têm aumentado significativamente os investimentos em pesquisas voltadas à redução de custos e melhoria do desempenho operacional das células a combustível, visando torná-las competitivas em relação às tecnologias convencionais, principalmente para aplicações em veículos elétricos [113].

Evidentemente, devido ao fato de as células a combustível serem caracterizadas por fornecerem corrente contínua, baixos níveis de tensão e baixa regulação [96], na maior parte das aplicações torna-se necessário processar a energia gerada, adequando-a para alimentação das cargas. O dimensionamento do estágio de processamento, todavia, depende dos níveis gerados de tensão, corrente e potência. Logo, a primeira etapa a ser estabelecida consiste na caracterização do comportamento elétrico das células a combustível.

## **6.2 Caracterização elétrica de células a combustível**

As células a combustível podem variar desde minúsculos dispositivos, que produzem apenas alguns watts, até grandes usinas

produtoras, com capacidade mensurada em megawatts. Em geral, são diferenciadas em três grupos: portáteis, estacionárias e de transporte, embora todas apresentem, grosso modo, uma estrutura comum, utilizando dois eletrodos separados por um eletrólito (sólido ou líquido) que transporta as partículas eletricamente carregadas. Normalmente, catalisadores são utilizados como forma de acelerar as reações nos eletrodos, aumentando a eficiência do processo.

As células a combustível são, geralmente, classificadas de acordo com a natureza do eletrólito que utilizam. Cada tipo requer materiais e combustíveis particulares e é adequada para aplicações específicas. Dentre os principais tipos de células a combustível, citam-se [114]:

- *Proton Exchange Membrane Fuel Cell (PEMFC)*;
- *Direct Methanol Fuel Cell (DMFC)*;
- *Solid Oxide Fuel Cell (SOFC)*;
- *Alkaline Fuel Cell (AFC)*;
- *Molten Carbonate Fuel Cell (MCFC)*;
- *Phosphoric Acid Fuel Cell (PAFC)*.

Devido ao fato de apresentarem peculiaridades inerentes ao processo de fabricação, não há uma lei única que descreva o funcionamento de tais dispositivos. Assim sendo, na próxima seção, detalha-se o princípio de operação das células *PEMFC*, disponível no laboratório e considerada na implementação prática do sistema proposto.

### 6.2.1 Princípio de funcionamento da *PEMFC*

O princípio de funcionamento de uma célula a combustível está baseado nos conceitos básicos de eletroquímica: a célula é composta por dois eletrodos (anodo e catodo) separados por um eletrólito caracterizado por ser bom condutor de cargas positivas, porém, isolante elétrico [110].

A molécula de hidrogênio, ao ser aplicada ao anodo, é separada em prótons e elétrons. Enquanto os prótons são conduzidos pelo eletrólito (bom condutor iônico), os elétrons são desviados externamente através da carga, produzindo trabalho elétrico. No catodo, prótons e elétrons unem-se à molécula de oxigênio, extraída do ar, formando água [70]. Além disso, a reação, por ser exotérmica, ocorre com liberação de calor.

A compreensão do processo torna-se facilitada mediante a Figura 6.2, enquanto as equações de balanço químico das reações no catodo, anodo e durante a recombinação, são dadas por (6.1) [115].

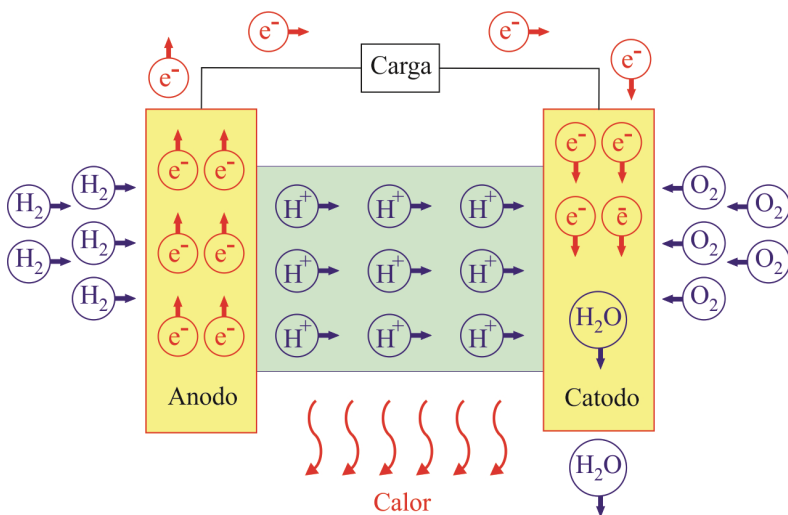
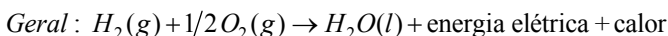
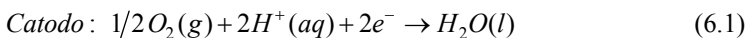
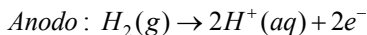


Figura 6.2 – Princípio de funcionamento de uma célula a combustível PEMFC.



De forma geral, a tensão produzida por uma PEMFC relaciona-se de forma não linear com a corrente, identificando-se, a partir do estudo da curva típica tensão-corrente (V-I), a existência de três regiões distintas de operação, caracterizadas pelo tipo de perda, conforme a Figura 6.3 [114].

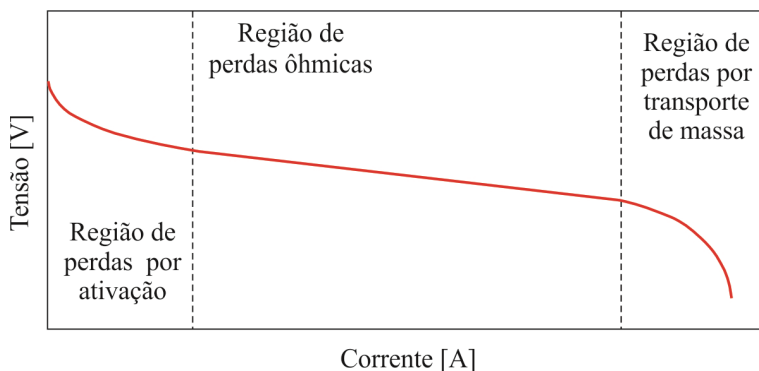


Figura 6.3 – Curva típica de polarização de uma célula a combustível tipo PEMFC.

As perdas por ativação estão relacionadas à energia despendida para romper a barreira de ativação da reação química, durante o processo de

partida da célula a combustível. Em contrapartida, as perdas por transporte de massa ocorrem devido à mudança de concentração dos reagentes na superfície de cada um dos eletrodos, ocasionada pelo aumento da corrente elétrica, implicando em uma queda acentuada de tensão nos terminais da célula a combustível, que pode, inclusive, vir a danificá-la. Finalmente, as perdas ôhmicas são ocasionadas pela resistência à passagem de corrente elétrica pelos eletrodos e pela oposição à passagem dos íons pela membrana.

Matematicamente, embora as reações presentes em (6.1) descrevam o funcionamento da célula a combustível do ponto de vista químico, não traduzem seu comportamento estático-dinâmico. A obtenção de um modelo elétrico para tal finalidade, contudo, é complexa, devido ao elevado número de variáveis envolvidas na modelagem, tais como: temperatura, pressão e concentração dos gases, dimensões físicas da célula, propriedades químicas dos materiais, etc. Entretanto, uma solução interessante, apresentada por [114], propõe um modelo elétrico equivalente simplificado, tal como retrata a Figura 6.4. A determinação dos parâmetros relacionados ao modelo é realizada por meio de ensaios experimentais, através da interrupção da corrente e medição da resposta transitória associada à tensão entre os terminais da célula.

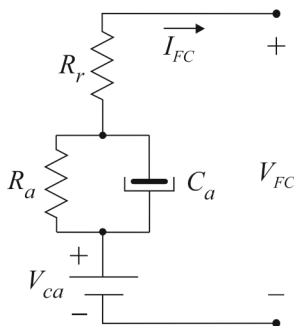


Figura 6.4 – Modelo elétrico equivalente da célula a combustível.

Em [116], através do procedimento citado, obtiveram-se os parâmetros do modelo elétrico equivalente referente à célula a combustível tipo *PEMFC* NEXA, fabricada pela Ballard®, cujas especificações são listadas a seguir:

- Modelo: 310-002702
- Potência: 1200 W
- Tensão de saída: 26 a 43 V

Os parâmetros elétricos encontrados são detalhados na Tabela 6.1.

Tabela 6.1 – Valores dos parâmetros elétricos da *PEMFC* empregada.

Parâmetros do modelo elétrico equivalente			
$V_{ca}$	$R_a$	$C_a$	$R_r$
41 V	0,233 $\Omega$	0,171 F	0,133 $\Omega$

Nesse modelo,  $V_{ca}$  representa a tensão de circuito aberto nos terminais da célula a combustível,  $R_a$  e  $C_a$  a resistência e capacitância que modelam as perdas por ativação e  $R_r$  a resistência que modela as perdas na região ôhmica.

A validação do modelo proposto, sob o ponto de vista estático, foi realizada por [111], em que, tanto experimentalmente quanto por simulação, variou-se a carga conectada à *PEMFC* (ou ao modelo), medindo-se a tensão e a corrente geradas. Como resultado do procedimento, obtiveram-se as curvas da Figura 6.5 e da Figura 6.6.

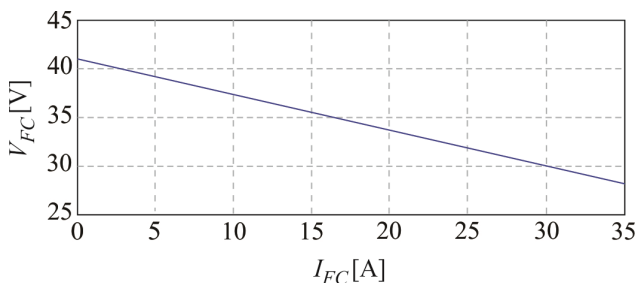


Figura 6.5 – Resultado de simulação obtido mediante a variação de carga na saída da célula a combustível - curva da tensão *versus* corrente.

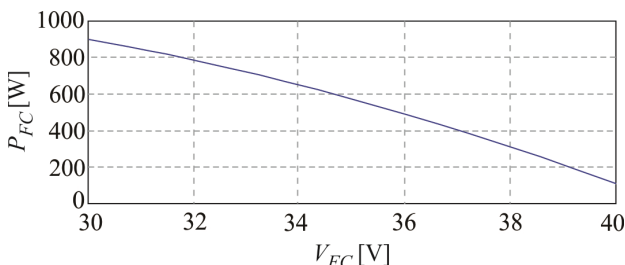


Figura 6.6 - Resultado de simulação obtido mediante a variação de carga na saída da célula a combustível - curva da potência *versus* tensão.

Ressalta-se que os parâmetros associados às perdas por transporte de massa não foram considerados durante a modelagem, haja vista que, em instalações de abastecimento de hidrogênio bem dimensionadas, é possível

garantir que a célula a combustível não opere na região de sobrecarga [111]. Todavia, no caso em que tais perdas devam ser consideradas, modelos mais completos precisam ser empregados, tais como os apresentados em [96].

Perante o exposto, verifica-se que a tensão de saída da célula a combustível varia de acordo com a carga suprida, logo, sua conexão com o barramento cc fica condicionada ao uso de um estágio para processamento da energia gerada, resultando no sistema proposto na Figura 6.7.

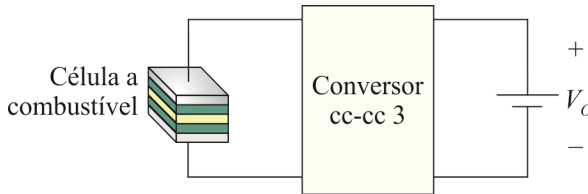


Figura 6.7 - Estágio de processamento da energia gerada pela célula a combustível.

### 6.3 Definição do estágio de processamento de energia

De acordo com as especificações do fabricante, a tensão de operação da *PEMFC* pode se estabelecer entre 26 V e 43 V, no entanto, visando garantir que a célula a combustível opere fora da região de perdas por transporte de massa, a máxima corrente drenada do dispositivo será limitada  $I_{FC\_max}=30$  A. Tal condição, de acordo com a curva da Figura 6.5, implica em uma tensão mínima de operação não inferior a  $V_{FC\_min}=30$  V. Assim sendo, as igualdades de (6.2) podem ser estabelecidas.

$$\left. \begin{aligned} V_{FC\_min} &= 30 \text{ V} \\ V_{FC\_max} &= 41 \text{ V} \end{aligned} \right\} \quad (6.2)$$

Nesse cenário, torna-se possível, através de (6.3), definir a faixa de ganho estático necessária para elevar a tensão de saída da célula combustível  $V_{FC}$  ao valor da tensão do barramento cc, previamente especificada em  $V_o=210$  V.

$$\left. \begin{aligned} G_{FC\_min} &= \frac{V_o}{V_{FC\_max}} = \frac{210}{41} = 5,12 \\ G_{FC\_max} &= \frac{V_o}{V_{FC\_min}} = \frac{210}{30} = 7,00 \end{aligned} \right\} \Rightarrow 5,12 < G_{FC} < 7,00 \quad (6.3)$$

Nota-se que, para alcançar a finalidade proposta, o conversor a ser utilizado deve apresentar ganho estático elevado, a fim de satisfazer as

condições estabelecidas em (6.3). Ademais, devido ao fato de a corrente de entrada ser elevada, torna-se interessante o emprego de um conversor que permita compartilhá-la entre tantos interruptores quanto necessários, visando diminuir os esforços nos componentes individuais.

Baseando-se em ambas as premissas, optou-se pelo emprego do conversor cc-cc proposto por [111], sendo constituído a partir de conversores *Forward*, cujo modelo elétrico é apresentado na Figura 6.8.

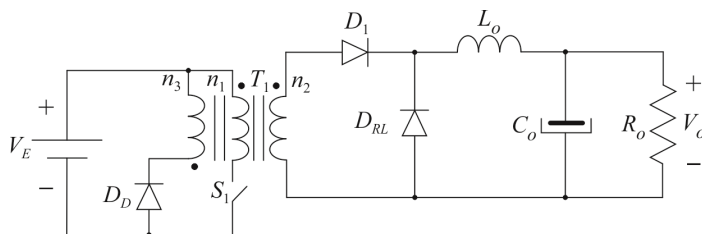


Figura 6.8 – Modelo elétrico do conversor *Forward*.

Cabe ressaltar que a tensão de saída  $V_o$ , nesse caso, é definida em função da tensão de entrada  $V_E$ , da razão cíclica  $\Delta_{fwd}$  e da relação de transformação  $n = n_2/n_1$ , conforme exprime (6.4) [81].

$$V_o = n\Delta_{fwd}V_E \quad (6.4)$$

Obviamente, o fato de o conversor *Forward* ser isolado resolve o problema do alto ganho requerido, ajustado através da relação de espiras. Contudo, o emprego de um único conversor para processar toda a energia gerada acarretaria em uma elevada corrente de entrada. A solução adotada e apresentada em [111] utiliza quatro conversores *Forward* com as respectivas entradas interligadas em paralelo e saídas em série, porém, no presente caso, apenas três conversores serão empregados, em virtude de o ganho estático requerido ser inferior ao originalmente proposto.

A conexão das entradas dos conversores em paralelo faz com que a corrente processada individualmente seja inversamente proporcional ao número de conversores associados. Desta forma, havendo três conversores, cada um processará 33,33% da corrente total gerada pela célula a combustível.

Por outro lado, devido à conexão das saídas em série, a tensão de saída de cada conversor *Forward* é também inversamente proporcional ao número de conversores associados, ou seja, cada conversor deve ser projetado de modo que sua tensão de saída seja equivalente a 33,33% do valor de projeto do barramento cc.



Como resultado da interligação dos conversores *Forward*, encontra-se o circuito elétrico do conversor proposto, ilustrado através da Figura 6.9.

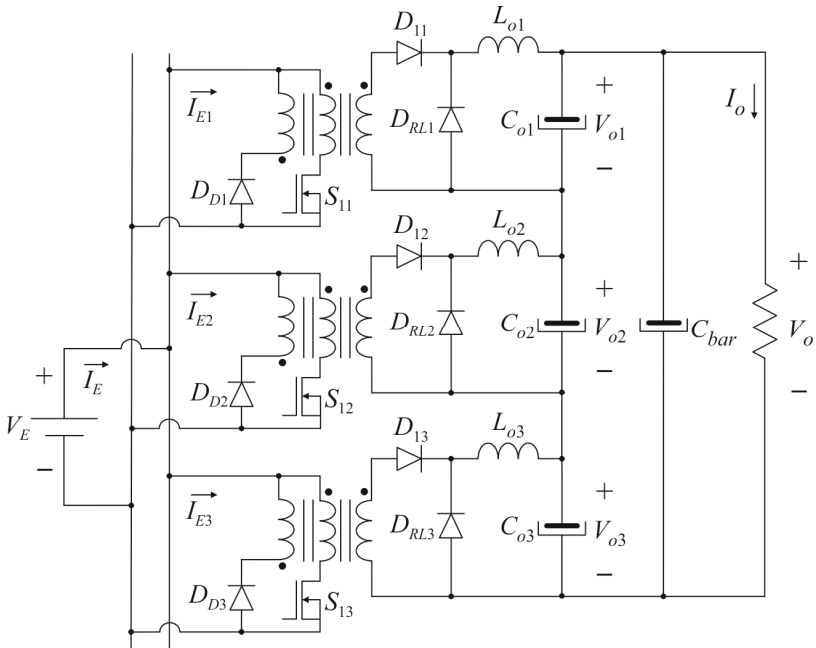


Figura 6.9 - Conversor destinado ao processamento da energia proveniente da célula a combustível.

Ressalta-se que a simplicidade da topologia está associada ao fato de todos os interruptores serem acionados pelo mesmo sinal de comando. Em contrapartida, um inconveniente inerente à estrutura advém do fato de apresentar entrada com característica de fonte de tensão, o que torna a corrente drenada da célula a combustível pulsada na frequência de comutação dos interruptores.

Segundo o fabricante da célula a combustível [70], a máxima ondulação de corrente pico a pico permitida nesse dispositivo não deve ultrapassar 35% do valor médio (10 A em carga nominal), na frequência de 120 Hz. Assim sendo, o emprego de um conversor com entrada em fonte de tensão torna-se inadequado, impondo a necessidade de utilização de algum tipo de filtragem. Para tanto, empregar-se-á um filtro LC que, ao ser inserido no sistema, reduz a amplitude das ondulações de alta frequência na corrente fornecida pela célula a combustível. Como resultado da adição do referido filtro, obtém-se a Figura 6.10.

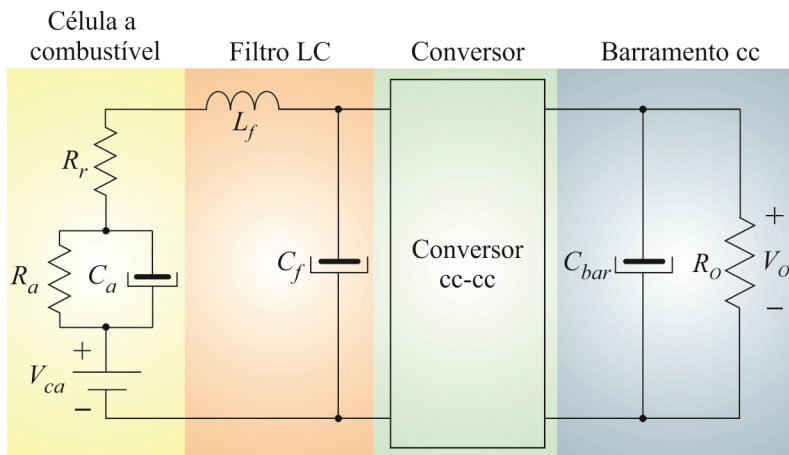


Figura 6.10 - Representação do sistema interligado ao barramento cc com inclusão do modelo da célula a combustível e filtro LC.

#### 6.4 Dimensionamento do estágio de potência

O dimensionamento do estágio de potência, cujas especificações globais encontram-se na Tabela 6.2, será realizado através do emprego da Tabela 6.3, que descreve cada um dos conversores *Forward* associados.

Tabela 6.2 – Especificações para dimensionamento do estágio de potência.

Tensão máxima de entrada	41 V
Tensão mínima de entrada	30 V
Corrente máxima de entrada	30 A
Potência máxima de entrada	900 W
Tensão de saída	210 V

Tabela 6.3 – Especificações para dimensionamento de um dos conversores *Forward*.

Tensão máxima de entrada	41 V
Tensão mínima de entrada	30 V
Corrente máxima de entrada	10 A
Potência máxima de entrada	300 W
Tensão de saída	70 V
Máxima ondulação da tensão de saída	1%
Máxima ondulação da corrente de saída	20%
Razão cíclica máxima	0,45
Frequência de comutação	40 kHz

Através das especificações apresentadas, é possível dimensionar os componentes necessários para a construção do protótipo. Ressalta-se que detalhes do dimensionamento do conversor são apresentados em [117]-trabalho de conclusão de curso de graduação desenvolvido paralelamente à tese.

#### 6.4.1 Transformador

A Tabela 6.4 apresenta as informações mais relevantes necessárias à construção do transformador.

Tabela 6.4– Aspectos construtivos do transformador.

Núcleo	E-55/21 Thorton – IP12
Número de espiras do primário	5
Número de espiras do secundário	29
Número de espiras do terciário	5
Condutor utilizado	AWG 21
Número de condutores no primário	9
Número de condutores no secundário	2
Número de condutores no terciário	2

A estimativa de rendimento do transformador estabeleceu-se em 85% e a elevação de temperatura estimada foi de 34 °C.

#### 6.4.2 Indutor de saída

Analogamente, a Tabela 6.5 traz as informações concernentes à construção do indutor de saída do conversor.

Tabela 6.5 – Aspectos construtivos do indutor de saída.

Indutância	1,676 mH
Núcleo	E-55/21 Thorton – IP12
Número de espiras	75
Entreferro	1,493 mm
Condutor utilizado	AWG 21
Número de condutores em paralelo	2

Nesse caso, a elevação de temperatura estimada estabeleceu-se em, aproximadamente, 48 °C.

### 6.4.3 Capacitor de saída

De maneira a assegurar a operação do capacitor sem redução de sua vida útil, as restrições de tensão, corrente e resistência série equivalente, contidas na Tabela 6.6, devem ser atendidas.

Tabela 6.6 – Restrições para determinação do capacitor de saída.

Capacitância mínima	3,95 $\mu\text{F}$
Resistência série equivalente máxima	817 $\text{m}\Omega$
Tensão mínima	70 V
Corrente eficaz mínima	248 mA

Considerando-se tais restrições e disponibilidade de componentes em laboratório, optou-se por utilizar o capacitor B41821-A9337, da *EPCOS*, cujas características seguem listadas na Tabela 6.7.

Tabela 6.7 – Características do capacitor utilizado.

Capacitância	330 $\mu\text{F}$
Tensão máxima	100 V
Corrente eficaz máxima	800 mA

### 6.4.4 Interruptor $S_1$

A escolha do interruptor foi realizada com base nos esforços máximos de tensão e de corrente em que o componente fica submetido, conforme resume a Tabela 6.8.

Tabela 6.8 – Esforços de tensão e de corrente no interruptor  $S_1$ .

Corrente média	10 A
Corrente eficaz	15,72 A
Tensão máxima	80 V

Atendendo a tais requisitos e à disponibilidade de componentes em laboratório, optou-se pelo uso do interruptor *MOSFET* IRFP260PBF, fabricado pela *International Rectifier*.

### 6.4.5 Diodos $D_1$ e $D_{RL}$

Devido ao fato de estes diodos, no conversor *Forward*, apresentarem seus catodos interligados, pode-se escolher um componente que contenha

ambos os diodos, nessa configuração, em um mesmo encapsulamento. Assim sendo, com base na Tabela 6.9, que apresenta os esforços de tensão e de corrente em  $D_1$  e  $D_{RL}$ , adotaram-se diodos *Schottky* C3D20060, fabricados pela *Cree*.

Tabela 6.9 – Esforços de tensão e de corrente nos diodos  $D_1$  e  $D_{RL}$ .

Corrente média ( $D_1$ )	1,74 A
Corrente eficaz ( $D_1$ )	2,74 A
Tensão máxima ( $D_1$ )	229,89 V
Corrente média ( $D_{RL}$ )	2,55 A
Corrente eficaz ( $D_{RL}$ )	3,31 A
Tensão máxima ( $D_{RL}$ )	229,89 V

#### 6.4.6 Diodo de desmagnetização

O diodo de desmagnetização conduz a corrente da indutância de magnetização do transformador. Em [111], estima-se que seu valor fique em torno de 20% da corrente do enrolamento primário. Adicionalmente, a tensão reversa em  $D_D$  é o dobro da tensão de entrada, haja vista que os números de espiras dos enrolamentos primário e terciário são iguais e o conversor opera com razão cíclica máxima de 50%. Portanto, considerando-se tais informações e a disponibilidade de componentes em estoque, empregou-se o diodo 20CTQ150, da *International Rectifier*.

#### 6.4.7 Filtro de entrada

Conforme outrora mencionado, o conversor *Forward* caracteriza-se por drenar, da fonte de entrada, correntes pulsadas na frequência de comutação. Destarte, para que a célula a combustível opere sem que sua vida útil seja comprometida, será utilizado um filtro passivo LC, cujos componentes são calculados através de (6.5) e (6.6), deduzidas em [81].

$$C_f = \frac{I_E}{4f_s \Delta V_{Cf}} \quad (6.5)$$

$$L_f = \frac{1}{31} \frac{I_o}{f_s^2 C_f \Delta I_{Lf}} \quad (6.6)$$

A Tabela 6.10 exhibe os valores do indutor e do capacitor que compõem o filtro.

Tabela 6.10 – Especificação dos componentes do filtro LC de entrada.

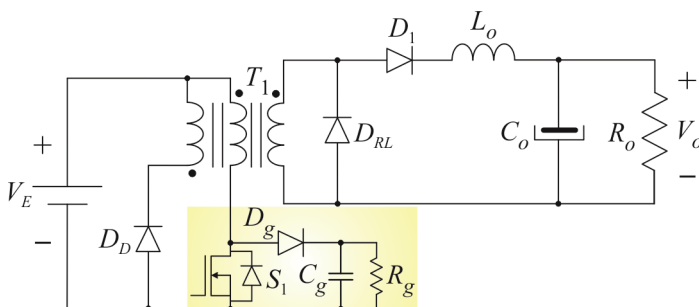
Capacitor de filtro ( $C_f$ )	937,5 $\mu\text{F}$
Indutor de filtro ( $L_f$ )	2,016 $\mu\text{H}$
Frequência de corte ( $f_{\text{corte}}$ )	3,545 kHz

Para implementação prática, escolheu-se o capacitor eletrolítico B43875-A4108-Q, 1000  $\mu\text{F}$  / 100 V, produzido pela *EPCOS*. O indutor  $L_f$ , por outro lado, não foi implementado fisicamente, uma vez que a indutância total dos cabos que ligavam a célula a combustível ao barramento cc se estabeleceu em torno de 4  $\mu\text{H}$ , superando a indutância mínima requerida pelo critério de ondulação de corrente.

#### 6.4.8 Circuito grampeador

No conversor *Forward*, devido ao fato de o interruptor ficar em série com o enrolamento primário do transformador, estará sujeito a sobretensões nos momentos de sua abertura, podendo ser danificado. Visando resolver tal problema, normalmente são utilizados circuitos grampeadores, cujo projeto necessita do prévio conhecimento dos valores das indutâncias de dispersão associadas aos enrolamentos do transformador.

O circuito grampeador, omitido na representação da Figura 6.9, é composto por um diodo  $D_g$ , um capacitor  $C_g$  que determina o valor da tensão de grampeamento e um resistor  $R_g$  responsável por dissipar a energia que seria transferida ao interruptor. Na Figura 6.11 ilustra-se o conversor *Forward*, destacando-se o grampeador.

Figura 6.11 – Conversor *Forward* com circuito grampeador em destaque.

Uma vez confeccionado, o transformador foi ensaiado e, através das equações presentes em [118], determinaram-se as indutâncias de dispersão associadas a cada um dos enrolamentos, conforme descrito na Tabela 6.11.

Tabela 6.11 – Indutâncias de dispersão do transformador.

Indutância de dispersão do enrolamento primário	163 nH
Indutância de dispersão do enrolamento secundário refletida ao primário	146 nH
Indutância de dispersão do enrolamento terciário refletida ao primário	131 nH

A partir das informações contidas na Tabela 6.11, definem-se os parâmetros do circuito grampeador, conforme segue resumido na Tabela 6.12.

Tabela 6.12 – Componentes do circuito grampeador.

Capacitância do grampo ( $C_g$ )	260 nF
Resistência do grampo ( $R_g$ )	9,6 k $\Omega$
Potência dissipada pelo grampo ( $P_g$ )	752 mW

Mediante o exposto, empregou-se um capacitor de polipropileno de 270 nF, um resistor de 10 k $\Omega$  / 3 W e um diodo 20CTQ150, similar ao utilizado para desmagnetização do transformador.

#### 6.4.9 Elementos parasitas

Os elementos parasitas associados a cada um dos componentes seguem listados na Tabela 6.13.

Tabela 6.13– Elementos parasitas inerentes aos componentes do conversor.

Descrição		Valor @ 100 °C
Resistência de condução do interruptor	$R_S$	96 m $\Omega$
Queda de tensão no diodo $D_1$ em condução	$V_{D1}$	820 mV
Queda de tensão no diodo $D_{RL}$ em condução	$V_{DRL}$	820 mV
Resistência parasita do indutor	$R_{LO}$	244 m $\Omega$
Resistência série equivalente do capacitor	$R_{CO}$	500 m $\Omega$

A determinação dos componentes de potência finaliza a especificação do conversor, possibilitando o estudo da estratégia de controle a ser aplicada.

## 6.5 Estratégia de controle

A estratégia empregada tem por objetivo permitir a regulação da tensão de barramento cc no valor de projeto, bem como o controle da corrente fornecida pela célula a combustível, de maneira a evitar possíveis ondulações destrutivas ao dispositivo e garantir sua operação fora da região de perdas por transporte de massa.

De acordo com o fabricante [70], algumas restrições definem a forma como a célula a combustível empregada deve operar, sem que seja danificada. Tais restrições são sumarizadas a seguir:

- A vida útil limita-se a 500 ciclos (liga e desliga) ou 1500 horas de uso contínuo;
- A operação na região de transporte de massa (elevada corrente) pode reduzir sua vida útil;
- O modo de espera (*standby*) inicia-se a partir do momento em que o dispositivo é alimentado por uma fonte externa de 24 V;
- Estando no modo de espera, a célula a combustível inicia seu processo de partida após receber o sinal de ativação que, normalmente, leva entre 10 s e 30 s;
- A retirada do comando de ativação conduz ao processo de desligamento, cuja duração é da ordem de 45 s.

Como consequência, a estratégia de controle será estabelecida de acordo com os seguintes critérios:

- A célula a combustível será colocada no modo de espera somente quando a rede elétrica faltar;
- O uso contínuo da célula a combustível está condicionado ao tempo de ausência da rede elétrica, medido, nos piores casos, na escala de horas;
- A utilização da célula a combustível na região de perdas por transporte de massa será evitada através da limitação da razão cíclica do conversor;
- O sinal de comando para ativação da célula a combustível será liberado a partir do momento em que a tensão do barramento cc tornar-se inferior a 205 V;
- O comando de desativação do dispositivo dar-se-á apenas com o retorno da rede elétrica.

A execução de todas as informações apresentadas será realizada em acordo com o fluxograma da Figura 6.12, cuja descrição das variáveis utilizadas é apresentada a seguir:



- *modo* – representa o modo de operação do sistema (presença ou ausência da rede elétrica):
 
$$\begin{cases} \textit{modo} = 0 \rightarrow \text{modo isolado} \\ \textit{modo} = 1 \rightarrow \text{modo interligado} \end{cases}$$
- *espera* – coloca a célula a combustível no modo de espera:
 
$$\begin{cases} \textit{espera} = 0 \rightarrow \text{célula a combustível desligada} \\ \textit{espera} = 1 \rightarrow \text{célula a combustível em modo de espera} \end{cases}$$
- *ativa* – sinal de ativação da célula a combustível, que permite acioná-la após ter entrado no modo de espera:
 
$$\begin{cases} \textit{ativa} = 0 \rightarrow \text{célula a combustível em modo de espera} \\ \textit{ativa} = 1 \rightarrow \text{célula a combustível em funcionamento} \end{cases}$$

Cabe enfatizar que devido à necessidade de controle de duas variáveis, serão empregadas duas malhas: uma para controle da corrente gerada pela célula a combustível (rápida) e outra para controle da tensão do barramento cc (lenta).

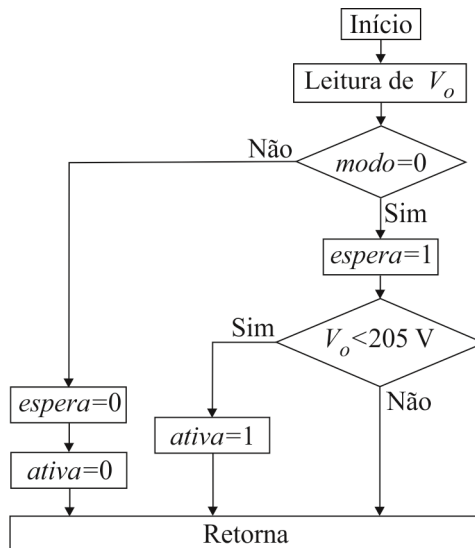


Figura 6.12 - Fluxograma referente à estratégia de controle do conversor associado à célula a combustível.

Evidentemente, mediante a complexidade associada à obtenção dos modelos das plantas para posterior projeto das malhas de controle, propõe-se, *a priori*, a redução do conversor proposto para um conversor *Buck*

equivalente, que apresente o mesmo comportamento estático-dinâmico. Os procedimentos envolvidos nessa redução são delineados a seguir.

### 6.5.1 Redução do conversor proposto para um conversor *Buck* equivalente

A redução do estágio de potência é possível devido ao fato de o conversor *Forward* ser constituído a partir de um conversor *Buck* isolado e de todos os conversores *Forward* associados serem comandados por um único sinal de comando [111]. Para iniciar a redução, assume-se que os três transformadores que compõem o estágio de potência são idênticos, podendo-se, pois, representá-los através de um único enrolamento primário em série com um interruptor, conforme a Figura 6.13.

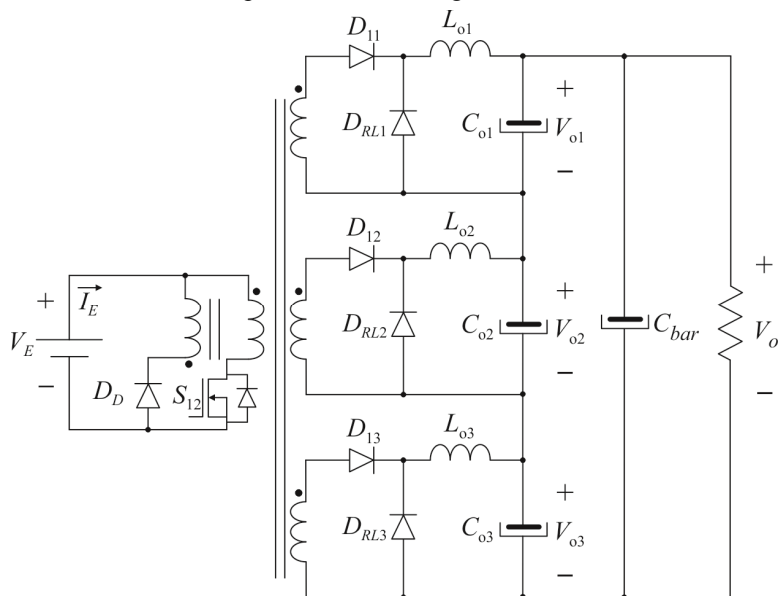


Figura 6.13 – Primeira etapa de redução para obtenção do conversor *Buck* equivalente.

Mantendo-se a mesma linha de raciocínio, como consequência de as saídas dos três conversores *Forward* estarem conectadas em série, as correntes que atravessam os respectivos capacitores são idênticas, bem como no caso dos indutores de saída e diodos de roda livre. Dessa maneira, no modelo equivalente, tais componentes podem ser associados em série entre si, resultando na obtenção da Figura 6.14, em que os diodos associados em série, por simplificação, estão representados por apenas um componente.

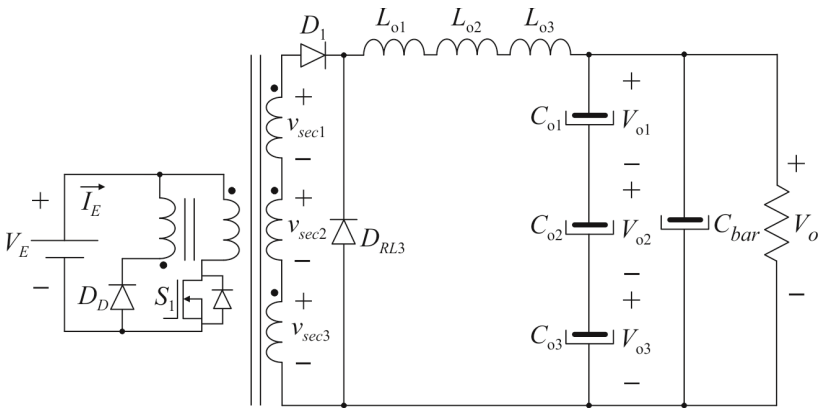


Figura 6.14– Segunda etapa de redução para obtenção do conversor *Buck* equivalente.

Sabendo-se que a indutância equivalente de uma associação em série é expressa pela soma das indutâncias individualmente associadas e que os indutores de saída são idênticos, encontra-se (6.7).

$$L_{o\text{eq}} = L_{o1} + L_{o2} + L_{o3} = 3L_o \quad (6.7)$$

De maneira similar, porém dual, sendo todos os capacitores de saída iguais, a associação em série conduz a (6.8).

$$C_{o\text{eq}} = \frac{1}{\frac{1}{C_{o1}} + \frac{1}{C_{o2}} + \frac{1}{C_{o3}}} = \frac{C_o}{3} \quad (6.8)$$

Adicionalmente, em virtude de os transformadores serem assumidos como idênticos, as tensões induzidas nos respectivos enrolamentos secundários também serão. Assim, encontra-se (6.9).

$$v_{se\text{eq}} = v_{sec1} + v_{sec2} + v_{sec3} = 3v_{sec} \quad (6.9)$$

Levando-se, pois, as relações presentes em (6.7), (6.8) e (6.9) à Figura 6.14, obtém-se o circuito equivalente ilustrado na Figura 6.15.

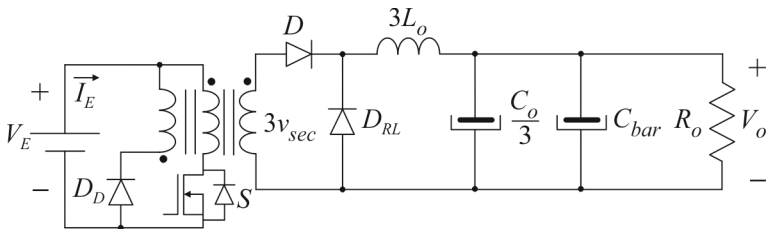


Figura 6.15 – Terceira etapa de redução para obtenção do conversor *Buck* equivalente.

Ainda, é possível referir o conjunto tensão de entrada – interruptor para o lado secundário, conforme (6.10). Logo, isolando-se  $v_{sec}$  em (6.9) e substituindo-se o resultado em (6.10), define-se (6.11).

$$v_{sec} = nv_{prim} \quad (6.10)$$

$$v_{seceq} = 3nv_{prim} = 3nV_E \quad (6.11)$$

Assim sendo, encontra-se o conversor *Buck* equivalente, ilustrado na Figura 6.16. A validação da equivalência estático-dinâmica dos modelos será realizada através de simulação. Para tanto, ambos os conversores serão submetidos às mesmas condições de entrada, conforme a Figura 6.17.

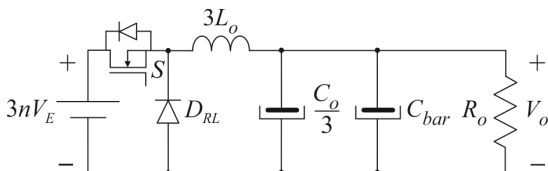


Figura 6.16 – Conversor *Buck* equivalente.

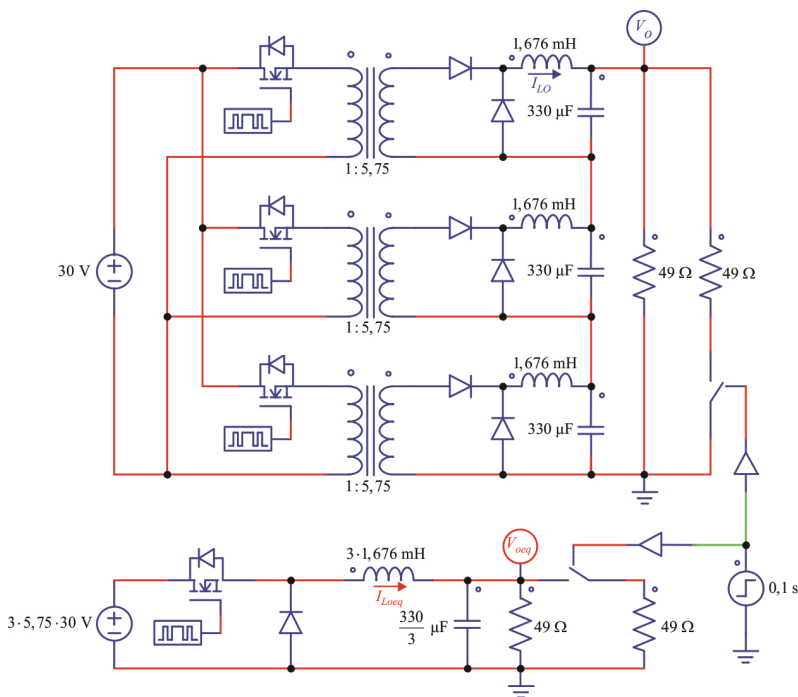


Figura 6.17 – Circuito de simulação voltado à validação da equivalência dinâmica entre

os modelos comutados do conversor proposto e do conversor *Buck* equivalente.

Na Figura 6.18 ilustram-se os resultados oriundos da simulação, a partir dos quais se verifica que os dois conversores apresentam o mesmo comportamento estático-dinâmico, evidenciado pela sobreposição das curvas de ambos os modelos, seja em relação à tensão de saída  $V_o$  ou à corrente no indutor de saída  $I_{Lo}$ . Torna-se notório enfatizar, ainda, que tais resultados foram obtidos sem que o banco de supercapacitores fosse introduzido na saída do sistema, intentando-se reduzir o tempo de simulação.

Uma vez definido o conversor *Buck* equivalente, parte-se à implementação das malhas de controle.

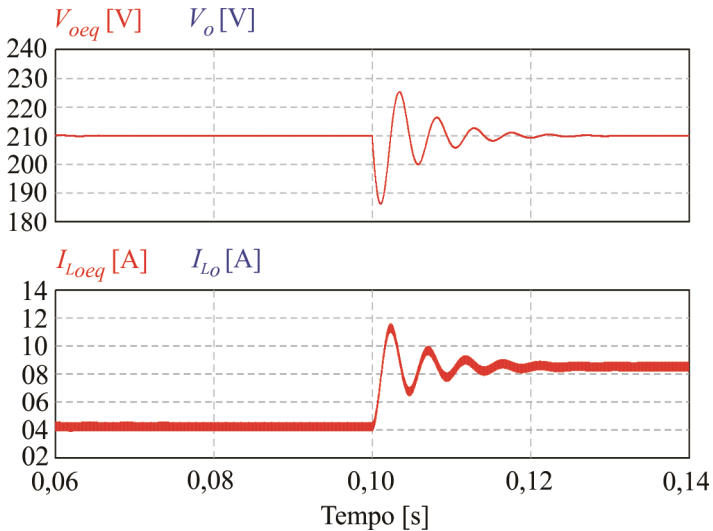


Figura 6.18 – Resultados obtidos através de simulação para validação do modelo equivalente (curvas sobrepostas).

### 6.5.2 Estratégia para controle da corrente fornecida pela célula a combustível

O controle da corrente gerada pela célula a combustível será realizado indiretamente, através da corrente de saída de um dos conversores *Forward*. Esse procedimento é possível em virtude de as saídas dos conversores estarem conectadas em série, permitindo escrever (6.12).

$$I_{L_{o1}} = I_{L_{o2}} = I_{L_{o3}} = I_{L_o} = I_o \quad (6.12)$$

Assim sendo, através do ganho estático do conversor, definido por

(6.13), é possível obter (6.14), sendo  $n$  a relação de transformação, dada pela proporção entre o número de espiras dos enrolamentos primário e secundário do transformador, em que  $\Delta_{FC}$  representa a razão cíclica de acionamento do conversor.

$$\frac{I_o}{I_E} = \frac{1}{n\Delta_{FC}} \quad (6.13)$$

$$I_E = \Delta_{FC} n I_o = \Delta_{FC} n I_{L_o} \quad (6.14)$$

As variáveis envolvidas no equacionamento podem ser identificadas também na Figura 6.19, que ilustra os estágios de potência e de controle do conversor proposto. Nota-se que na configuração apresentada, optou-se por controlar a corrente no indutor  $L_{o3}$ , porém, qualquer um entre os três poderia ter sido escolhido.

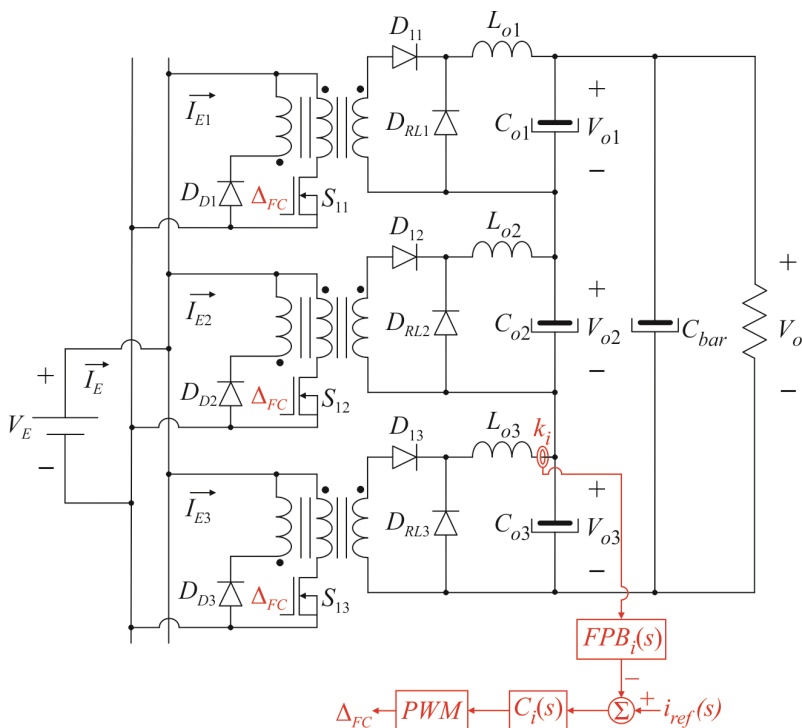


Figura 6.19 – Estágio de potência adicionado da malha para controle da corrente no indutor de saída.

Partindo-se do esquema apresentado na Figura 6.19, é possível migrar para a representação equivalente por diagrama de blocos, tal qual

ilustra a Figura 6.20, cuja análise permite a determinação dos parâmetros do compensador  $C_i(s)$ . Ressalta-se que todo o procedimento somente se torna possível após o prévio conhecimento dos demais blocos que compõem o diagrama.

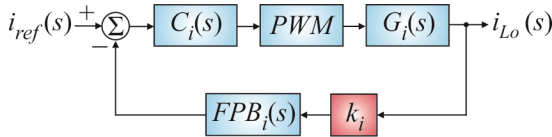


Figura 6.20 – Diagrama de blocos para controle da corrente de saída.

### 6.5.2.1 Obtenção do modelo da planta para controle da corrente de saída

O modelo da planta  $G_i(s)$  para controle da corrente em um dos indutores (e indiretamente da célula a combustível) pode ser obtido através da aplicação da modelagem por espaços de estado ao conversor *Buck* equivalente, definido na Figura 6.16. Tal modelo deve relacionar a grandeza a ser controlada com a de controle, nesse caso, corrente em um dos indutores e razão cíclica, conforme (6.15).

$$G_i(s) = \frac{\hat{i}_{L_o}(s)}{\hat{\delta}_{FC}(s)} \quad (6.15)$$

Considerando-se, pois, que o conversor operará sempre em condução contínua, pode-se representá-lo através dos circuitos equivalentes resultantes de cada uma das etapas de operação, retratados na Figura 6.21. Cabe reenfatizar que  $L_{o_{eq}} = 3L_o$  e que, nessa representação, o capacitor de saída  $C_{eq}$  é definido pela associação em paralelo de  $C_{o_{eq}}$  e  $C_{bar}$ , conforme (6.16).

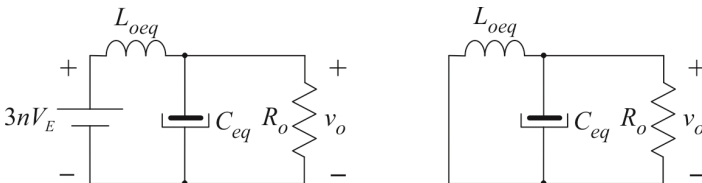


Figura 6.21 – Circuitos elétricos resultantes das duas etapas de operação do conversor *Buck* equivalente: interruptor conduzindo (esquerda); interruptor bloqueado (direita).

$$C_{eq} = C_{o_{eq}} + C_{bar} = \frac{C_o}{3} + C_{bar} \quad (6.16)$$

A análise de tais circuitos permite escrever as equações diferenciais

que regem o comportamento da corrente no indutor e tensão no capacitor, a partir das quais é possível obter a representação por espaço de estados referentes a cada uma das etapas de operação, conforme descrevem (6.17) e (6.18).

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{Loeq}}{dt} \\ \frac{dv_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_{oeq}} \\ \frac{1}{C_{eq}} & -\frac{1}{R_o C_{eq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Loeq} \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{oeq}} \\ 0 \end{bmatrix} 3nV_E \quad (6.17)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{Loeq}}{dt} \\ \frac{dv_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_{oeq}} \\ \frac{1}{C_{eq}} & -\frac{1}{R_o C_{eq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Loeq} \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} 3nV_E \quad (6.18)$$

Empregando-se a notação de espaços de estados, ambas as equações podem ser reescritas na forma literal, dada por (6.19) e (6.20).

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (6.19)$$

$$y = Cx \quad (6.20)$$

Salienta-se que durante a primeira etapa, com duração  $\delta_{FC}T_s$ , as matrizes de estado são descritas por  $A_1$ ,  $B_1$  e  $C_1$ , enquanto na segunda etapa, com duração  $(1-\delta_{FC})T_s$ , passam a ser representadas através de  $A_2$ ,  $B_2$  e  $C_2$ .

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_{oeq}} \\ \frac{1}{C_{eq}} & -\frac{1}{R_o C_{eq}} \end{bmatrix} \quad (6.21)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{oeq}} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.22)$$

$$C_1 = [1 \quad 0] \quad (6.23)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_{oeq}} \\ \frac{1}{C_{eq}} & -\frac{1}{R_o C_{eq}} \end{bmatrix} \quad (6.24)$$



$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.25)$$

$$C_2 = [1 \quad 0] \quad (6.26)$$

A partir desse ponto, os procedimentos para definição do modelo da planta são idênticos aos apresentados no item 4.5.2.1, através dos quais encontra-se o modelo médio para pequenos sinais que relaciona a corrente em um dos indutores com a razão cíclica de operação, conforme (6.27).

$$G_i(s) = \frac{\hat{i}_{L_{o\text{eq}}}(s)}{\hat{\delta}_{FC}(s)} = \frac{3nV_E(sR_oC_{eq} + 1)}{s^2R_oC_{eq}L_{o\text{eq}} + sL_{o\text{eq}} + R_o} \quad (6.27)$$

Objetivando-se validar o modelo da planta, aplicou-se em ambos, função de transferência e circuito comutado, o mesmo degrau de razão cíclica, em  $t=0,2$  s, obtendo-se como resultado as respostas ilustradas na Figura 6.22.

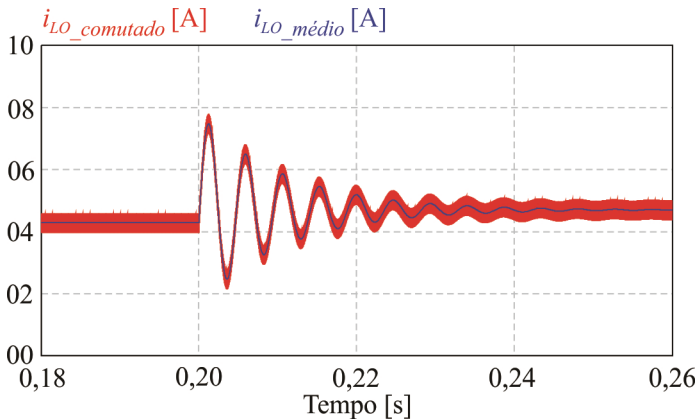


Figura 6.22 – Validação do modelo da planta para controle da corrente em um dos indutores de saída do conversor *Buck*: confronto entre os resultados do modelo comutado e médio para pequenos sinais.

### 6.5.2.2 Modulador *PWM*

Para determinar o ganho do modulador *PWM*, considerar-se-á a Figura 6.23, que retrata o sinal modulador  $v_{cont}$ , a portadora triangular  $v_{tri}$  e os pulsos para acionamento dos interruptores  $V_{comando}$ .

Perante a análise gráfica, nota-se que no intervalo  $0 < t < T_s/2$ ,  $v_{tri}$  é dada por (6.28) e que em  $t = \delta_{FC}T_s/2$ ,  $v_{tri} = v_{cont}$ . Assim, escreve-se (6.29).

$$v_{tri} = \frac{2V_{trip}}{T_s} t \quad (6.28)$$

$$v_{cont} = V_{trip} \delta_{FC} \quad (6.29)$$

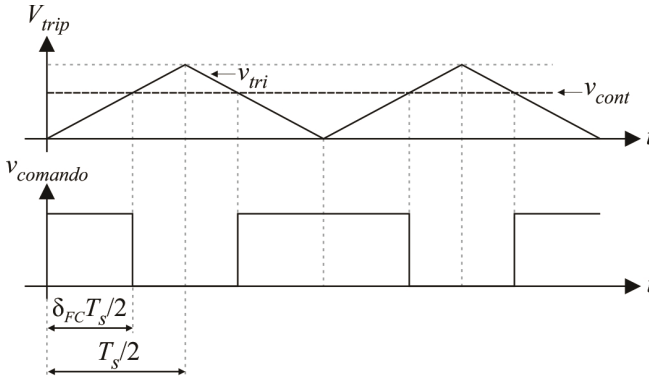


Figura 6.23 – Geração dos pulsos de comando pelo modulador *PWM*.

Manipulando-se (6.29) e aplicando-se a transformada de Laplace ao resultado obtido, finalmente encontra-se a equação (6.30), que descreve o ganho do modulador, em que  $V_{trip}=12$  V.

$$PWM = \frac{\delta_{FC}(s)}{v_{cont}(s)} = \frac{1}{V_{trip}} \quad (6.30)$$

### 6.5.2.3 Filtro passa-baixa

Fisicamente, o filtro passa-baixa consiste em um filtro *Sallen-Key* de segunda ordem, descrito matematicamente em função do coeficiente de amortecimento  $\zeta$  e da frequência de corte  $\omega_{ci}$ , conforme expressa (6.31).

$$FPB_i(s) = \frac{\omega_{ci}^2}{s^2 + 2\zeta\omega_{ci}s + \omega_{ci}^2} \quad (6.31)$$

Cabe ressaltar que na prática adotou-se  $\zeta=0,707$  e  $\omega_{ci}=25,1$  krad/s ( $f_{ci}=4$  kHz), uma década abaixo da frequência de comutação.

Com a determinação das funções de transferência do modelo da planta, do modulador *PWM* e do filtro passa-baixa, é possível definir o compensador da malha para controle da corrente.

### 6.5.2.4 Projeto do compensador da malha de corrente

O projeto do compensador será realizado empregando-se o método

de resposta em frequência, cuja análise inicia-se a partir da determinação da função de transferência de laço aberto não compensado  $FTLA_{NCi}(s)$ , obtida a partir da Figura 6.20 e expressa por (6.32)

$$FTLA_{NCi}(s) = PWM \cdot G_i(s) \cdot FPB_i(s) \cdot k_i \quad (6.32)$$

A partir da substituição de (6.27), (6.30) e (6.31) em (6.32), verifica-se que a  $FTLA_{NCi}(s)$  não apresenta polos na origem, portanto, para que seja obtido erro nulo à entrada em degrau, a estrutura do compensador deve realizar a integração do sinal de erro. Assim sendo, embora um simples controlador tipo integrador pudesse ser empregado, optou-se pelo uso de um proporcional-integral (PI), descrito por (6.33), a fim de que se possa especificar, também, a margem de fase do sistema após a compensação.

$$C_i(s) = \frac{k_{ci}(s + \omega_{zi})}{s} \quad (6.33)$$

Através da definição do compensador, pode-se encontrar a função de transferência de laço aberto do sistema compensado  $FTLA_{Ci}(s)$  que, em regime permanente senoidal ( $s=j\omega$ ), resume-se à equação (6.34).

$$FTLA_{Ci}(\omega) = \frac{k_{ci}(j\omega + \omega_{zi})}{j\omega} FTLA_{NCi}(\omega) \quad (6.34)$$

Destarte, utilizando-se a condição de pertinência de módulo e o conceito de margem de fase, expressos através de (6.35) e (6.36), respectivamente, encontram-se (6.37) e (6.38), que possibilitam calcular o ganho  $k_{ci}$  e a frequência  $\omega_{zi}$ , nessa ordem.

$$\left| FTLA_{Ci}(\omega) \right|_{\omega=\omega_c} = 1 \quad (6.35)$$

$$M_\phi = 180^\circ + \angle FTLA_{Ci}(\omega) \Big|_{\omega=\omega_c} \quad (6.36)$$

$$k_{ci} = \frac{\omega_c}{\left( \sqrt{\omega_c^2 + \omega_{zi}^2} \right) \left| FTLA_{NCi}(\omega_c) \right|} \quad (6.37)$$

$$\omega_{zi} = \frac{\omega_c}{\operatorname{tg} \left[ M_\phi - 90^\circ - \angle FTLA_{NCi}(\omega_c) \right]} \quad (6.38)$$

A determinação dos parâmetros do compensador foi realizada alocando-se a margem de fase em  $M_\phi=60^\circ$  e a frequência de cruzamento em

$f_c=1$  kHz ( $\omega_c=6,28$  krad/s), assim, de acordo com os procedimentos detalhados no Apêndice D, obtiveram-se (6.39) e (6.40), cujas substituições em (6.33) resultam em (6.41).

$$k_{ci} = 0,597 \quad (6.39)$$

$$\omega_{zi} = 1,04 \text{ krad/s} \quad (6.40)$$

$$C_i(s) = 0,597 \frac{(s + 1,04 \cdot 10^3)}{s} \quad (6.41)$$

Por fim, a definição do compensador  $C_i(s)$  conclui a etapa referente ao projeto da malha para controle da corrente no indutor de saída. Dessa maneira, através da Figura 6.24, que ilustra o diagrama de Bode do sistema após a compensação, verifica-se que a frequência de corte estabeleceu-se em  $\omega_c=6,17$  krad/s e a margem de fase em  $M_\phi=60^\circ$ , satisfazendo ambas as especificações de projeto.

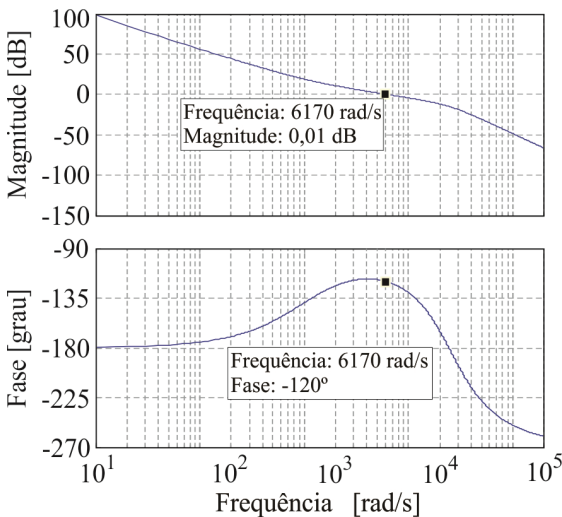


Figura 6.24 – Diagrama de Bode da malha de controle da corrente de um dos indutores de saída, após a compensação.

Dando continuidade ao estudo da estratégia de controle, parte-se ao projeto da malha para controle da tensão de saída do conversor.

### 6.5.3 Estratégia de controle da tensão de saída

Na estratégia de controle adotada, o erro do compensador de tensão é utilizado para modular a referência de corrente do indutor de saída. Em

outras palavras, a corrente através dos indutores será tão maior quanto maior for o erro da tensão de saída, medido em relação à referência de tensão adotada.

Na Figura 6.25 apresenta-se o estágio de potência do conversor, juntamente com as duas malhas de controle utilizadas. Nota-se que a malha de controle da corrente no indutor permanece inalterada, contudo, a referência de corrente, outrora constante, passa a ser definida, agora, a partir do erro do compensador de tensão.

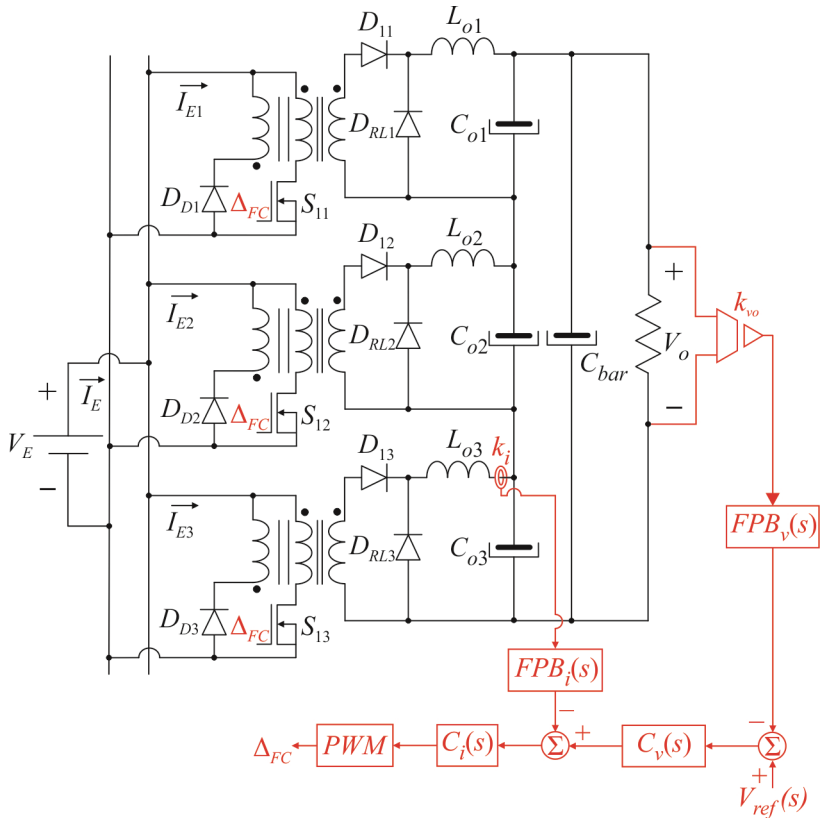


Figura 6.25 - Estrutura de potência contemplando as malhas para controle da corrente no indutor e tensão de saída.

Partindo-se da Figura 6.25, é possível migrar para a representação por diagrama de blocos da Figura 6.26, a partir da qual se verifica a existência de uma malha interna rápida para controle da corrente no indutor e uma malha externa lenta para controle da tensão de saída.

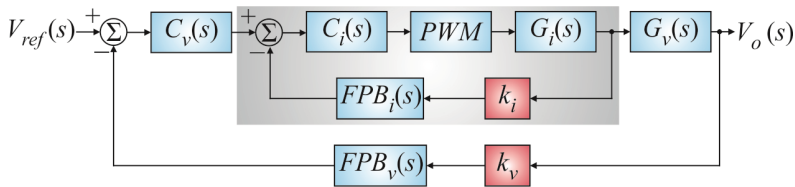


Figura 6.26 - Diagrama de blocos para controle da tensão de saída.

Visando facilitar o processo de determinação de  $C_v(s)$ , a malha de corrente (região sombreada) pode ser reduzida a um bloco equivalente, cuja função de transferência de malha fechada é descrita por (6.42).

$$FTMF_i(s) = \frac{i_{Lo}(s)}{i_{ref}(s)} = \frac{PWM \cdot G_i(s) \cdot C_i(s)}{1 + PWM \cdot G_i(s) \cdot C_i(s) \cdot k_i \cdot FPB_i(s)} \quad (6.42)$$

Logicamente, em devido as malhas de tensão e de corrente terem sido projetadas para serem desacopladas, a influência dinâmica da malha de corrente sobre a tensão de saída pode ser negligenciada. Esse fato é evidenciado ao substituírem-se as funções de transferência referentes a  $G_i(s)$ ,  $FPB_i(s)$  e  $PWM$  em (6.42) e fazer-se, posteriormente,  $s=j\omega \rightarrow 0$ , de maneira a se obter (6.43).

$$FTMF_i(s \rightarrow 0) = \frac{1}{k_i} \quad (6.43)$$

Mediante o exposto, o diagrama de blocos da Figura 6.26 pode ser redesenhado de acordo com a Figura 6.27.

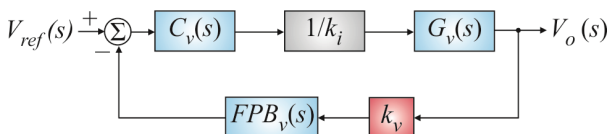


Figura 6.27 – Diagrama de blocos simplificado para controle da tensão de saída.

A determinação do diagrama de blocos simplificado permite projetar o compensador de tensão  $C_v(s)$ , desde que os blocos  $FPB_v(s)$  e  $G_v(s)$  sejam previamente conhecidos. A seguir, busca-se determiná-los.

### 6.5.3.1 Obtenção do modelo da planta para controle da tensão de saída

O modelo de planta  $G_v(s)$  que se almeja deve relacionar a tensão de saída do conversor com a corrente no indutor, conforme (6.44).

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{Loeq}(s)} \quad (6.44)$$

A partir da modelagem por espaço de estados, cujas matrizes foram, de antemão, calculadas no item 6.5.2.1, é possível definir os modelos de planta que relacionam a corrente no indutor com a razão cíclica e a tensão de saída com a razão cíclica, conforme (6.45) e (6.46), respectivamente.

$$\frac{\hat{i}_{L_{o eq}}(s)}{\hat{\delta}_{FC}(s)} = \frac{3nV_E (sR_o C_{eq} + 1)}{s^2 R_o C_{eq} L_{o eq} + sL_{o eq} + R_o} \quad (6.45)$$

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{\delta}_{FC}(s)} = \frac{3nV_E R_o}{s^2 R_o C_{eq} L_{o eq} + sL_{o eq} + R_o} \quad (6.46)$$

Assim sendo, dividindo-se (6.46) por (6.45) é possível obter a relação dada por (6.44), tal como expressa (6.47).

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{L_{o eq}}(s)} = \frac{R_o}{sR_o C_{eq} + 1} \quad (6.47)$$

Cabe acentuar que o modelo de planta obtido é válido apenas para pequenas variações em torno do ponto de operação. A validação do modelo da planta para controle da tensão foi realizada aplicando-se a mesma perturbação de corrente em ambos, modelo comutado e médio para pequenos sinais, encontrando-se, via simulação, os resultados ilustrados na Figura 6.28, de onde se percebe que as respostas transitórias são idênticas, sobrepondo-se e corroborando, pois, o modelo encontrado.

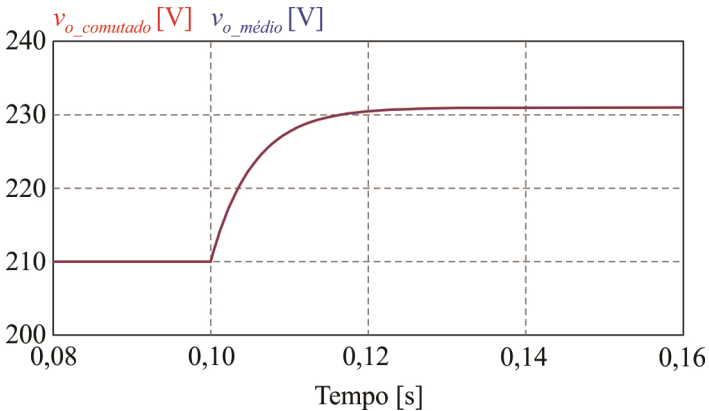


Figura 6.28 - Validação do modelo da planta para controle da tensão de saída do conversor *Buck*: confronto entre os resultados dos modelos comutado e médio de pequenos sinais.

### 6.5.3.2 Filtro passa-baixa

Novamente, o filtro passa-baixa empregado consiste em um filtro *Sallen-Key* de segunda ordem, definido a partir do coeficiente de amortecimento  $\zeta$  e da frequência de corte  $\omega_{cv}$ , tal qual (6.48).

$$FPB_v(s) = \frac{\omega_{cv}^2}{s^2 + 2\zeta\omega_{cv}s + \omega_{cv}^2} \quad (6.48)$$

O coeficiente de amortecimento, a exemplo do projeto da malha para controle da corrente de saída, foi especificado em  $\zeta=0,707$ . Por outro lado, a frequência de corte do filtro foi alocada em  $\omega_{cv}=62,8$  rad/s ( $f_{cv}=10$  Hz), a fim de eliminar qualquer possível ruído ou oscilação associados à medição.

### 6.5.3.3 Projeto do compensador da malha de tensão

Analogamente aos procedimentos empregados durante o projeto do compensador da malha de corrente, o compensador de tensão será concebido empregando-se técnicas de resposta em frequência. De acordo com a Figura 6.27, a função de transferência de laço aberto do sistema não compensado pode ser expressa por:

$$FTLA_{NCv}(s) = \frac{G_v(s) \cdot k_v \cdot FPB_v(s)}{k_i} \quad (6.49)$$

Nota-se, novamente, que a função de transferência de laço aberto não contém polos na origem, sendo, portanto, necessário utilizar um compensador que possua ao menos um integrador, para garantir erro nulo ao degrau.

Em princípio, poder-se-ia utilizar, mais uma vez, um compensador proporcional-integral. Todavia, devido à inserção do banco de supercapacitores ao sistema, sua resposta dinâmica se torna superamortecida e, desse modo, a frequência de cruzamento após a compensação deve ser suficientemente baixa, evitando, assim, a saturação da ação de controle.

Adicionalmente, é sabido que o compensador PI impõe uma faixa de atenuação (20 dB/década) que se estende de zero a  $\omega_{zv}$ , sendo que, a partir desse ponto, todas as componentes de frequência recebem ganho constante, conforme ilustra a Figura 6.29 (a). Nesse âmbito, qualquer sinal com frequência maior que  $\omega_{zv}$ , ao ser aplicado na entrada do compensador, seria amplificado, prejudicando a relação sinal/ruído da resposta.

A solução adotada para tal problema consiste na introdução de um segundo polo  $\omega_{pv}$  ao compensador, com frequência superior  $\omega_{zv}$ . Como



resultado, obtém-se um compensador PI com filtro, cuja queda assintótica de 20 dB/década a partir de  $\omega_{pv}$ , assegura atenuação das componentes de alta frequência, tal como ilustra a Figura 6.29 (b).

Matematicamente, o compensador proporcional-integral com filtro é descrito por (6.50).

$$C_v(s) = k_{cv} \frac{(s + \omega_{zv})}{s(s + \omega_{pv})} \quad (6.50)$$

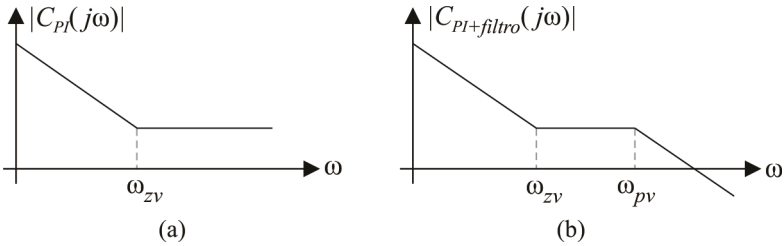


Figura 6.29 – Módulo da função de transferência: (a) compensador PI e (b) compensador PI com filtro.

O projeto do compensador foi realizado utilizando-se o critério de alocação de polos e zeros, em que, define-se a frequência de cruzamento da função de transferência de laço aberto do sistema após a compensação  $FTLA_{C_v}(s)$ , usando-a como fator para escolha de  $\omega_{zv}$  e  $\omega_{pv}$ . Ressalta-se que de acordo com tal critério, a frequência de cruzamento deve ser posicionada na região de faixa plana do compensador, ou seja, entre  $\omega_{zv}$  e  $\omega_{pv}$ , de modo a garantir a estabilidade do sistema. Mediante o exposto, os seguintes valores foram arbitrados:

$$\begin{aligned} \omega_{zv} &= 0,18 \text{ rad/s} \\ \omega_{pv} &= 2,8 \text{ rad/s} \\ \omega_c &= 0,7 \text{ rad/s} \end{aligned} \quad (6.51)$$

Sendo, pois, a função de transferência de laço aberto do sistema compensado descrita por (6.52), é possível, fazendo-se  $s=j\omega$  e empregando-se a condição de pertinência de módulo, expressa por (6.53), encontrar o ganho do compensador, conforme (6.54).

$$FTLA_{C_v}(s) = C_v(s) \cdot FTLA_{NC_v}(s) \quad (6.52)$$

$$\left| FTLA_{C_v}(j\omega) \right|_{\omega=\omega_c} = 1 \quad (6.53)$$

$$k_{cv} = \frac{\omega_c \sqrt{\omega_c^2 + \omega_{pv}^2}}{|FTLA_{Cv}(j\omega_c)| \sqrt{\omega_c^2 + \omega_{zv}^2}} \quad (6.54)$$

A substituição das relações de (6.51) em (6.54), por sua vez, possibilita escrever (6.55).

$$k_{cv} = 3921s^{-1} \quad (6.55)$$

Logo, o compensador da malha para controle da tensão de saída fica completamente definido por (6.56).

$$C_v(s) = 3921 \frac{(s+0,18)}{s(s+2,8)} \quad (6.56)$$

Visando comprovar que a função de transferência de laço aberto compensado atende às especificações de projeto, apresenta-se, na Figura 6.30, seu respectivo diagrama de Bode. Percebe-se, a partir da análise gráfica, que a frequência de cruzamento ficou alocada em  $\omega_c=0,72$  rad/s, coincidindo com o valor estipulado em projeto. Além disso, a margem de fase estabeleceu-se em torno de  $M_\phi=61^\circ$ , garantindo a estabilidade do sistema.

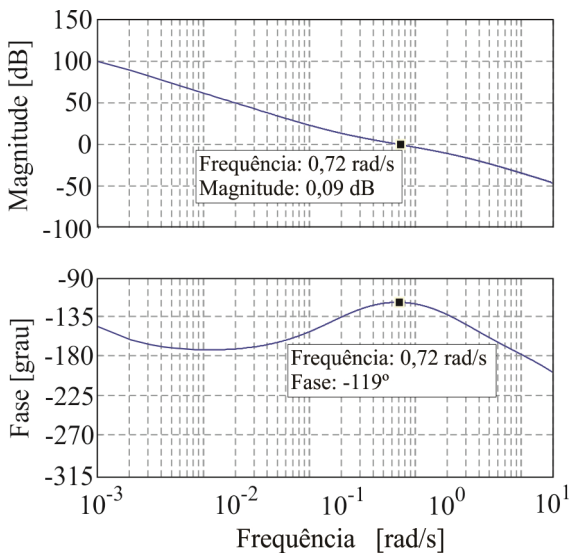


Figura 6.30 - Diagrama de Bode da malha de controle da tensão, após a compensação.

### 6.6 Resultados de simulação

Seguindo os mesmos procedimentos que foram adotados para validação dos sistemas fotovoltaico e eólico, apresenta-se, a seguir, as simulações obtidas a partir do modelo médio para grandes sinais do conversor voltado ao processamento da energia gerada pela célula a combustível.

Cabe enfatizar que, conforme anteriormente demonstrado, o conversor proposto pode ser reduzido a um *Buck* equivalente, com mesmo comportamento estático-dinâmico do conversor original. Detalhes referentes à obtenção desse modelo, retratado na Figura 6.31 e descrito matematicamente por (6.57) e (6.58), são apresentados em [91].

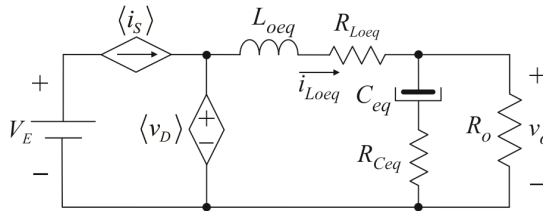


Figura 6.31 – Modelo médio de grandes sinais do conversor proposto.

$$\langle i_S \rangle = 3n\delta_{FC}i_{Loeq} \tag{6.57}$$

$$\langle v_D \rangle = (3nV_E - R_o i_{Loeq})\delta_{FC} - V_D(1 - \delta_{FC}) \tag{6.58}$$

O circuito de simulação, desenvolvido através do emprego do programa PSIM 9, é ilustrado na Figura 6.32.

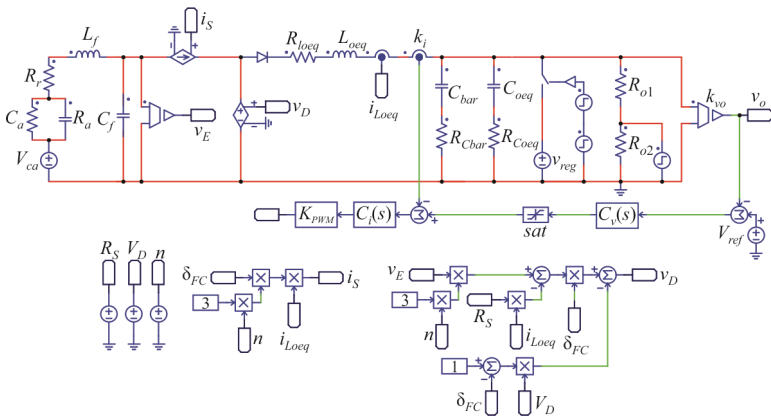


Figura 6.32 – Circuito empregado para simulação e validação da estratégia aplicada ao controle do conversor proposto.

Durante a realização das simulações consideraram-se dois cenários: no primeiro ( $t < 100$  s) a tensão do barramento cc foi mantida regulada em 210 V, através da adição da fonte  $v_{reg}$ , conectada ao mesmo. Percebe-se, nesse intervalo, que a célula a combustível manteve-se desativada, não fornecendo potência ao sistema.

No segundo cenário, iniciado a partir de  $t = 100$  s, a fonte  $v_{reg}$  foi retirada do sistema, emulando uma queda da rede elétrica. Nessa situação, a tensão do barramento cc inicia o processo de decaimento, sendo o banco de supercapacitores o elemento responsável pelo suprimento de energia à carga. Decorridos 60 s após a tensão do barramento cc alcançar o patamar mínimo de 205 V, a célula a combustível entra em operação, fornecendo potência máxima ao barramento cc até que sua tensão se reestabeleça em 210 V. A partir de então, a potência gerada pela célula a combustível equipara-se à consumida pela carga adicionada das perdas, de maneira a manter o barramento cc estabilizado.

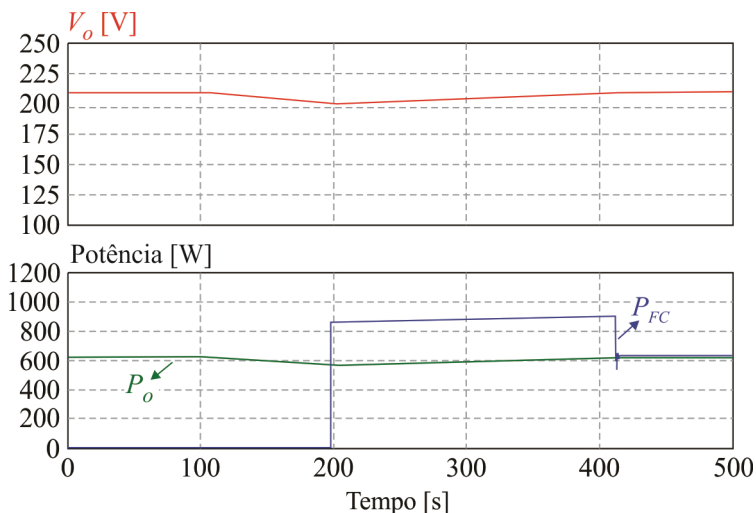


Figura 6.33 – Resultados de simulação para validação das estratégias de controle aplicadas ao conversor proposto.

Cabe ressaltar que a estratégia de controle adotada, conforme ilustra o esquemático da Figura 6.32, prevê a saturação do sinal de saída do compensador de tensão, que coincide com a referência de corrente. Tal condição permite operar a célula dentro de suas condições nominais, evitando que venha a trabalhar na região de perdas por transporte de massa, onde ocorrem maiores perdas.

## 6.7 Conclusão

Este capítulo foi destinado ao estudo, projeto, dimensionamento e controle do estágio de processamento da energia gerada pela célula a combustível.

Através do estudo das características estático-dinâmicas da célula a combustível adotada, verificou-se a necessidade de emprego de um conversor estático que operasse com elevado ganho estático e possibilitasse o compartilhamento da corrente de entrada entre tantos estágios quanto se julgassem necessários, a fim de reduzir os esforços de corrente nos interruptores de entrada. Ambas as características foram alcançadas a partir da utilização de três conversores *Forward* com entradas conectadas em paralelo e saídas, em série.

A estratégia empregada para o controle do conversor foi obtida através da utilização de duas malhas, possibilitando a regulação da tensão do barramento cc e o controle da corrente fornecida pela célula a combustível.

Ademais, as características de operação da célula a combustível foram consideradas na elaboração da estratégia de controle, visando reduzir seu tempo de operação e ciclos de liga e desliga, que impactam diretamente na redução de sua vida útil.

Por fim, através de resultados parciais de simulação, tanto o comportamento do conversor quanto da estratégia de controle foram avaliados, permitindo concluir que se enquadram adequadamente à proposta de processamento da energia gerada pela célula a combustível.



## ESPECIFICAÇÃO, PROJETO, DIMENSIONAMENTO E CONTROLE DO CONVERSOR DE INTERFACE ENTRE O BARRAMENTO CC E A REDE ELÉTRICA

Neste capítulo abordar-se-ão os aspectos relevantes associados aos procedimentos empregados para escolha, especificação, projeto, dimensionamento e controle do conversor cc-ca que realiza a interface entre o barramento cc e a rede elétrica comercial. Esse estágio de potência contempla o banco de supercapacitores, as cargas do lado cc, o inversor propriamente dito, o transformador de baixa frequência, o filtro de saída e, por fim, a rede elétrica, conforme é destacado na Figura 7.1.

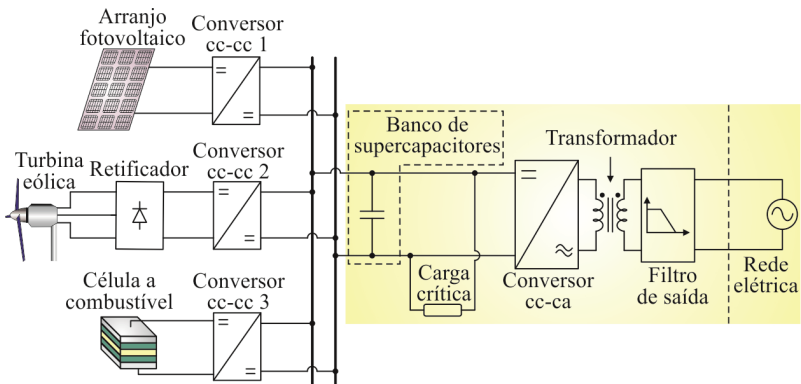


Figura 7.1- Sistema completo com ênfase no estágio de processamento para interface entre o barramento cc e a rede elétrica.

### 7.1 Introdução

Para que a interligação de sistemas de geração renovável à rede elétrica se torne viável, faz-se uso dos conversores cc-ca, capazes de processar a energia gerada, adequando-a para tal finalidade.

De forma geral, duas figuras de mérito definem a operação do conversor: o estágio de potência adotado e a estratégia de controle empregada.

A primeira característica analisada para definição do estágio de potência está relacionada ao fato de, no sistema proposto, haver necessidade

de suprimento ininterrupto de energia à carga que, dessa forma, deve ser alimentada pelas fontes renováveis ou pela rede elétrica. Tal condição restringe a escolha aos conversores cc-ca bidirecionais.

Aliado a esse fato, para a que interligação com a rede elétrica se estabeleça em conformidade com as normas – ANEEL 482/2012 – a corrente a ser injetada ou absorvida da rede elétrica deve ser senoidal e estar em fase com a tensão, garantindo baixos fatores de distorção harmônica e deslocamento, e resultando, portanto, em elevado fator de potência.

Mediante o exposto, para congregiar todas as funcionalidades requeridas para esse estágio de processamento, o conversor utilizado deve apresentar algumas características, das quais se destacam:

- Conversão cc-ca;
- Bidirecionalidade;
- Regulação da corrente de saída;
- Regulação da tensão do barramento cc de entrada.

Logo, considerando-se a potência total processada de 2 kW (1 kW proveniente do arranjo fotovoltaico e 1 kW oriundo do aerogerador), optou-se por utilizar uma estrutura vastamente citada na literatura: o conversor cc-ca monofásico bidirecional em ponte completa com modulação senoidal por largura de pulso (*Pulse Width Modulation - PWM*), ilustrado na Figura 7.2.

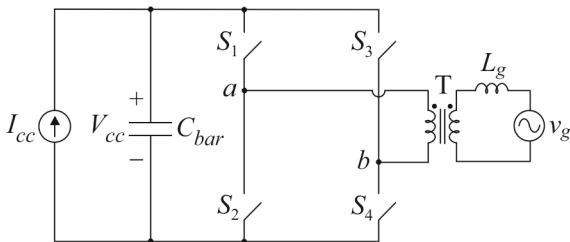


Figura 7.2: Estágio de potência do inversor *PWM* monofásico em ponte completa.

Cabe ressaltar que, devido à restrição imposta pelo uso do banco de supercapacitores, que limita a máxima tensão do barramento cc em 250 V, faz-se necessário empregar, na saída do conversor, o transformador T de baixa frequência, cuja relação de transformação é definida para garantir a operação do sistema com índice de modulação adequado. Além disso, objetivando a redução das componentes de alta frequência da corrente injetada na rede, para que se enquadre às normas, um filtro passa-baixa FPB é também incorporado ao sistema.

Embora o estágio de potência agregue as condições necessárias para a operação adequada, seu correto funcionamento está diretamente atrelado à



estratégia de controle adotada. Nesse âmbito, além das tradicionais malhas utilizadas para regulação da tensão do barramento  $cc$  e controle da corrente injetada na rede, prevê-se a adição de uma malha extra, voltada ao controle do valor médio da corrente no enrolamento primário do transformador de baixa frequência.

Logicamente, em virtude de a operação do conversor estar relacionada à modulação aplicada e tipo de filtragem empregada, parte-se à definição do filtro de saída.

## 7.2 Filtro de saída

O filtro de saída, conforme mencionado anteriormente, tem como função atenuar as componentes harmônicas de alta frequência da corrente de saída do inversor, oriundas da comutação. De forma geral, o filtro de saída consiste de um filtro passa-baixa, cujo fator de atenuação está diretamente associado à complexidade de implementação.

Na literatura [119-121], são três os arranjos mais comumente abordados:

- Filtro tipo  $L$ ;
- Filtro tipo  $LC$ ;
- Filtro tipo  $LCL$ .

O filtro de primeira ordem tipo  $L$ , retratado na Figura 7.3, promove atenuação de 20 dB/década em toda faixa do espectro de frequência. Sua aplicação é recomendada para sistemas que operam com frequência de comutação elevada, haja vista que nessas condições, a indutância necessária para prover a atenuação torna-se menos expressiva, implicando em menor peso e volume. Enquanto indutâncias elevadas afetam a dinâmica do sistema, que passa a responder lentamente às ações de controle, indutâncias reduzidas implicam em elevadas ondulações em alta frequência, na corrente de saída.

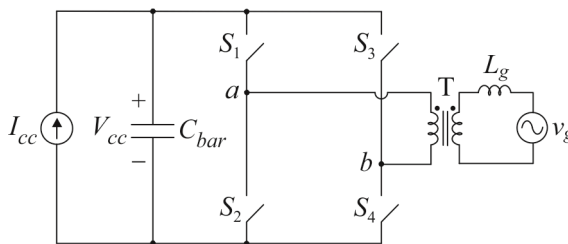


Figura 7.3 – Filtro de primeira ordem tipo  $L$ .

O filtro de segunda ordem tipo  $LC$  não amortecido, retratado na Figura 7.4 (a), apresenta maior atenuação em relação ao filtro tipo  $L$ , uma vez que a introdução do capacitor oferece um caminho de baixa impedância para as componentes de alta frequência. Nesse caso, antes da frequência de ressonância  $f_0$ , o filtro comporta-se de forma transparente à corrente de entrada, contudo, promove a atenuação, em 40 dB/década, das componentes com frequência superior a  $f_0$ .

Como fator negativo associado ao seu emprego, cita-se o fato de o capacitor ficar em paralelo com a rede elétrica, tornando a frequência de ressonância dependente da impedância da rede, o que é indesejável. Além disso, o filtro causa a amplificação de sinais cujas frequências se localizam nas proximidades de  $f_0$ . Tal efeito, porém, pode ser reduzido com a inserção de certo coeficiente de amortecimento, que pode ser implementado passivamente, através da adição de um resistor ao sistema, conforme ilustra a Figura 7.4 (b) e (c), ou ativamente, emulando-se tal resistência por técnicas de controle, desde que um sensor de corrente adicional seja utilizado.

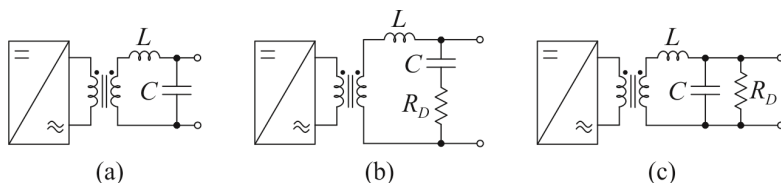


Figura 7.4 - Filtro de segunda ordem tipo  $LC$ : a) não amortecido; b) com amortecimento série; c) com amortecimento paralelo.

O filtro de terceira ordem  $LCL$ , comparativamente, apresenta o melhor fator de atenuação entre os filtros abordados, assegurando -60 dB/década para as componentes da corrente cujas frequências estão acima de sua frequência de ressonância. Além disso, a adição do segundo indutor torna a frequência de ressonância independente dos parâmetros da rede. Normalmente, o emprego desse filtro se reflete em ondulações de corrente reduzidas, mesmo quando indutores e capacitores de baixo valor são utilizados. Por outro lado, analogamente aos filtros  $LC$ , devido à ressonância, podem causar instabilidades no sistema, sendo necessário inserir algum tipo de amortecimento que, novamente, pode ser implementado passivamente, por meio de adição de resistores, ou ativamente, por emulação da resistência através de malhas de controle adicionais.

Na Figura 7.5 ilustra-se o filtro  $LCL$  não amortecido (a) e algumas

versões encontradas na literatura para implementação de amortecimento passivo (b), (c) e (d).

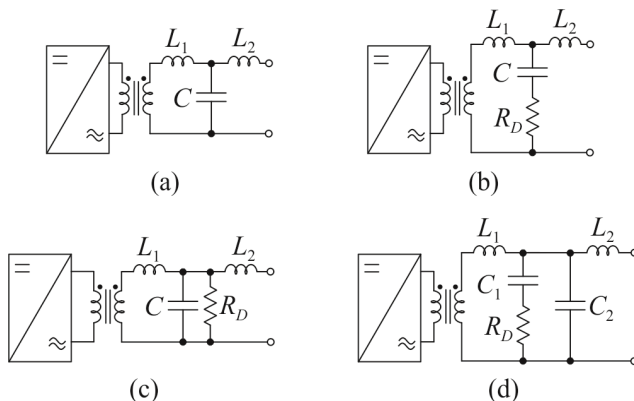


Figura 7.5 – Filtro de terceira ordem *LCL*.

Ressalta-se que independentemente do filtro e método adotados, a introdução de amortecimento reduz a eficiência de filtragem e, no caso de utilização de amortecimento passivo há, também, dissipação de energia no resistor  $R_D$ .

Com base nas vantagens e desvantagens destacadas na comparação, optou-se pelo uso do filtro  $L$ , haja vista toda complexidade já associada à montagem, interligação e testes dos conversores que compõem o sistema. Cabe, contudo, enfatizar que metodologias de projeto dos filtros  $LC$  e  $LCL$  podem ser encontradas em [119]. Inserindo-se o filtro escolhido no estágio de potência da Figura 7.2, encontra-se a Figura 7.6.

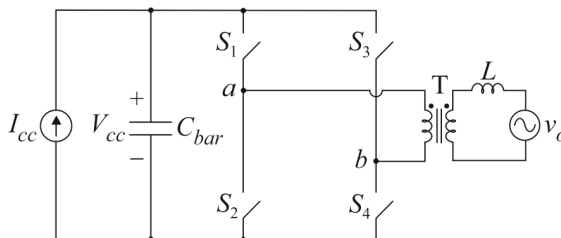


Figura 7.6 – Estágio de potência com filtro tipo  $L$ .

Mediante a definição de elementos de filtragem, parte-se ao estudo da modulação a ser empregada para acionamento dos interruptores do conversor.

### 7.3 Modulador *PWM* senoidal três níveis

O modulador tem a função de gerar os pulsos para acionamento dos interruptores. Na literatura [122, 123], existem diferentes tipos de moduladores aplicados ao acionamento de inversores, entre os quais, os mais disseminados são:

- Modulador *PWM* senoidal dois níveis;
- Modulador *PWM* senoidal três níveis;
- Modulador vetorial.

Devido à simplicidade de implementação e ao fato de implicar na redução dos elementos do filtro de saída, optou-se pelo emprego do modulador *PWM* senoidal três níveis, que faz uso de duas portadoras triangulares defasadas de 180° entre si -  $v_{tri1}$  e  $v_{tri2}$  - e um sinal modulador senoidal  $v_{cont}$ , sendo representado analogicamente pela Figura 7.7.

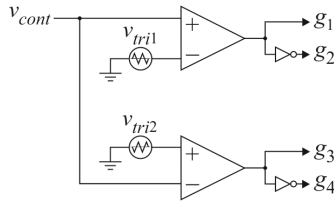


Figura 7.7: Modulador *PWM* senoidal a três níveis.

Tal arranjo caracteriza-se por deslocar a alta frequência na saída do conversor para o dobro da frequência de comutação dos interruptores, possibilitando, pois, a redução dos componentes passivos do filtro de saída, quando comparados aos obtidos a partir do emprego da modulação *PWM* senoidal dois níveis.

A comparação do sinal modulador com as portadoras triangulares resulta na geração dos pulsos de comando  $g_1$ ,  $g_2$ ,  $g_3$  e  $g_4$ , para acionamento dos interruptores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$ , nessa ordem, conforme ilustra a Figura 7.8, cuja inspeção permite calcular o valor médio de  $v_{ab}$  em um período de comutação  $T_s$  [124], resultando em (7.1).

$$\langle v_{ab} \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{\frac{\delta T_s}{4}} V_{cc} dt + \frac{1}{T_s} \int_{\frac{T_s(2+\delta)}{4}}^{\frac{T_s(2+\delta)}{4}} V_{cc} dt + \frac{1}{T_s} \int_{T_s}^{\frac{T_s(4-\delta)}{4}} V_{cc} dt \quad (7.1)$$

$$\langle v_{ab} \rangle = \delta V_{cc}$$

Mediante o exposto, torna-se possível obter uma representação simplificada referente ao conversor apresentado na Figura 7.6, em que os elementos comutados são substituídos por uma fonte de tensão controlada

equivalente, aplicada entre os terminais  $a$  e  $b$ , cujo valor é dado por (7.1), conforme retrata a Figura 7.9.

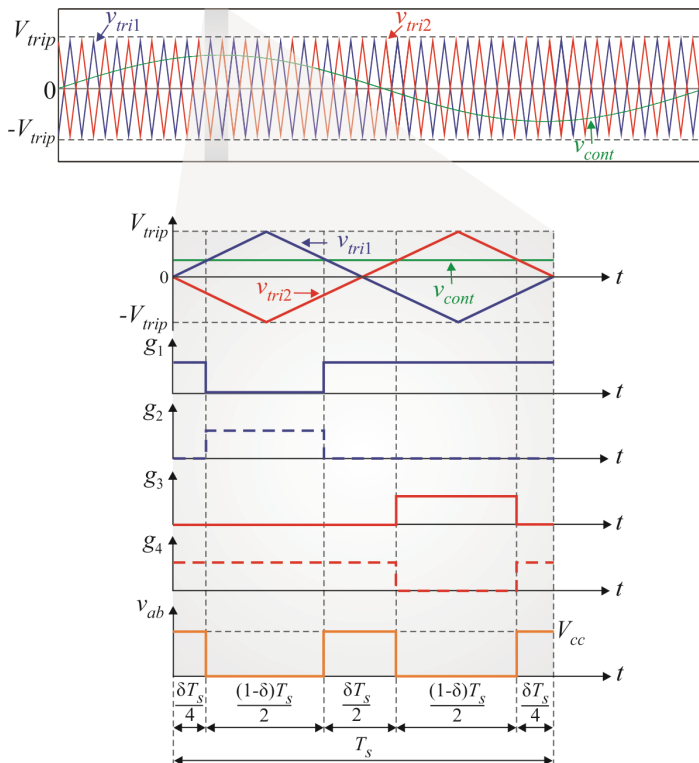


Figura 7.8: Geração dos pulsos de comando através da modulação  $PWM$  senoidal três níveis e perfil da tensão aplicada entre terminais  $a$  e  $b$  do conversor.

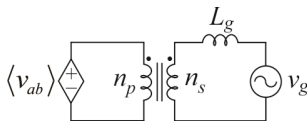


Figura 7.9 - Representação simplificada do conversor visto dos terminais  $a$  e  $b$ .

Definindo-se a relação de transformação  $N_T$  do transformador por (7.2) e referenciando-se todos os componentes do enrolamento secundário para o lado primário, encontra-se o circuito da Figura 7.10.

$$N_T = \frac{n_p}{n_s} \tag{7.2}$$

Assim sendo, partindo-se do princípio de que a queda de tensão no indutor de filtro na frequência fundamental da rede pode ser desprezada,

haja vista o fato de tal indutor ser projetado para responder em alta frequência, pode-se escrever (7.3).

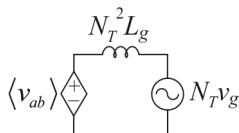


Figura 7.10 - Circuito equivalente do conversor referido ao enrolamento primário.

$$\langle v_{ab} \rangle = N_T v_g \quad (7.3)$$

Resgatando-se (7.1) e lembrando que  $v_g$  é a tensão imposta pela rede elétrica, expressa por (7.4), pode-se escrever (7.5), em que  $V_{sp}$  representa o valor de pico da tensão da referida rede (enrolamento secundário).

$$v_g = V_{sp} \text{sen}(\omega t) \quad (7.4)$$

$$\delta = \frac{N_T V_{sp}}{V_{cc}} \text{sen}(\omega t) \quad (7.5)$$

Finalmente, definindo-se o índice de modulação  $M$  através da relação apresentada por (7.6), obtém-se (7.7), que descreve o comportamento da função de modulação  $\delta$ .

$$M = \frac{N_T V_{sp}}{V_{cc}} \quad (7.6)$$

$$\delta = M \text{sen}(\omega t) \quad (7.7)$$

Graficamente, é possível esboçar o comportamento de (7.7), tomando-se a variável  $M$  como parâmetro. Tal procedimento resulta na Figura 7.11, onde são visualizadas as formas bi e tridimensionais da razão cíclica  $\delta$  ao longo de meio ciclo da tensão da rede elétrica, sendo o mesmo comportamento válido para o semiciclo complementar, devido à simetria.

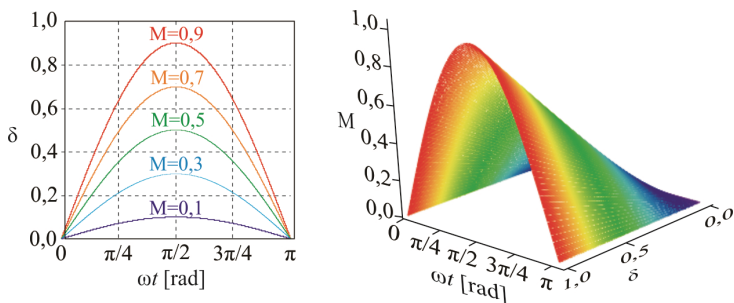


Figura 7.11 - Comportamento da razão cíclica nas formas bi e tridimensionais.

Cabe ressaltar que a modulação empregada está diretamente associada ao dimensionamento dos elementos passivos que constituem o conversor, isto é, capacitor do barramento cc de entrada e indutor de filtro de saída.

## 7.4 Determinação dos elementos passivos

Nesta seção determinar-se-ão as equações que permitem calcular os componentes passivos a partir das especificações de projeto.

### 7.4.1 Indutor de saída

A obtenção de uma expressão para o cálculo do indutor  $L_g$  de saída, a partir do critério da máxima ondulação de corrente  $\Delta I_{Lg}$  em alta frequência, é feita com base na lei Volt-Ampère que o rege, escrita por (7.8), através da análise da Figura 7.10.

$$v_L = \langle v_{ab} \rangle - N_T v_g = N_T^2 L_g \frac{\Delta I_{Lg}}{\Delta t} \quad (7.8)$$

Todavia, através da Figura 7.8, verifica-se que no intervalo total dado por (7.9), a tensão aplicada entre os terminais  $a$  e  $b$  é expressa por (7.10). Assim sendo, (7.8) pode ser reescrita de acordo com (7.11).

$$\Delta t = \frac{\delta T_s}{2} \quad (7.9)$$

$$\langle v_{ab} \rangle = V_{cc} \quad (7.10)$$

$$V_{cc} - N_T v_g = 2N_T^2 L_g \frac{\Delta I_{Lg}}{\delta T_s} \quad (7.11)$$

Ainda, ao substituírem-se as igualdades extraídas de (7.4) e (7.7) em (7.11), obtém-se (7.12), cuja manipulação matemática culmina em (7.13).

$$V_{cc} = 2N_T^2 L_g \frac{f_s \Delta I_{Lg}}{M \text{sen}(\omega t)} + N_T V_{sp} \text{sen}(\omega t) \quad (7.12)$$

$$L_g = \frac{V_{cc}}{2N_T^2 f_s \Delta I_{Lg}} M \text{sen}(\omega t) [1 - M \text{sen}(\omega t)] \quad (7.13)$$

É possível verificar, mediante (7.13), que o maior valor de indutância será obtido quando a corrente parametrizada definida por (7.14) for máxima.

$$\overline{\Delta I_{Lg}} = M \text{sen}(\omega t) [1 - M \text{sen}(\omega t)] \quad (7.14)$$

Matematicamente, o máximo valor de  $\overline{\Delta I_{Lg}}$  pode ser obtido através de (7.15), cuja solução conduz a (7.16).

$$\frac{d\overline{\Delta I_{Lg}}}{dt} = \frac{d}{dt} [M \text{sen}(\omega t) - M^2 \text{sen}^2(\omega t)] = 0 \quad (7.15)$$

$$\overline{\Delta I_{Lgmax}} = \begin{cases} M(1-M), & \text{para } 0 < M < 0,5 \\ 0,25 & , \text{ para } 0,5 < M < 1 \end{cases} \quad (7.16)$$

Graficamente, o comportamento da corrente parametrizada é apresentado, na forma bi e tridimensional, através da Figura 7.12.

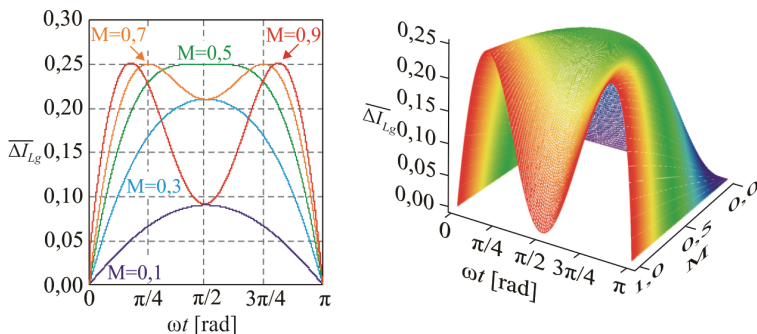


Figura 7.12 - Comportamento da corrente parametrizada nas formas bi e tridimensionais.

Com base no exposto, o indutor, calculado para o pior caso, é expresso por (7.17).

$$L_g = \begin{cases} \frac{M(1-M)V_{cc}}{2N_T f_s \Delta I_{Lg}}, & \text{para } 0 < M < 0,5 \\ \frac{V_{cc}}{8N_T f_s \Delta I_{Lg}}, & \text{para } 0,5 < M < 1 \end{cases} \quad (7.17)$$

#### 7.4.2 Capacitor de entrada

O capacitor de entrada deve ser projetado de maneira a atender alguns requisitos de projetos, normalmente, máxima ondulação de tensão e corrente eficaz.

Analisando a Figura 7.13, que apresenta a convenção adotada para os sentidos de circulação das correntes no conversor, verifica-se que na etapa de operação em que  $S_1$  e  $S_4$  estão em condução, a corrente  $i_{Cbar}$  através do capacitor equivale à diferença entre a corrente de saída do conversor, referida ao enrolamento primário e a corrente de entrada do conversor, isto



é,  $i_{Lg}/N_T - I_{cc}$ . Em contrapartida, nas etapas em que  $S_1$  e  $S_3$  ou  $S_2$  e  $S_4$  conduzem, a corrente  $i_{Cbar}$  confunde-se com a própria corrente de entrada, ou seja,  $-I_{cc}$ . Como resultado, a corrente que circula pelo capacitor  $C_{bar}$  apresenta o comportamento ilustrado na Figura 7.14.

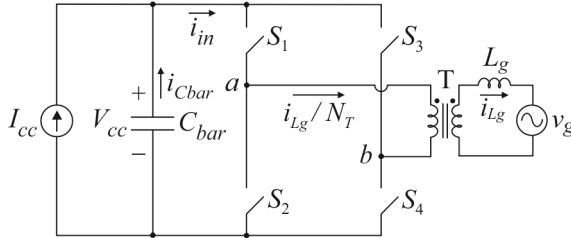


Figura 7.13 - Estágio de potência do conversor cc-ca com indicação do sentido de circulação das correntes.

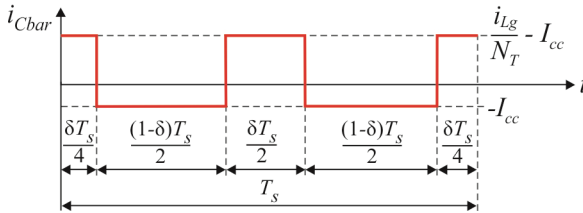


Figura 7.14 – Comportamento da corrente  $i_{Cbar}$  em um período de comutação.

Calculando-se, pois, o valor médio da corrente  $i_{Cbar}$  em um período de comutação  $T_s$ , obtém-se (7.18).

$$\langle i_{Cbar\_med} \rangle_{T_s} = \frac{2}{T_s} \left[ \int_0^{\frac{\delta T_s}{4}} \left( \frac{i_{Lg}}{N_T} - I_{cc} \right) dt - \int_{\frac{\delta T_s}{4}}^{\frac{T_s(2-\delta)}{4}} I_{cc} dt + \int_{\frac{T_s(2-\delta)}{4}}^{\frac{T_s}{2}} \left( \frac{i_{Lg}}{N_T} - I_{cc} \right) dt \right] \quad (7.18)$$

$$\langle i_{Cbar\_med} \rangle_{T_s} = \frac{\delta i_{Lg}}{N_T} - I_{cc}$$

Sequencialmente, sabendo-se que a corrente  $I_{cc}$  é descrita por (7.19), em que  $P_o$  é a potência média de saída do conversor, encontra-se (7.20).

$$I_{cc} = \frac{P_o}{V_{cc}} \quad (7.19)$$

$$\langle i_{Cbar\_med} \rangle = \frac{\delta i_{Lg}}{N_T} - \frac{P_o}{V_{cc}} \quad (7.20)$$

Ainda, partindo-se do princípio de que a estratégia de controle irá

impor corrente senoidal em fase com a tensão da rede através do indutor, é possível escrever (7.21), sendo  $I_{sp}$  o valor de pico da corrente no indutor, que coincide com a corrente  $i_s$  do enrolamento secundário.

$$i_{Lg} = i_s = I_{sp} \text{sen}(\omega t) \quad (7.21)$$

Portanto, utilizando-se (7.7) e calculando-se  $I_{sp}$  mediante (7.22), obtém-se (7.23).

$$I_{sp} = \frac{2P_o}{V_{sp}} \quad (7.22)$$

$$\langle i_{Cbar\_med} \rangle = \frac{2MP_o}{N_T V_{sp}} \text{sen}^2(\omega t) - \frac{P_o}{V_{cc}} \quad (7.23)$$

Por fim, substituindo-se (7.6) em (7.23) e manipulando-se matematicamente o resultado encontrado, define-se (7.24), que demonstra que a componente de baixa frequência da corrente através do capacitor tem comportamento cossenoidal e pulsa com o dobro da frequência da tensão da rede elétrica.

$$\langle i_{Cbar\_med} \rangle = -\frac{P_o}{V_{cc}} \cos(2\omega t) \quad (7.24)$$

Em virtude de as variáveis associadas apresentarem comportamento sinusoidal, é possível tratá-las através da notação fasorial. Assim sendo, variações de tensão  $\Delta V_{Cbar}$  nos terminais do capacitor implicam em variações da corrente  $\Delta I_{Cbar}$  que o atravessa, de acordo com (7.25), sendo  $X_{Cbar}$  a reatância capacitiva, definida por (7.26), sendo  $f_R$  a frequência fundamental da tensão da rede elétrica.

$$\Delta V_{Cbar} = X_{Cbar} \Delta I_{Cbar} \quad (7.25)$$

$$X_{Cbar} = \frac{1}{2\pi(2f_R)C_{bar}} \quad (7.26)$$

Com base no exposto, a partir da substituição de (7.26) em (7.25) e considerando-se que a máxima ondulação de corrente no capacitor equivale ao valor de pico de (7.24), finalmente, encontra-se (7.27), em que  $\Delta V_{Cbar}$ , nesse contexto, representa a máxima ondulação de tensão admissível nos terminais do capacitor de entrada.

$$C_{bar} = \frac{P_o}{4\pi f_R V_{cc} \Delta V_{Cbar}} \quad (7.27)$$

Embora (7.27) estabeleça uma importante figura de mérito no que diz respeito à escolha do capacitor, é necessário, em adição, conhecer a

corrente eficaz que o atravessa, de modo que se possa defini-lo completamente.

Devido ao fato de a corrente através do capacitor ser composta por duas componentes, uma de alta e outra de baixa frequência, o cálculo de seu valor eficaz é estipulado por etapas. Inicialmente, do ponto de vista do período de comutação, em que tanto a razão cíclica  $\delta$  quanto a corrente  $i_L$  são consideradas constantes, o valor eficaz da corrente, cuja forma é apresentada na Figura 7.14, é descrito por (7.28), a partir da qual encontra-se (7.29).

$$\langle i_{Cbar\_ef} \rangle = \sqrt{\frac{2}{T_s} \left[ \int_0^{\frac{\delta T_s}{4}} \left( \frac{i_{Lg}}{N_T} - I_{cc} \right)^2 dt - \int_{\frac{\delta T_s}{4}}^{\frac{T_s(2-\delta)}{4}} I_{cc}^2 dt + \int_{\frac{T_s(2-\delta)}{4}}^{\frac{T_s}{2}} \left( \frac{i_{Lg}}{N_T} - I_{cc} \right)^2 dt \right]} \quad (7.28)$$

$$\langle i_{Cbar\_ef} \rangle = \sqrt{\frac{i_{Lg}^2}{N_T^2} \delta - I_{cc}^2 (1-\delta)} \quad (7.29)$$

O valor da corrente eficaz total no capacitor, por fim, pode ser calculado a partir da substituição de (7.7) e (7.21) em (7.29) e posterior reintegração em um período de baixa frequência, conforme (7.30). O resultado do procedimento conduz a (7.31).

$$I_{Cbar\_ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left[ \langle i_{Cbar\_ef} \rangle \Big|_{T_s} \right]^2 d\omega t} \quad (7.30)$$

$$I_{Cbar\_ef} = \frac{P_o}{3V_{cc}} \sqrt{\frac{36(N_T V_{sp})^2 - 18\pi N_T V_{cc} V_{sp} + 48V_{cc}^2}{\pi N_T V_{cc} V_{sp}}} \quad (7.31)$$

Com a obtenção de (7.27) e (7.31) é possível determinar o capacitor de barramento em função da ondulação de tensão e corrente eficaz. A seguir, conclui-se a análise do estágio de potência, através do dimensionamento dos componentes que o constitui.

## 7.5 Dimensionamento dos componentes do estágio de potência

O dimensionamento dos componentes do estágio de potência do conversor cc-ca será realizado com base nas especificações nominais do conversor, contidas na Tabela 7.1. As equações que permitem determinar os esforços de tensão e de corrente nos elementos desse conversor estão deduzidas em [125, 126], sendo omitidas neste trabalho.

Tabela 7.1 – Especificações para dimensionamento do estágio de potência.

Tensão do barramento cc	210 V
Valor eficaz da tensão da rede elétrica	220 V
Valor eficaz da tensão no lado primário	110 V
Relação de transformação do transformador	0,5
Potência processada	2 kW
Frequência da rede elétrica	60 Hz
Frequência de comutação dos interruptores	20 kHz
Valor de pico da corrente no indutor de saída	12,86 A
Índice de modulação	0,74
Máxima ondulação da tensão do barramento cc	1%
Máxima ondulação da corrente de saída	12%

### 7.5.1 Transformador

O transformador T de baixa frequência foi adquirido através de fabricante externo. Os dados de placa seguem listados na Tabela 7.2.

Tabela 7.2– Dados nominais de placa do transformador de baixa frequência.

Potência	5 kA
Valor eficaz da tensão do lado de baixa	110 V
Valor eficaz da tensão do lado de alta	220 V
Frequência	60 Hz

A partir do ensaio do transformador, obtiveram-se os parâmetros do modelo elétrico equivalente, apresentados na Tabela 7.3.

Tabela 7.3 – Parâmetros associados ao modelo elétrico equivalente do transformador de baixa frequência.

Indutância de dispersão do lado primário	106,2 $\mu$ H
Indutância de dispersão do lado secundário	424,8 $\mu$ H
Resistência do enrolamento primário (25° C)	31,1 m $\Omega$
Resistência do enrolamento secundário (25° C)	124,4 m $\Omega$
Resistência de perdas do núcleo	120,3 $\Omega$
Indutância magnetizante	400,8 mH

### 7.5.2 Indutor de saída

A determinação do indutor de saída foi realizada partindo-se de (7.17) e considerando-se as especificações da Tabela 7.1, obtendo-se:

$$L_g = \frac{210}{8 \cdot 0,5 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 1,54} = 1,7 \text{ mH} \quad (7.32)$$

Salienta-se, contudo, que a indutância de dispersão total, referida ao enrolamento secundário, é de aproximadamente  $L_d=0,85$  mH, portanto, verifica-se a necessidade de adição de um indutor externo com valor  $L_{ext}=0,85$  mH, especificado, projetado e fisicamente implementado conforme a Tabela 7.4.

Tabela 7.4 – Aspectos construtivos do indutor externo.

Indutância	0,85 mH
Núcleo	Thorton E-65/26 – IP12R
Número de espiras	75
Entreferro	1,01 mm
Condutor utilizado	AWG 23
Número de condutores em paralelo	8

### 7.5.3 Capacitor do barramento cc

O capacitor do barramento cc e a respectiva corrente eficaz que o atravessa foram definidos de acordo com (7.27) e (7.31), respectivamente. Assim, encontrou-se:

$$C_{bar} = \frac{2000}{4\pi \cdot 60 \cdot 210 \cdot 2,1} = 3000 \mu\text{F} \quad (7.33)$$

$$I_{Cbar\_ef} = \frac{P_o}{3V_{cc}} \sqrt{\frac{18 \cdot 311^2 - 18\pi \cdot 210 \cdot 311 + 96 \cdot 210^2}{\pi \cdot 210 \cdot 311}} = 10,58 \text{ A} \quad (7.34)$$

Na implementação prática, conforme posteriormente apresentado, foi empregado o módulo a *IGBT* SKS-50F-B6U-B2CI-10-V6, fabricado pela *SEMIKRON*. O banco capacitivo de entrada do respectivo módulo é definido em fábrica, sendo composto pela associação em paralelo de seis capacitores eletrolíticos EPCOS B43303-A0687, configurando as especificações contidas na Tabela 7.5.

Tabela 7.5 – Características do capacitor utilizado.

Capacitância	4080 $\mu\text{F}$
Tensão máxima	400 V
Corrente eficaz máxima (@ 120 Hz e 85° C)	14,56 A

Embora o banco capacitivo especificado garanta os requisitos de projeto, seja pelo critério de ondulação de tensão ou corrente eficaz, é necessário assegurar a correta operação do sistema também do ponto de vista do *hold up time*. Nota-se que, na transição do submodo isolado 2 para o submodo isolado 3, a potência gerada pelas fontes renováveis não é suficiente para manter suprida a carga crítica do lado cc e, portanto, a célula a combustível deve ser acionada para complementar a geração. Porém, ao receber o sinal de ativação, a célula a combustível leva cerca 30 s até alcançar a potência nominal, assim, o banco capacitivo do barramento cc deve ser dimensionado para suprir a carga, durante o intervalo.

Considerando-se o pior caso, em que o sistema opera no modo isolado e sem disponibilidade de geração renovável, o banco capacitivo deve suprir toda a potência demandada. Assim, tem-se:

$$I_{Cbar\_max} = \frac{P_o}{V_{cc}} = \frac{2000}{210} = 9,5 \text{ A} \quad (7.35)$$

Logo, partindo-se da hipótese de que, nesse caso crítico, uma queda de 10 V na tensão do barramento cc (5%) seja aceitável, encontra-se (7.36).

$$C_{bar\_min} = \frac{i_{Cbar} \Delta t}{\Delta V_{Cbar}} = \frac{9,5 \cdot 30}{10} = 28,5 \text{ F} \quad (7.36)$$

De maneira a garantir a operação do sistema respeitando o *hold up time* especificado, em paralelo à entrada do módulo *SEMİKRON*, adicionou-se um banco de supercapacitores composto por dois supercapacitores de 62 F/ 125 V associados em série, fabricados pela *NESSCAP*. Informações do banco de supercapacitores e seu sistema supervisor são apresentadas no Apêndice E, a partir do qual encontram-se as especificações da Tabela 7.6.

Tabela 7.6: Especificações do módulo e banco de supercapacitores.

Especificações de acordo com o fabricante		
Especificações	Módulo	Banco
Capacitância	62 F	31 F
Tensão de operação	125 V	250 V
Tensão de surto	136,8 V	273,6 V
Resistência série equivalente	< 15 mΩ	< 30 mΩ
Densidade de energia	2,36 Wh	4,72 Wh
Peso	57 kg	114 kg

As dimensões de cada um dos módulos utilizados podem ser verificadas através da Figura 7.15.

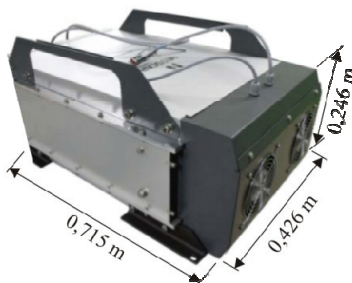


Figura 7.15 - Módulo de supercapacitores com indicação das dimensões.

### 7.5.4 Interruptor $S_1$

Os esforços de tensão e de corrente nos interruptores, resumidos na Tabela 7.7, são inferiores aos limites máximos do IGBT SK45GB063, empregado no módulo SEMIKRON utilizado.

Tabela 7.7– Esforços de tensão e de corrente no interruptor  $S_1$ .

Corrente média no IGBT	6,5 A
Corrente média no diodo em antiparalelo	1,7 A
Corrente eficaz no IGBT	11,6 A
Corrente eficaz no diodo em antiparalelo	5,5 A
Tensão máxima	210 V

### 7.5.5 Elementos parasitas

Os elementos parasitas associados a cada um dos componentes seguem listados na Tabela 7.8.

Tabela 7.8– Elementos parasitas inerentes aos componentes do conversor.

Descrição		Valor @ 100 °C
Queda de tensão em condução do IGBT	$V_{IGBT}$	1,8 V
Resistência dos diodos em antiparalelo	$R_{DAP}$	9,0 m $\Omega$
Queda de tensão dos diodos em antiparalelo	$V_{DAP}$	850 mV
Resistência parasita do indutor	$R_L$	74 m $\Omega$
Resistência série equivalente do banco capacitivo	$R_{Cbar}$	47 m $\Omega$

A determinação dos componentes de potência finaliza a especificação do conversor. Partir-se-á, agora, ao estudo da estratégia de controle.

## 7.6 Estratégia de controle

A estratégia adotada para controle do conversor cc-ca será implementada através de três malhas, com o objetivo de controlar, respectivamente, a corrente de saída (rede elétrica), a tensão de entrada (barramento cc) e o valor médio da corrente no enrolamento primário do transformador.

### 7.6.1 Estratégia para controle da corrente de saída

A corrente  $i_L$  de saída do conversor deve ser controlada de modo que venha a ter formato senoidal e permanecer em fase com a tensão da rede elétrica, garantido que o sistema opere com elevado fator de potência.

Nesse contexto, existe a necessidade de utilização de uma referência de corrente senoidal, que pode ser obtida através de um laço de travamento de fase (*PLL – Phase Locked Loop*) [127-129] ou simplesmente empregando-se uma amostra da própria tensão da rede, conforme procedido neste trabalho. A Figura 7.16 contempla o estágio de potência do conversor proposto adicionado à malha para controle da corrente de saída.

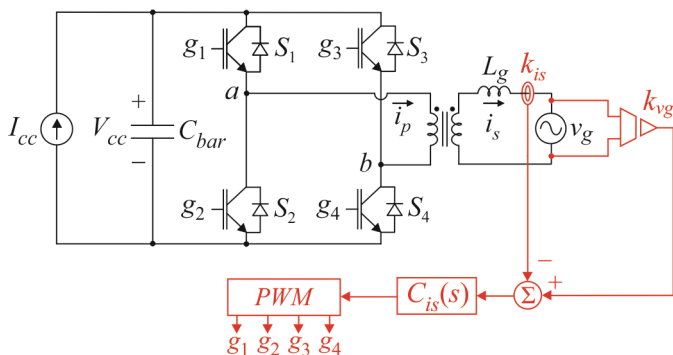


Figura 7.16 - Estágio de potência e malha para controle da corrente de saída.

Visando definir o compensador  $C_{is}(s)$ , deve-se, através da inspeção da Figura 7.16, obter a representação equivalente do sistema por diagrama de blocos, tal qual retrata a Figura 7.17. Nota-se que na referida Figura  $k_{vg}$  e  $k_{is}$  são os ganhos predefinidos dos sensores de tensão e de corrente, nessa ordem. Assim sendo, o cálculo dos parâmetros de  $C_{is}(s)$  fica dependente apenas do prévio conhecimento das funções de transferência que modelam *PWM* e  $G_{is}(s)$ , determinadas a seguir.



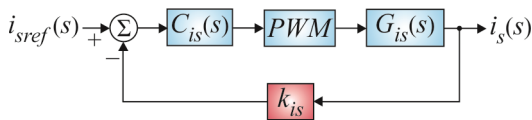


Figura 7.17 - Diagrama de blocos referente à estratégia para controle da corrente de saída.

### 7.6.1.1 Obtenção do modelo da planta para controle da corrente de saída

Para iniciar o procedimento de obtenção do modelo da planta para controle da corrente de saída, recorre-se à Figura 7.9, reilustrada na Figura 7.18, por conveniência.

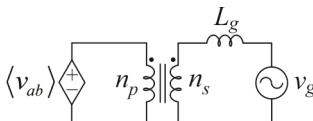


Figura 7.18 - Representação simplificada do conversor visto dos terminais a e b.

Nota-se que apesar de o referido modelo descrever o sistema do ponto de vista dos terminais *a* e *b*, não contempla os parâmetros do transformador de baixa frequência (indutâncias de dispersão do enrolamento primário  $L_{dp}$  e secundário  $L_{ds}$ , indutância magnetizante  $L_M$  e resistência dos enrolamentos primário  $R_p$  e secundário  $R_s$ ), tampouco a resistência inerente ao indutor de saída. A inclusão de tais parâmetros conduz à representação proposta na Figura 7.19, possibilitando a contabilização dos efeitos da dinâmica inserida pelo transformador de baixa frequência na corrente de saída. Considera-se ainda que a indutância de dispersão do transformador pode compor parte do valor da indutância de filtro  $L_g$ , portanto, apenas a parcela restante  $L_{ext}$  necessita ser adicionada externamente.

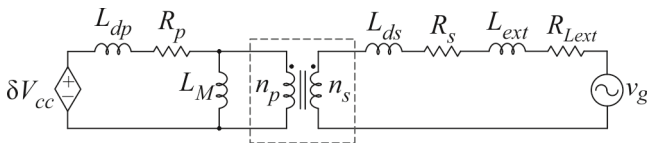


Figura 7.19 - Representação do sistema considerando os parâmetros não ideais do transformador e indutor de saída.

Partindo-se da suposição de que  $L_{ds}$  e  $L_{ext}$ , bem como  $R_s$  e  $R_{Lg}$ , podem ser associados em série e sabendo-se que  $i_p$  e  $i_s$  são as correntes que circulam pelos enrolamentos respectivos primário e secundário do transformador, obtém-se a Figura 7.20, sendo:

$$L_{seq} = L_{ext} + L_{ds} \quad (7.37)$$

$$R_{seq} = R_s + R_{Lg} \quad (7.38)$$

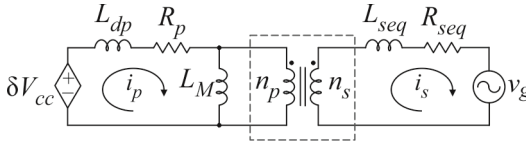


Figura 7.20: Associação dos parâmetros do enrolamento secundário.

Ademais, referenciando-se todos os elementos do circuito para o lado primário, obtém-se o circuito elétrico equivalente da Figura 7.21.

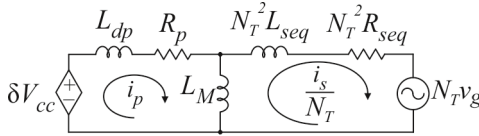


Figura 7.21: Circuito equivalente com os elementos do enrolamento secundário referenciados ao primário do transformador.

Equacionando-se o circuito da Figura 7.21, encontra-se (7.39).

$$\begin{cases} -V_{cc}\delta + L_{dp} \frac{d}{dt} i_p + R_p i_p + L_M \frac{d}{dt} \left[ i_p - \frac{i_s}{N_T} \right] = 0 \\ L_M \frac{d}{dt} \left[ \frac{i_s}{N_T} - i_p \right] + N_T L_{seq} \frac{d}{dt} i_s + N_T R_{seq} i_s + N_T v_g = 0 \end{cases} \quad (7.39)$$

A obtenção da função de transferência está vinculada à aplicação da transformada de Laplace nas equações dinâmicas no domínio do tempo que, por sua vez, precisam ser lineares e invariantes no tempo. Assim sendo, a linearização de (7.39), através das relações apresentadas em (7.40), conduz a (7.41).

$$\begin{aligned} \delta &= \Delta + \hat{\delta} \\ i_p &= I_p + \hat{i}_p \\ i_s &= I_s + \hat{i}_s \\ v_g &= V_g + \hat{v}_g \end{aligned} \quad (7.40)$$

$$\begin{cases} -V_{cc}\Delta - V_{cc}\hat{\delta} + L_{dp} \frac{d}{dt} \hat{i}_p + R_p I_p + R_p \hat{i}_p + L_M \frac{d}{dt} \hat{i}_p - \frac{L_M}{N_T} \frac{d}{dt} \hat{i}_s = 0 \\ \frac{L_M}{N_T} \frac{d}{dt} \hat{i}_s - L_M \frac{d}{dt} \hat{i}_p + N_T L_{seq} \frac{d}{dt} \hat{i}_s + N_T R_{seq} I_s + N_T R_{seq} \hat{i}_s + N_T V_g + N_T \hat{v}_g = 0 \end{cases} \quad (7.41)$$

Tomando-se apenas as parcelas alternadas de (7.41), que as caracteriza dinamicamente, encontra-se (7.42). Salienta-se que do ponto de vista da modelagem, a rede elétrica é livre de ondulação, portanto,  $\hat{v}_g = 0$ .

$$\begin{cases} -V_{cc}\hat{\delta} + L_{dp}\frac{d}{dt}\hat{i}_p + R_p\hat{i}_p + L_M\frac{d}{dt}\hat{i}_p - \frac{L_M}{N_T}\frac{d}{dt}\hat{i}_s = 0 \\ \frac{L_M}{N_T}\frac{d}{dt}\hat{i}_s - L_M\frac{d}{dt}\hat{i}_p + N_T L_{seq}\frac{d}{dt}\hat{i}_s + N_T R_{seq}\hat{i}_s = 0 \end{cases} \quad (7.42)$$

Uma vez definidas as equações linearizadas, a transformada de Laplace pode ser aplicada, resultando em (7.43) e (7.44).

$$-V_{cc}\hat{\delta}(s) + sL_{dp}\hat{i}_p(s) + R_p\hat{i}_p(s) + sL_M\hat{i}_p(s) - s\frac{L_M}{N_T}\hat{i}_s(s) = 0 \quad (7.43)$$

$$s\frac{L_M}{N_T}\hat{i}_s(s) - sL_M\hat{i}_p(s) + sN_T L_{seq}\hat{i}_s(s) + N_T R_{seq}\hat{i}_s(s) = 0 \quad (7.44)$$

Isolando-se o termo  $\hat{i}_s(s)$  em (7.43), encontra-se (7.45).

$$\hat{i}_s(s) = \frac{sN_T L_M}{s(L_M + N_T^2 L_{seq}) + N_T^2 R_{seq}} \hat{i}_p(s) \quad (7.45)$$

Substituindo-se, pois, (7.37) e (7.38) em (7.45), define-se (7.46), que representa a função de transferência para pequenos sinais que relaciona as correntes dos enrolamentos primário e secundário.

$$G_{i2}(s) = \frac{\hat{i}_s(s)}{\hat{i}_p(s)} = \frac{sN_T L_M}{s[N_T^2(L_{ext} + L_{ds}) + L_M] + N_T^2(R_s + R_{Lext})} \quad (7.46)$$

Dando continuidade ao procedimento, substitui-se (7.45) em (7.43), obtém-se (7.47), sendo as constantes definidas em (7.48).

$$G_{i1}(s) = \frac{\hat{i}_p(s)}{\hat{\delta}(s)} = \frac{k_1 s + k_2}{k_3 s^2 + k_4 s + k_5} \quad (7.47)$$

$$\begin{cases} k_1 = V_{cc} [N_T^2 (L_{ds} + L_{ext}) + L_M] \\ k_2 = V_{cc} N_T^2 (R_s + R_{Lext}) \\ k_3 = N_T^2 L_{dp} (L_{ds} + L_{ext}) + L_{dp} L_M + N_T^2 L_M (L_{ds} + L_{ext}) \\ k_4 = N_T^2 R_p (L_{ds} + L_{ext}) + R_p L_M + N_T^2 (R_s + R_{Lext}) (L_{dp} + L_M) \\ k_5 = N_T^2 R_p (R_s + R_{Lext}) \end{cases} \quad (7.48)$$

Empregando álgebra de diagrama de blocos, pode-se associar  $G_{i1}(s)$  com  $G_{i2}(s)$ , conforme ilustrado na Figura 7.22.

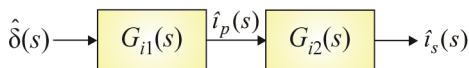


Figura 7.22 - Diagrama de blocos que relaciona a corrente do enrolamento secundário com a razão cíclica.

Mediante o exposto, por inspeção da Figura 7.22, escreve-se (7.49).

$$G_i(s) = \frac{\hat{i}_s(s)}{\hat{\delta}(s)} = G_{i1}(s)G_{i2}(s) = \frac{sL_M V_{cc}}{k_6 s^2 + k_7 s + k_8} \quad (7.49)$$

Em que:

$$\left\{ \begin{array}{l} k_6 = N_T L_{dp} (L_{ds} + L_{ext}) + N_T L_M (L_{ds} + L_{ext}) + \frac{L_M L_{dp}}{N_T} \\ k_7 = N_T R_p (L_{ds} + L_{ext}) + N_T (L_{dp} + L_M) (R_s + R_{Lext}) + \frac{R_p L_M}{N_T} \\ k_8 = R_p N_T (R_s + R_{Lext}) \end{array} \right. \quad (7.50)$$

Cumprе ressaltar que a obtenção dos parâmetros do transformador, necessários à validação do modelo, foi realizada através dos tradicionais ensaios de circuito aberto e curto circuito, omitidos neste documento.

Mantendo-se os mesmos procedimentos que vêm sendo adotados para validação dos modelos das plantas, aplicou-se em ambos, função de transferência e circuito comutado, um degrau de razão cíclica de 0,1% em  $t=0,05$  s, obtendo-se como resultado as respostas ilustradas na Figura 7.23.

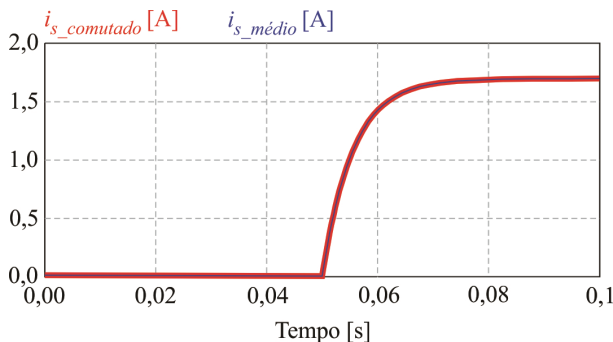


Figura 7.23 - Validação do modelo para controle da corrente de saída do conversor  $cc-ca$ : confronto entre os resultados oriundos dos modelos comutado e médio de pequenos sinais.

### 7.6.1.2 Modulador PWM

A função de transferência que descreve o modulador *PWM* senoidal três níveis é obtida a partir da análise da comparação entre as portadoras triangulares com o sinal modulador, tal como reapresenta a Figura 7.24.

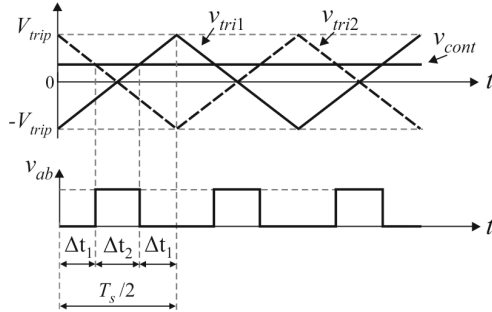


Figura 7.24: Resultado da comparação entre sinais portadores e modulador.

Perante a análise gráfica, é possível verificar que no intervalo  $0 < t < T_s / 2$ , a equação que descreve  $v_{tri1}$  é expressa por (7.51).

$$v_{tri1} = -V_{trip} + \frac{4V_{trip}}{T_s}t \quad (7.51)$$

Ainda por inspeção gráfica, nota-se que em  $t = \Delta t_1 + \Delta t_2$ , o sinal portador tem valor dado por  $v_{tri1} = v_{cont}$ . Portanto, escreve-se (7.52).

$$v_{cont} = -V_{trip} + \frac{4V_{trip}}{T_s}(\Delta t_1 + \Delta t_2) \quad (7.52)$$

Aludindo-se à Figura 7.8, obtém-se a igualdade apresentada em (7.53) que, quando substituída em (7.52), após manipulação matemática e aplicação da transformada de Laplace, conduz a (7.54).

$$\Delta t_1 + \Delta t_2 = \frac{(1-\delta)T_s}{4} + \frac{\delta T_s}{2} = \frac{(1+\delta)T_s}{4} \quad (7.53)$$

$$PWM = \frac{\delta(s)}{v_{cont}(s)} = \frac{1}{V_{trip}} \quad (7.54)$$

### 7.6.1.3 Projeto do compensador da malha para controle da corrente de saída

O projeto do compensador será realizado empregando-se o método de resposta em frequência, de acordo com os procedimentos descritos na subseção 6.5.2.4 e detalhados no Apêndice F.

Adotando-se novamente o compensador PI e estabelecendo-se a margem de fase e a frequência de cruzamento do sistema após a compensação em  $M_\phi=60^\circ$  em  $f_c=4$  kHz ( $\omega_c=25,1$  krad/s), respectivamente, encontra-se:

$$k_{ci} = 4,1 \quad (7.55)$$

$$\omega_{zi} = 14,5 \text{ krad/s} \quad (7.56)$$

$$C_i(s) = \frac{4,1(s + 14,5 \cdot 10^3)}{s} \quad (7.57)$$

A comprovação de que o compensador projetado para esta malha de controle responde adequadamente, é evidenciada através do traçado do diagrama de Bode do sistema, após a compensação, tal como ilustra a Figura 7.25.

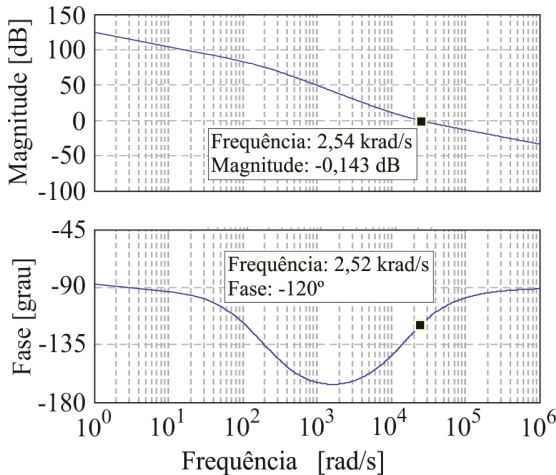


Figura 7.25 – Diagrama de Bode da malha de controle da corrente de saída do conversor cc-ca após a compensação.

Findado o projeto do compensador da malha de corrente, parte-se para análise da estratégia de controle da tensão do barramento cc.

## 7.6.2 Estratégia para controle da tensão do barramento cc

Apesar de o modelo para controle da corrente de saída ter sido obtido a partir da consideração de que a tensão de barramento cc fosse constante, na prática existe a necessidade de controlá-la ativamente, visando evitar variações causadas por oscilações de potência.

A realização do controle da tensão do barramento cc parte da premissa de que o balanço de potência é sempre satisfeito, isto é:

$$V_{cc} I_{cc} = \frac{V_{sp} I_{sp}}{2} \Rightarrow V_{cc} = \frac{V_{sp} I_{sp}}{2 I_{cc}} \quad (7.58)$$

Da análise de (7.58) nota-se que para  $V_{cc}$  se manter constante, o valor de pico da corrente  $I_{sp}$  injetada na rede deve ser tão maior quanto maior for a corrente  $I_{cc}$  gerada pelas fontes renováveis, tendo-se em vista que  $V_{sp}$  representa o valor de pico da tensão da rede elétrica, o qual se presume ser constante. Em outras palavras, a variável de controle da tensão do barramento cc é o valor de pico da corrente de saída. Nota-se que, mantendo-se  $I_{cc}$  constante, quando  $I_{sp}$  se eleva, há um acréscimo na potência drenada do barramento cc e, portanto, sua tensão se reduz. Por outro lado, quando  $I_{sp}$  diminui, a potência drenada decresce e a tensão se eleva.

Mediante o exposto, na estratégia utilizada para controlar a tensão do barramento cc, o erro de tensão, obtido pela diferença entre o valor medido e a referência de tensão, é empregado como fator de multiplicação da referência de corrente, definindo seu valor de pico, conforme retrata a Figura 7.26, cujo diagrama de blocos é apresentado na Figura 7.27.

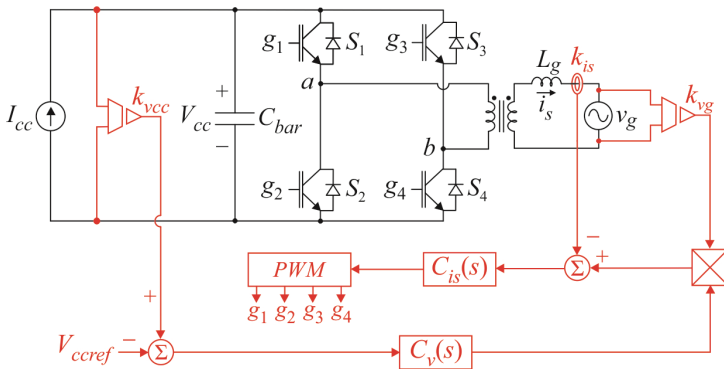


Figura 7.26 - Estágio de potência contemplando as malhas para controle da corrente de saída e tensão do barramento cc.

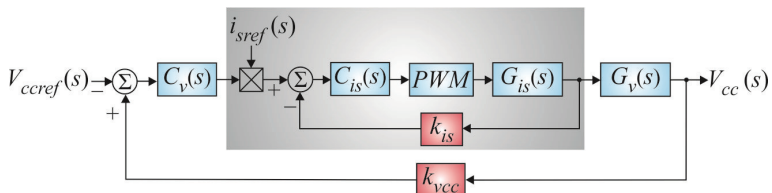


Figura 7.27: Diagrama de blocos para controle da tensão do barramento cc.

Perante a redução do diagrama de blocos, a obtenção do compensador  $C_v(s)$  torna-se simplificada. Assim sendo, escrevendo-se a função de transferência de malha fechada referente à região sombreada, encontra-se (7.59).

$$FTMF_i(s) = \frac{PWM \cdot G_{is}(s) \cdot C_{is}(s)}{1 + PWM \cdot G_{is}(s) \cdot C_{is}(s) \cdot k_{is}} \quad (7.59)$$

Analogamente ao procedimento apresentado na subseção 6.5.3, em virtude das malhas de tensão e de corrente terem sido projetadas para serem desacopladas, a influência dinâmica da malha de corrente sobre a tensão do barramento cc pode ser negligenciada. Esse fato é evidenciado ao substituírem-se as respectivas funções de transferência referentes a  $G_{is}(s)$ ,  $C_{is}(s)$  e  $PWM$  em (7.59) e fazer, posteriormente,  $s=j\omega \rightarrow 0$ , de maneira a obter (7.60).

$$FTMF_i(s \rightarrow 0) = \frac{1}{k_{is}} \quad (7.60)$$

Como resultado, encontra-se o diagrama de blocos presente na Figura 7.28, de onde se verifica que a determinação do modelo da planta  $G_v(s)$  para controle da tensão é o último passo que antecede o projeto do compensador  $C_v(s)$ .

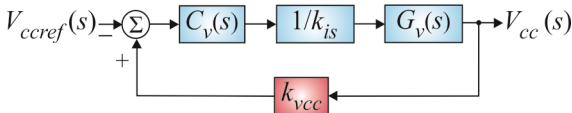


Figura 7.28: Diagrama de blocos simplificado para controle da tensão do barramento cc.

### 7.6.2.1 Obtenção do modelo da planta para controle da tensão do barramento cc

Conforme outrora mencionado, a tensão do barramento cc será regulada através do controle do valor de pico da corrente injetada na rede, desse modo, a função de transferência que se busca é dada por (7.61).

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_{cc}(s)}{\hat{i}_{sp}(s)} \quad (7.61)$$

Inicialmente, supondo-se que o conversor opera com rendimento unitário, pode-se escrever (7.62).

$$P_{in} = P_o \rightarrow I_{in} v_{cc} = \frac{V_{sp} i_{sp}}{2} \quad (7.62)$$



Considerando-se a notação adotada na Figura 7.29, pode-se escrever (7.63), cuja substituição em (7.62) conduz a (7.64).

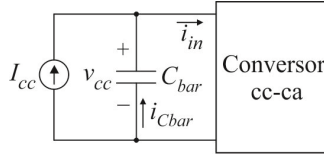


Figura 7.29 – Estágio de entrada do conversor cc-ca com indicação dos sentidos adotados para circulação das correntes.

$$i_{in} = I_{cc} + i_{Cbar} \quad (7.63)$$

$$(I_{cc} + i_{Cbar})v_{cc} = \frac{V_{sp}i_{sp}}{2} \quad (7.64)$$

Distribuindo-se os termos e reorganizando (7.64), obtém-se (7.65).

$$\frac{dv_{cc}}{dt} + \frac{I_{cc}}{C_{bar}} = \frac{V_{sp}i_{sp}}{2C_{bar}v_{cc}} \quad (7.65)$$

Novamente, a fim de aplicar a transformada de Laplace em (7.65), recorre-se à prévia linearização, realizada mediante o emprego de (7.66) e (7.67), resultando em (7.68).

$$v_{cc} = V_{cc} + \hat{v}_{cc} \quad (7.66)$$

$$i_{sp} = I_{sp} + \hat{i}_{sp} \quad (7.67)$$

$$\frac{d}{dt}[V_{cc} + \hat{v}_{cc}] + \frac{I_{cc}}{C_{bar}} = \frac{V_{sp}(i_{sp} + \hat{i}_{sp})}{2C_{bar}(V_{cc} + \hat{v}_{cc})} \quad (7.68)$$

A partir da manipulação matemática de (7.68), encontra-se (7.69), que descreve o ponto de operação do sistema e corrobora (7.58), e (7.70), que o caracteriza dinamicamente.

$$I_{cc} = \frac{V_{sp}I_{sp}}{2V_{cc}} \quad (7.69)$$

$$2C_{bar}V_{cc} \frac{d\hat{v}_{cc}}{dt} + 2\hat{v}_{cc}I_{cc} = V_{sp}\hat{i}_{sp} \quad (7.70)$$

Mediante o exposto, a substituição de (7.69) em (7.70), e posterior aplicação da transformada de Laplace no resultado obtido, permite escrever (7.71), finalizando os procedimentos para obtenção do modelo da planta para controle da tensão do barramento cc.

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_{cc}(s)}{\hat{i}_{sp}(s)} = \frac{V_{cc}V_{sp}}{2C_{bar}V_{cc}^2s + V_{sp}I_{sp}} \quad (7.71)$$

### 7.6.2.2 Projeto do compensador da malha de controle da tensão do barramento cc

O projeto do compensador de tensão será realizado de acordo com o critério de alocação de polos e zeros, seguindo os mesmos procedimentos adotados no item 6.5.3.3. Cabe enfatizar que a escolha por tal procedimento advém da necessidade de maior filtragem das componentes de alta frequência, alcançada a partir da adição de um segundo polo no compensador PI, resultando na configuração PI com filtro, cuja forma padrão é expressa por (7.72).

$$C_v(s) = k_{cv} \frac{(s + \omega_{zv})}{s(s + \omega_{pv})} \quad (7.72)$$

De acordo com o critério de alocação de polos e zeros, a frequência de cruzamento deve ser posicionada na região de faixa plana do compensador, ou seja, entre  $\omega_{zv}$  e  $\omega_{pv}$ , de modo a garantir a estabilidade do sistema. Logo, analisando as curvas de resposta em frequência apresentadas no Apêndice F, arbitrou-se:

$$\begin{aligned} \omega_{zv} &= 0,22 \text{ rad/s} \\ \omega_{pv} &= 31,5 \text{ rad/s} \\ \omega_c &= 0,37 \text{ rad/s} \end{aligned} \quad (7.73)$$

Sendo a função de transferência de laço aberto do sistema compensado descrita por (7.74), é possível, fazendo-se  $s=j\omega$  e empregando-se a condição de pertinência de módulo, expressa por (7.75), encontrar o ganho do compensador, conforme (7.76).

$$FTLA_{C_v}(s) = C_v(s)FTLA_{NC_v}(s) \quad (7.74)$$

$$\left| FTLA_{C_v}(j\omega) \right|_{\omega=\omega_c} = 1 \quad (7.75)$$

$$k_{cv} = \frac{\omega_c \sqrt{\omega_c^2 + \omega_{pv}^2}}{\left| FTLA_{C_v}(j\omega_c) \right| \sqrt{\omega_c^2 + \omega_{zv}^2}} \quad (7.76)$$

Em que:

$$FTLA_{NCv}(s) = \frac{G_v(s)k_{vcc}}{k_{is}} \quad (7.77)$$

A forma final do compensador, dessa maneira, é expressa de acordo com (7.78).

$$C_v(s) = 6920 \frac{(s + 0,22)}{s(s + 31,5)} \quad (7.78)$$

Visando comprovar que a função de transferência de laço aberto compensado atende às especificações de projeto, apresenta-se, na Figura 7.30, seu respectivo diagrama de Bode. Percebe-se, a partir da análise gráfica, que a frequência de cruzamento ficou alocada em  $\omega_c=0,37$  rad/s, coincidindo com o valor estipulado em projeto. Além disso, a margem de fase estabeleceu-se em torno de  $M_\phi=58^\circ$ , assegurando a estabilidade do sistema.

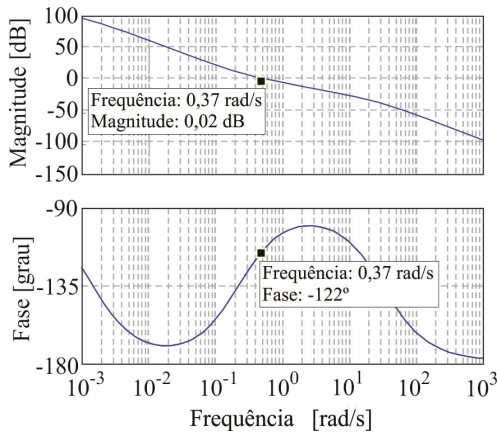


Figura 7.30 - Diagrama de Bode da malha de controle da tensão, após a compensação.

Cabe ressaltar que, além da resposta naturalmente lenta relacionada à malha de controle da tensão, a inserção do banco de supercapacitores diretamente no barramento cc confere outras características ao sistema, das quais se citam:

- Contribuição com a estabilidade, devido à resposta dinâmica superamortecida;
- Ondulação de tensão no barramento cc (120 Hz) praticamente nula em regime permanente, evitando possíveis distorções da corrente injetada na rede;

- Necessidade de uma estratégia de carga e descarga, garantindo a vida útil do banco e segurança do usuário;
- Tempo de pré-carga elevado.

### 7.6.3 Estratégia para controle do valor médio da corrente no enrolamento primário do transformador de conexão com a rede elétrica

Nesta subseção descrevem-se os procedimentos adotados para projeto do compensador empregado na malha de controle do valor médio da corrente do enrolamento primário do transformador que, quando existente, pode levá-lo à saturação, implicando na atuação da proteção de sobrecorrente do sistema. De forma geral, são duas as principais causas que podem ocasionar o surgimento de corrente contínua no enrolamento primário:

- Diferenças paramétricas que levam a discrepâncias entre os tempos de condução e bloqueio dos interruptores, que permanecem em condução por mais tempo em um dos semiciclos;
- Ação integradora do compensador de corrente, capaz de adicionar valor médio na referência de corrente em regime transitório, mas incapaz de compensá-lo em regime permanente, haja vista a localização do sensor de corrente no enrolamento secundário.

A técnica comumente utilizada para esta finalidade consiste na adição de um capacitor de desacoplamento, que bloqueia a componente contínua em regime permanente. Contudo, esse capacitor deve ser especificado para suportar toda a corrente eficaz processada pelo conversor, apresentando, destarte, custo e volume elevados.

Alternativamente, pode-se adotar a inclusão de uma malha de controle auxiliar [130, 131], responsável pela anulação do nível médio da corrente no enrolamento primário e cujo princípio de operação pode ser compreendido da seguinte maneira: a corrente que circula pelo enrolamento primário  $i_p$  é lida através de um sensor de corrente com ganho  $k_{ip}$  e aplicada a um filtro passa-baixa  $FPB(s)$ . Como resultado, tem-se o valor médio da corrente primária  $I_{pmed}$  que, após ser comparada com a referência (zero) e devidamente compensada, é somada à referência da corrente injetada na rede. Em outras palavras, a malha auxiliar mostra ao sensor de corrente alocado no enrolamento secundário, o valor médio da corrente no

enrolamento primário, haja vista que o transformador, em regime permanente, o impede de ser lido.

A Figura 7.31 ilustra o estágio de potência do conversor, com as três malhas implementadas simultaneamente, a partir das quais é possível obter o diagrama de blocos equivalente, conforme detalhado na Figura 7.32.

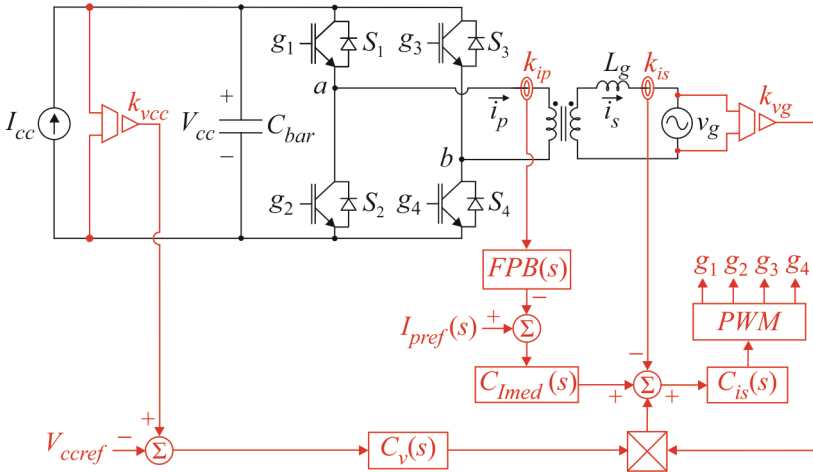


Figura 7.31: Inserção da malha para controle do valor médio da corrente no enrolamento primário do transformador.

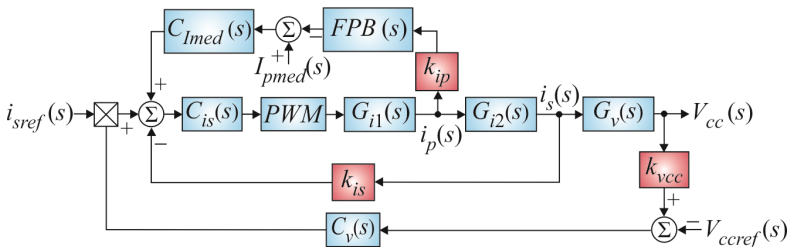


Figura 7.32: Diagrama de blocos do sistema incluindo as três malhas de controle que compõem o sistema.

Considerando-se que a malha de corrente média será projetada para ser suficientemente rápida, em relação à malha de tensão, ambas podem ser desacopladas dinamicamente. Essa hipótese, válida devido à presença do banco de supercapacitores no barramento cc, permite desconsiderar o efeito da dinâmica imposta pela malha de tensão sobre a de corrente média e, assim, reorganizar o diagrama de blocos da Figura 7.32 de acordo com o apresentado na Figura 7.33.

Novamente, pode-se simplificar o diagrama resultante, escrevendo-se a equação de malha fechada descrita por (7.79) e evidenciada pela região sombreada, fato que conduz à Figura 7.34.

$$FTMF_{I_{med}}(s) = \frac{C_{is}(s) \cdot PWM \cdot G_{i1}(s)}{1 + k_{is} \cdot C_{is}(s) \cdot PWM \cdot G_{i1}(s) \cdot G_{i2}(s)} \quad (7.79)$$

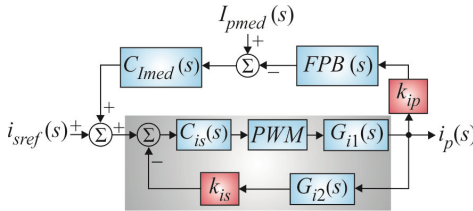


Figura 7.33: Diagrama de blocos modificado contemplando as malhas para controle da corrente instantânea de saída e corrente primária média.

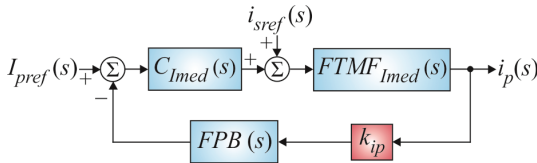


Figura 7.34: Diagrama de blocos simplificado.

Por fim, partindo-se do princípio de que  $i_{sref}(s)$  pode ser vista como uma perturbação para o sistema, encontra-se a forma final do diagrama de blocos voltado ao projeto do compensador da malha de controle do valor médio da corrente no enrolamento primário, ilustrado na Figura 7.35.

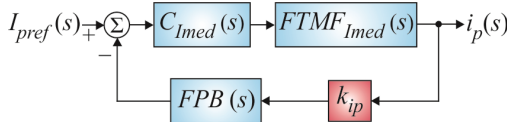


Figura 7.35: Diagrama de blocos final proposto ao controle da corrente média do enrolamento primário do transformador.

Para realizar o projeto do compensador  $C_{I_{med}}(s)$ , torna-se necessário, de antemão, definir o bloco que representa o filtro passa-baixa. Novamente, empregar-se-á a topologia *Sallen-Key*, previamente descrita na subseção 6.5.2.3 e caracterizada matematicamente por (7.80). Nesse caso, adotou-se  $\zeta=0,707$  e  $f_c=1$  Hz ( $\omega_c=6,28$  rad/s).

$$FPB(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\zeta\omega_c s + \omega_c^2} \quad (7.80)$$

**7.6.3.1 Projeto do compensador da malha para controle do valor médio da corrente no enrolamento primário do transformador**

Nesta malha de controle, adotar-se-á um compensador do tipo proporcional, cuja forma matemática é descrita por (7.81). Tal escolha está embasada no fato de a função de transferência de laço aberto não compensado apresentar um polo na origem, garantindo erro nulo ao degrau.

$$C_{imed}(s) = k_{cimed} \tag{7.81}$$

O projeto do controlador no domínio da frequência parte do conhecimento da função de transferência de laço aberto compensado, expressa por (7.82).

$$FTLA_{imed}(s) = C_{imed}(s) \cdot FTMF_{imed}(s) \cdot FPB(s) \cdot k_{ip} \tag{7.82}$$

Sabendo-se que na frequência de cruzamento  $\omega_c$ , o módulo de  $FTLA_{imed}(s)$  é unitário, escreve-se:

$$k_{cimed} = \frac{1}{k_{ip} |FTMF_{imed}(\omega_c)| |FPB(\omega_c)|} \tag{7.83}$$

Mediante o projeto detalhado, abordado no Apêndice F, a partir do qual se definiu a frequência de cruzamento do sistema após a compensação em  $f_c=1,5$  Hz ( $\omega_c=9,42$  rad/s), encontra-se (7.84).

$$C_{imed}(s) = k_{cimed} = 2,5 \tag{7.84}$$

O diagrama de Bode do sistema compensado, para validação dos procedimentos de projeto, é ilustrado a Figura 7.36.

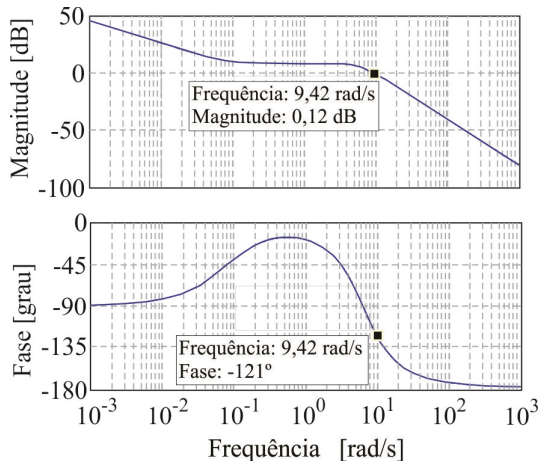


Figura 7.36 - Diagrama de Bode da malha de controle do valor médio da corrente do enrolamento primário do transformador de conexão com a rede elétrica.

### 7.7 Resultados de simulação

A validação da estratégia de controle do conversor cc-ca será realizada através da simulação do sistema contendo as três malhas de controle.

Intentando-se reduzir os esforços computacionais durante as simulações, a exemplo do que vem sendo adotado ao longo de todo o trabalho, o modelo comutado do conversor será substituído por seu modelo equivalente médio, cuja dedução é detalhada em [91], resultando na representação da Figura 7.37 e nas equações (7.85) e (7.86).

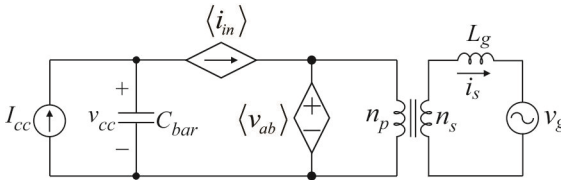


Figura 7.37– Modelo médio de grandes sinais do conversor cc-ca.

$$\langle i_{in} \rangle = \frac{n_s}{n_p} \delta i_s \tag{7.85}$$

$$\langle v_{ab} \rangle = \delta v_{cc} \tag{7.86}$$

O circuito de simulação, desenvolvido através do emprego do programa PSIM 9, é ilustrado na Figura 7.38.

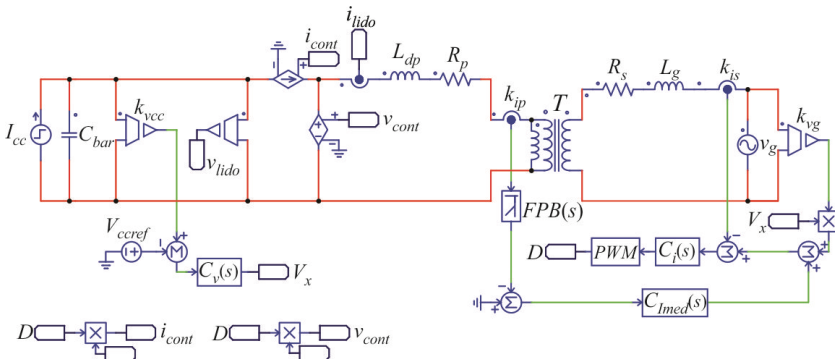


Figura 7.38 – Circuito empregado para simulação e validação da estratégia aplicada ao controle do conversor cc-ca.

Na Figura 7.39 ilustram-se os resultados provenientes da simulação, de onde se percebe a dinâmica causada na corrente injetada na rede devido às variações da potência gerada pelas fontes renováveis, nesse contexto



representada pela fonte de corrente  $I_{cc}$ . Observa-se ainda, em maior detalhe, a tensão (escalonada) e a corrente na rede, permitindo verificar formas de ondas senoidais (baixa THD) e com defasagem relativa nula, implicando em elevado fator de potência e validando a estratégia de controle adotada.

Adicionalmente, os resultados de simulação mostram que a tensão do barramento cc mantém-se inalterada durante as oscilações de potência e que o valor médio da corrente primária é devidamente compensado, tendendo assintoticamente a zero.

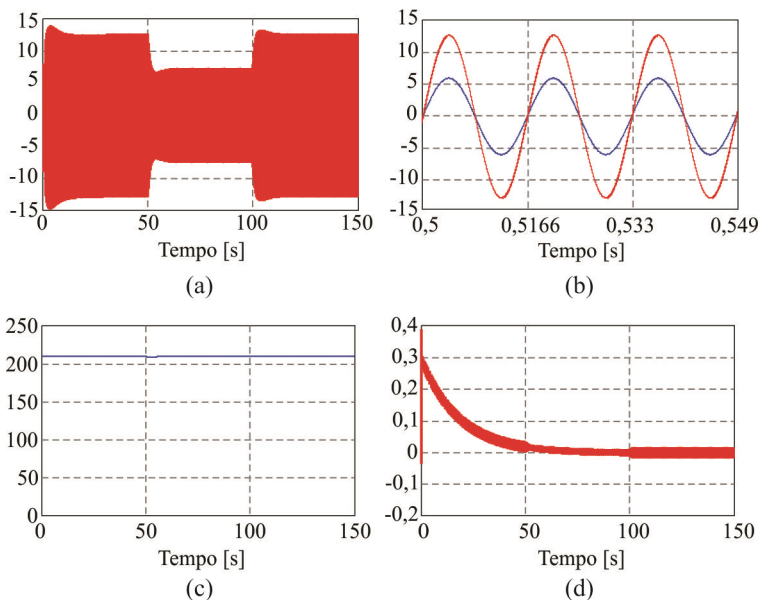


Figura 7.39 – Resultados de simulação para validação das estratégias de controle aplicadas ao conversor cc-ca: (a) corrente injetada na rede; (b) detalhe da tensão na rede e corrente injetada na rede; (c) tensão do barramento cc; (d) valor médio da corrente no enrolamento primário do transformador de conexão com a rede elétrica.

Os resultados de simulação apresentados têm o intuito apenas de validar o princípio de operação do conversor e as estratégias de controle utilizadas. Uma análise mais aprofundada, contudo, será retomada no capítulo referente à apresentação dos resultados experimentais.

## 7.8 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os procedimentos para projeto, dimensionamento e controle do conversor cc-ca, responsável pela interface entre o barramento cc e a rede elétrica. Foram apresentados os modelos

requeridos para projeto das três malhas dinamicamente desacopladas, voltadas ao controle da tensão do barramento cc, da corrente injetada na rede e do nível médio da corrente no enrolamento primário do transformador.

Constatou-se que é possível controlar o conversor de maneira a obter em sua saída corrente com baixo fator de distorção harmônica e em fase com a tensão da rede elétrica e manter o barramento cc regulado no valor de projeto.

## INTRODUÇÃO À ANÁLISE DA ESTABILIDADE DA MICRORREDE APÓS A INTEGRAÇÃO DOS ESTÁGIOS DE PROCESSAMENTO DE ENERGIA

Este capítulo tem por intuito introduzir os conceitos referentes à análise da estabilidade do sistema após integração dos estágios de processamento de energia, considerando-se a operação do sistema em ambos os modos: interligado à rede e isolado.

### 8.1 Introdução

Atualmente, a obtenção de sistemas complexos através da interligação de subsistemas simples vem se tornando cada vez mais comum, principalmente em aplicações envolvendo microrredes, em que distintas fontes e estágios de processamento são usualmente integrados. Evidentemente, um dos problemas associados a tais sistemas refere-se à degradação da estabilidade após a integração, mesmo nos casos em que, isoladamente, cada um dos subsistemas seja estável.

Na literatura, diversos trabalhos voltados à análise da estabilidade de sistemas de geração obtidos a partir da integração de distintas fontes vêm sendo publicados [132-137], embora baseados quase que unanimemente na proposta apresentada por Middlebrook [138], em 1976. Nessa proposta, o estudo da estabilidade é realizado a partir da relação entre as impedâncias de entrada  $z_i$  e de saída  $z_o$  de cada subsistema, empregando-se, para tanto, técnicas de resposta em frequência.

Ressalta-se que, quando comparado a outras ferramentas, o critério das impedâncias de Middlebrook apresenta grande vantagem, haja vista que a análise é realizada com base nas características de cada subsistema individual e, conseqüentemente, os esforços tornam-se menores. De forma geral, a aplicação do critério das impedâncias é realizada em duas etapas:

- 1ª etapa – análise dos subsistemas: as impedâncias de entrada e de saída dos subsistemas devem ser obtidas. Enfatiza-se que quando conversores estáticos são utilizados para processamento de energia, suas impedâncias devem ser definidas através de modelos médios para pequenos sinais, por serem lineares;

- 2ª etapa – análise do sistema: através da prévia determinação das impedâncias referentes aos subsistemas individuais, avalia-se a estabilidade do sistema como um todo.

## 8.2 Análise de estabilidade

Para iniciar a análise da estabilidade, considerar-se-ão, inicialmente, os dois sistemas literais apresentados na Figura 8.1, sendo  $G_1(s)$  a função de transferência que relaciona a saída  $Y_1(s)$  com a entrada  $X_1(s)$  do subsistema 1 e  $G_2(s)$  a função de transferência que relaciona a saída  $Y_2(s)$  com a entrada  $X_2(s)$  do subsistema 2, conforme expressam (8.1) e (8.2), respectivamente.

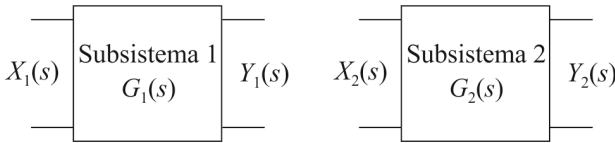


Figura 8.1 – Subsistemas literais isolados entre si.

$$G_1(s) = \frac{Y_1(s)}{X_1(s)} \quad (8.1)$$

$$G_2(s) = \frac{Y_2(s)}{X_2(s)} \quad (8.2)$$

De acordo com o critério das impedâncias, quando ambos os sistemas são cascateados, a função de transferência que relaciona a saída  $Y_2(s)$  com a entrada  $X_1(s)$  passa a ser definida por (8.3), em que  $z_o$  representa a impedância de saída do subsistema 1 e  $z_i$  a impedância de entrada do subsistema 2, tal qual ilustra a Figura 8.2.

$$G(s) = \frac{Y_2(s)}{X_1(s)} = \frac{G_1(s)G_2(s)}{1 + \frac{z_o}{z_i}} \quad (8.3)$$

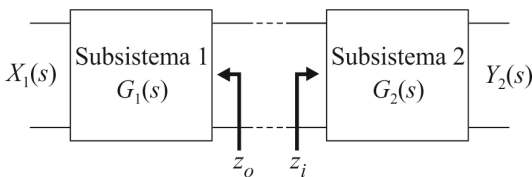


Figura 8.2 – Interligação dos subsistemas com indicação das referidas impedâncias de entrada e de saída.

Percebe-se que nos casos em que  $|z_i| \gg |z_o|$ , a relação  $z_o/z_i$  tende a zero e o efeito da impedância  $z_i$  sobre  $z_o$  torna-se desprezível. Logo, (8.3) pode ser reescrita por (8.4) e a estabilidade do sistema após a integração dependerá exclusivamente da estabilidade dos subsistemas isoladamente.

$$G(s) = \frac{Y_2(s)}{X_1(s)} = G_1(s)G_2(s) \quad (8.4)$$

Considerando-se a aplicação da análise da estabilidade em sistemas de geração distribuída, torna-se impraticável assegurar que a condição  $|z_i| \gg |z_o|$  seja estabelecida em todo o espectro de frequência, sem que outras especificações sejam deterioradas. Assim sendo, podem ocorrer situações em que  $|z_o| > |z_i|$ , implicando na interação entre as unidades, sejam de geração ou carga. Nesses casos, o critério de Nyquist deve ser aplicado à malha de ganho  $T_m$ , definida em (8.5), permitindo analisar a estabilidade do sistema [132].

$$T_m = \frac{z_o}{z_i} \quad (8.5)$$

Evidentemente, tal análise somente pode ser realizada após a definição das respectivas impedâncias de entrada e de saída, vistas do ponto de conexão. Contudo, em sistema com múltiplos estágios, tais impedâncias são expressas pela combinação das impedâncias de cada um dos estágios individualmente, sendo a forma de interligação dos conversores, a estratégia de controle adotada, ou mesmo o modo de operação do sistema, fatores que impactam em seus valores.

Na Figura 8.3 é apresentado o diagrama de blocos simplificado, a partir do qual é possível identificar as impedâncias vistas a partir dos terminais de cada um dos estágios de processamento de energia. Em [139-141] é demonstrado matematicamente que as impedâncias equivalentes do subsistema de alimentação  $z_o$  e do subsistema de carga  $z_i$ , são obtidas através da associação em paralelo das respectivas impedâncias de cada um dos subsistemas, possibilitando escrever (8.6) e (8.7).

$$z_o = \frac{1}{\frac{1}{z_{o1}} + \frac{1}{z_{o2}} + \frac{1}{z_{o3}} + \frac{1}{z_{Cbar}}} \quad (8.6)$$

$$z_i = \frac{z_{i1}z_{i2}}{z_{i1} + z_{i2}} \quad (8.7)$$

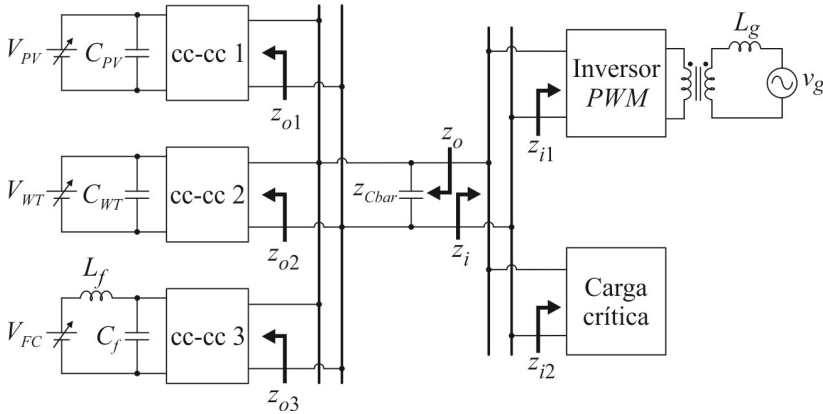


Figura 8.3 – Sistema proposto com indicação das impedâncias de entrada e de saída de cada estágio de processamento de energia.

Neste sistema  $z_{o1}$ ,  $z_{o2}$  e  $z_{o3}$  representam, respectivamente, as impedâncias vistas dos terminais dos conversores cc-cc destinados ao processamento da energia proveniente das fontes renováveis,  $z_{Cbar}$  refere-se a impedância do banco supercapacitivo e  $z_o$  à impedância total de saída. Adicionalmente  $z_{i1}$  retrata a impedância medida a partir dos terminais do conversor cc-ca,  $z_{i2}$  a impedância relacionada à carga crítica e  $z_i$  a impedância total de entrada.

De maneira a sistematizar a análise da estabilidade, optou-se por dividi-la em duas partes, concernentes à operação do sistema nos modos interligado à rede e isolado, haja vista o emprego de diferentes estratégias de controle em cada caso.

### 8.2.1 Análise da estabilidade do sistema no modo de operação interligado à rede elétrica

As condições inerentes à operação do sistema no modo interligado à rede elétrica são:

- Os geradores fotovoltaico e eólico operam no *MPP*;
- O estágio de processamento de energia proveniente da célula a combustível é mantido desativado;
- O conversor cc-ca atua absorvendo a energia excedente ou complementando a geração.

Partindo-se do exposto, como resultado, obtém-se a composição ilustrada na Figura 8.4.

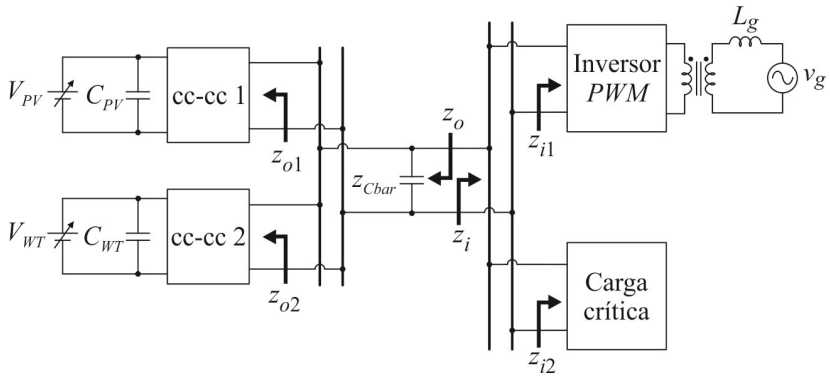


Figura 8.4 – Circuito equivalente para análise da estabilidade do sistema em operação no modo conectado à rede elétrica.

A seguir apresentam-se os procedimentos para determinar as impedâncias dos subsistemas de alimentação e carga.

### 8.2.1.1 Determinação da impedância de saída $z_{o1}$ do conversor Boost

Para determinar a impedância de saída vista dos terminais do conversor *Boost*, considerar-se-á seu modelo médio de grandes sinais, ilustrado na Figura 8.5 [91], cujos elementos semicondutores são substituídos por fontes controladas expressas em termos dos valores médios das grandezas, sendo calculados em um período de comutação, de acordo com (8.8).

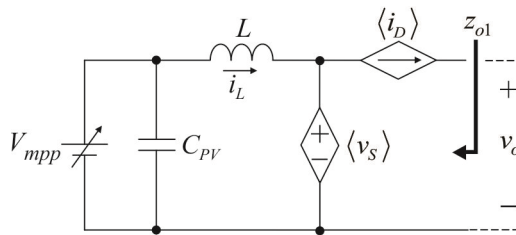


Figura 8.5 – Modelo médio para grandes sinais do conversor *Boost* visto a partir de sua saída.

$$\begin{aligned} \langle v_S \rangle &= (1 - \delta_{PV}) v_o \\ \langle i_D \rangle &= (1 - \delta_{PV}) i_L \end{aligned} \quad (8.8)$$

Visando-se obter o modelo de pequenos sinais, para posterior aplicação da transformada de Laplace, procede-se à linearização das equações apresentadas em (8.8), resultando em (8.9) e (8.10), sendo que

$\Delta_{PV}$ ,  $I_L$ ,  $V_o$  referem-se às grandezas no ponto de operação, enquanto  $\hat{\delta}_{PV}$ ,  $\hat{i}_L$  e  $\hat{v}_o$  às perturbações em torno desse ponto. Ademais, os termos de segunda ordem, obtidos pelo produto de perturbações, foram desprezados.

$$\langle V_S + \hat{v}_S \rangle = (1 - \Delta_{PV} - \hat{\delta}_{PV})(V_o + \hat{v}_o)$$

$$\langle V_S + \hat{v}_S \rangle = \underbrace{V_o(1 - \Delta_{PV})}_{\text{Termos cc}} + \underbrace{\hat{v}_o(1 - \Delta_{PV}) - V_o\hat{\delta}_{PV}}_{\text{Termos ca}} \quad (8.9)$$

$$\langle I_D + \hat{i}_D \rangle = (1 - \Delta_{PV} - \hat{\delta}_{PV})(I_L + \hat{i}_L)$$

$$\langle I_D + \hat{i}_D \rangle = \underbrace{I_L(1 - \Delta_{PV})}_{\text{Termos cc}} + \underbrace{\hat{i}_L(1 - \Delta_{PV}) - I_L\hat{\delta}_{PV}}_{\text{Termos ca}} \quad (8.10)$$

Buscando-se apenas as parcelas alternadas de (8.9) e (8.10), associadas ao comportamento dinâmico do conversor, escreve-se:

$$\langle \hat{v}_S \rangle = \hat{v}_o(1 - \Delta_{PV}) - V_o\hat{\delta}_{PV} \quad (8.11)$$

$$\langle \hat{i}_D \rangle = \hat{i}_L(1 - \Delta_{PV}) - I_L\hat{\delta}_{PV} \quad (8.12)$$

Perante (8.11) e (8.12) nota-se que  $\langle \hat{v}_S \rangle$  e  $\langle \hat{i}_D \rangle$  dependem de  $\hat{i}_L$ ,  $\hat{v}_o$  e  $\hat{\delta}_{PV}$ . Contudo, considerando-se que o conversor trabalha no *MPP*, não haverá mudanças no ponto de operação de razão cíclica a menos que variações de temperatura na superfície do arranjo sejam percebidas, conforme demonstrado no Capítulo 4. Partindo-se do pressuposto, pois, que a superfície do arranjo tenha alcançado regime térmico, a razão cíclica de operação para que a máxima potência se estabeleça torna-se constante, permitindo escrever (8.13).

$$\hat{\delta}_{PV} = \hat{\delta}_{mp}(T) = 0 \quad (8.13)$$

Como resultado, (8.11) e (8.12) podem ser simplificadas e reescritas conforme (8.14) e (8.15).

$$\langle \hat{v}_S \rangle = \hat{v}_o(1 - \Delta_{PV}) \quad (8.14)$$

$$\langle \hat{i}_D \rangle = \hat{i}_L(1 - \Delta_{PV}) \quad (8.15)$$

Mediante o exposto, pode-se migrar do modelo de grandes sinais da Figura 8.5 para o modelo de pequenos sinais referente ao conversor *Boost* operando como *MPPT*, ilustrado na Figura 8.6 (a). Enfatiza-se que o objetivo da presente análise consiste na determinação da impedância equivalente, de maneira que o conversor possa ser representado pela Figura 8.6 (b).



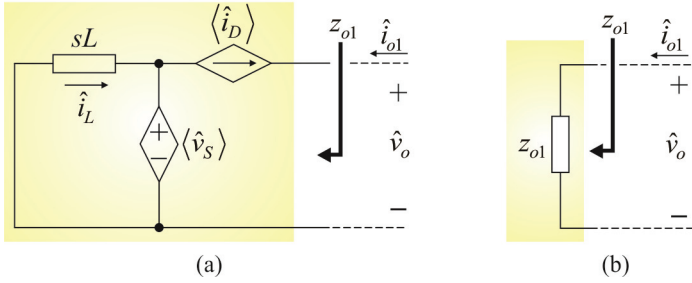


Figura 8.6 - Modelo médio para pequenos sinais relacionando perturbações na tensão de saída  $\hat{v}_o$  em função da corrente de saída  $\hat{i}_{o1}$ .

Para tanto, escrevendo-se as equações que regem o comportamento do circuito, encontram-se (8.16) e (8.17).

$$\hat{i}_L = -\frac{\langle \hat{v}_S \rangle}{sL} = -\frac{\hat{v}_o (1 - \Delta_{PV})}{sL} \quad (8.16)$$

$$\hat{i}_L = \frac{\langle \hat{i}_D \rangle}{(1 - \Delta_{PV})} = -\frac{\hat{i}_{o1}}{(1 - \Delta_{PV})} \quad (8.17)$$

Por fim, igualando-se (8.16) e (8.17), define-se (8.18), que representa a impedância de saída vista dos terminais do conversor *Boost*.

$$z_{o1} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_{o1}} = \frac{sL}{(1 - \Delta_{PV})^2} \quad (8.18)$$

### 8.2.1.2 Determinação da impedância de saída $z_{o2}$ do conversor *Boost* QTN

O procedimento para determinação da impedância equivalente de saída do conversor *Boost* QTN é similar ao recém apresentado, portanto, algumas etapas da análise serão suprimidas.

Inicialmente, busca-se o modelo médio de grandes sinais do referido conversor, ilustrado na Figura 8.7 [91], sendo as variáveis de controle expressas por (8.19), (8.20), (8.21) e (8.22).

$$\langle i_{D1} \rangle = i_{L1} (1 - \alpha \delta_2) + i_{L2} \delta_2 (1 - \alpha) \quad (8.19)$$

$$\langle i_{D2} \rangle = i_{L2} (1 - \delta_2) \quad (8.20)$$

$$\langle v_{S1} \rangle = v_{C01} (1 - \delta_2 \alpha) \quad (8.21)$$

$$\langle v_{S2} \rangle = (v_o - v_{C_{o1}})(1 - \delta_2) \quad (8.22)$$

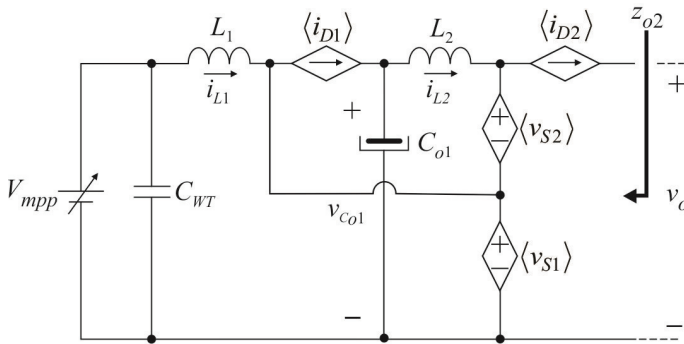


Figura 8.7 - Modelo médio para grandes sinais do conversor *Boost* QTN visto a partir de sua saída.

Aplicando-se as perturbações em torno do ponto de operação nas equações que descrevem o conversor e, em seguida, tomando-se apenas as variáveis alternadas, que o caracterizam dinamicamente, encontram-se (8.23), (8.24), (8.25) e (8.26), resultando na obtenção da Figura 8.8. Cabe reenfatizar que tais equações são obtidas considerando-se a premissa de que, uma vez estabelecida a operação do conversor no ponto de máxima potência, não haverá mudanças de razão cíclica, ou seja,  $\hat{\delta}_2 = 0$ .

$$\langle \hat{i}_{D1} \rangle = \hat{i}_{L1} (1 - \alpha \Delta_2) + \hat{i}_{L2} \Delta_2 (1 - \alpha) \quad (8.23)$$

$$\langle \hat{i}_{D2} \rangle = \hat{i}_{L2} (1 - \Delta_2) \quad (8.24)$$

$$\langle \hat{v}_{S1} \rangle = \hat{v}_{C_{o1}} (1 - \Delta_2 \alpha) \quad (8.25)$$

$$\langle \hat{v}_{S2} \rangle = (\hat{v}_o - \hat{v}_{C_{o1}})(1 - \Delta_2) \quad (8.26)$$

A fim de simplificar a análise, o circuito da Figura 8.8 pode ser reorganizado de acordo com a Figura 8.9, a partir da qual, respeitando-se os sentidos das correntes de malha, obtém-se (8.27), (8.28), (8.29) e (8.30).

$$-i_1 + i_2 = \langle \hat{i}_{D1} \rangle \quad (8.27)$$

$$i_4 = \langle \hat{i}_{D2} \rangle \quad (8.28)$$

$$(i_1 - i_3)sL_1 + \frac{i_1}{sC_{o1}} + i_2sL_2 + \langle \hat{v}_{S2} \rangle = 0 \quad (8.29)$$

$$(-i_1 + i_3)sL_1 + \langle \hat{v}_{S1} \rangle = 0 \quad (8.30)$$

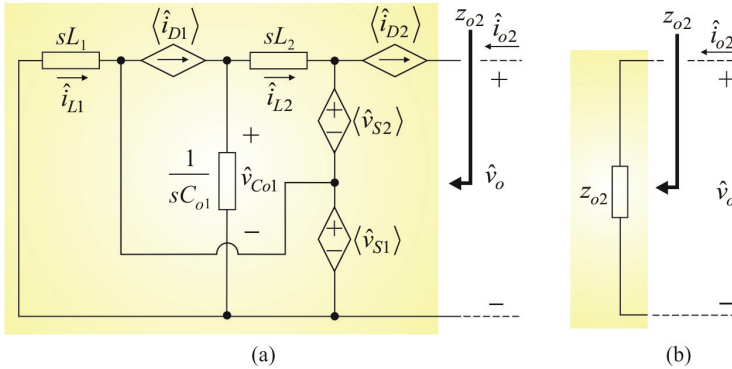


Figura 8.8 - Modelo médio para pequenos sinais do conversor *Boost* QTN relacionando perturbações na tensão de saída  $\hat{v}_o$  em função da corrente de saída  $\hat{i}_{o2}$ .

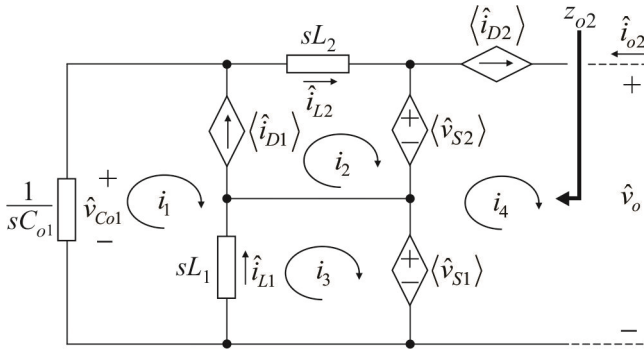


Figura 8.9 – Modelo médio para pequenos sinais do conversor *Boost* QTN com indicação das correntes de malha.

Ainda, por inspeção do circuito, é verificado que as seguintes relações são satisfeitas:

$$\hat{i}_{L1} = -i_1 + i_3 \tag{8.31}$$

$$\hat{i}_{L2} = i_2 \tag{8.32}$$

$$\hat{v}_{C01} = -\frac{i_1}{sC_{01}} \tag{8.33}$$

Assim, substituindo-se (8.31), (8.32) e (8.33) em (8.23), (8.24), (8.25) e (8.26), definem-se (8.34), (8.35), (8.36) e (8.37) que, por sua vez, ao serem substituídas em (8.27), (8.28), (8.29) e (8.30), permitem escrever a equação matricial apresentada em (8.38).

$$\langle \hat{i}_{D1} \rangle = -i_1 (1 - \alpha \Delta_2) + i_2 \Delta_2 (1 - \alpha) + i_3 (1 - \alpha \Delta_2) \quad (8.34)$$

$$\langle \hat{i}_{D2} \rangle = i_2 (1 - \Delta_2) \quad (8.35)$$

$$\langle \hat{v}_{S1} \rangle = -i_1 \frac{(1 - \Delta_2 \alpha)}{s C_{o1}} \quad (8.36)$$

$$\langle \hat{v}_{S2} \rangle = \frac{i_1}{s C_{o1}} (1 - \Delta_2) + \hat{v}_o (1 - \Delta_2) \quad (8.37)$$

$$[i] = [A]^{-1} [B] \hat{v}_o \quad (8.38)$$

Em que:

$$A = \begin{bmatrix} \alpha \Delta_2 & \Delta_2 (1 - \alpha) - 1 & 1 - \alpha \Delta_2 & 0 \\ 0 & -(1 - \Delta_2) & 0 & 1 \\ s^2 L_1 C_{o1} + 2 - \Delta_2 & s^2 C_{o1} L_2 & -s^2 C_{o1} L_1 & 0 \\ -[s^2 L_1 C_{o1} + (1 - \Delta_2 \alpha)] & 0 & s^2 C_{o1} L_1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -s C_{o1} (1 - \Delta_2) \\ 0 \end{bmatrix}$$

Resolvendo-se (8.38) numericamente, é possível determinar  $i_4$  e, por conseguinte,  $\hat{i}_{o2}$ , haja vista a igualdade  $\hat{i}_{o2} = -i_4$ . Desta maneira, a impedância equivalente de saída do conversor *Boost* QTN é expressa através de (8.39).

$$z_{o2} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_{o2}} = \frac{as^3 + bs}{cs^2 + d} \quad (8.39)$$

Sendo:

$$a = L_1 L_2 C_{o1}$$

$$b = L_1 \left[ (1 - \Delta_2)^2 + (1 + \alpha \Delta_2)^2 - (1 + 2\alpha \Delta_2^2) \right] + L_2 (1 - \alpha \Delta_2)$$

$$c = (1 - \Delta_2)^2 L_1 C_{o1}$$

$$d = (1 - \Delta_2)^2 (1 - \alpha \Delta_2)$$

**8.2.1.3 Determinação da impedância de saída  $z_{o3}$  do banco de supercapacitores**

Conforme é apresentado no Apêndice E, a capacitância associada ao banco de supercapacitores não é constante, sendo expressa em função da capacitância nominal  $C_0$  e da tensão  $v_o$  aplicada a seus terminais. Todavia, nessa análise, o efeito da variação da capacitância em função da tensão será desprezado, sendo o modelo do capacitor do barramento cc determinado pela Figura 8.10, a partir do qual se escreve (8.40).

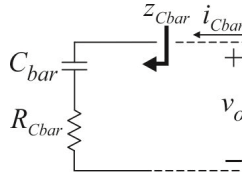


Figura 8.10 – Modelo médio para grandes sinais visto dos terminais do banco supercapacitivo.

$$v_o = i_{Cbar}R_{Cbar} + \frac{1}{C_{bar}} \int i_{Cbar} dt \tag{8.40}$$

Manipulando-se (8.40), perturbando-se as grandezas variantes no tempo a fim de obter o modelo linearizado e, por fim, aplicando-se a transformada de Laplace no resultado obtido, chega-se (8.41).

$$z_{Cbar} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_{Cbar}} = \frac{sR_{Cbar}C_{bar} + 1}{sC_{bar}} \tag{8.41}$$

**8.2.1.4 Determinação da impedância de entrada  $z_{i1}$  do conversor cc-ca**

O modelo médio de grandes sinais do conversor cc-ca empregado como interface entre o barramento cc e a rede elétrica é ilustrado na Figura 8.11 [91], enquanto as equações que o descrevem são representadas por (8.42) e (8.43), sendo  $N_T$  a relação de transformação.

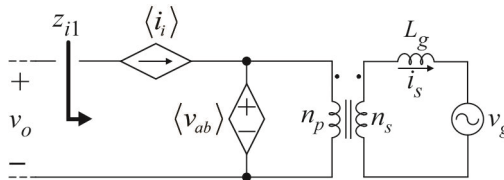


Figura 8.11 - Modelo médio para grandes sinais do inversor PWM.

$$\langle v_{ab} \rangle = \delta v_o \tag{8.42}$$

$$\langle \hat{i}_i \rangle = \frac{n_s}{n_p} \delta i_s = \frac{\delta}{N_T} i_s \tag{8.43}$$

Novamente, aplicando-se perturbações nas variáveis envolvidas e tomando-se os termos ca de primeira ordem, encontram-se (8.44) e (8.45).

$$\langle \hat{v}_{ab} \rangle = \Delta \hat{v}_o + \hat{\delta} V_o \tag{8.44}$$

$$\langle \hat{i}_i \rangle = \frac{\Delta}{N_T} \hat{i}_s + \frac{\hat{\delta}}{N_T} I_s \tag{8.45}$$

Considerando-se a tensão da rede elétrica constante do ponto de vista do período de comutação e referindo-se o indutor de saída para o lado primário, define-se o modelo médio de pequenos sinais do inversor *PWM* em malha aberta.

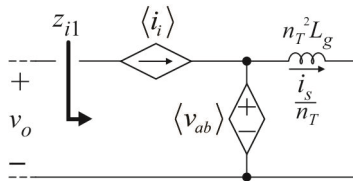


Figura 8.12 - Modelo médio para pequenos sinais do inversor *PWM*.

Através da inspeção do circuito, torna-se possível escrever (8.46).

$$\langle \hat{v}_{ab} \rangle = \Delta \hat{v}_o + \hat{\delta} V_o = N_T L_g \frac{d\hat{i}_s}{dt} \tag{8.46}$$

Cabe ressaltar que, nesse caso, devido à presença da malha fechada, a razão cíclica incremental  $\hat{\delta}$  passa a ser determinada em função do tipo de ação de controle. Os procedimentos que permitem defini-la matematicamente partem do diagrama de blocos apresentado na Figura 8.13, que ilustra a malha para controle da corrente injetada na rede elétrica.

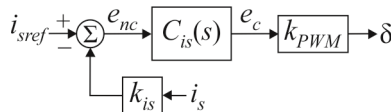


Figura 8.13 – Malha para controle da corrente de saída do conversor cc-ca.

Seguindo-se o fluxo de sinal no referido diagrama de blocos, e sabendo que  $C_{is}(s)$  consiste em um compensador proporcional-integral, pode-se escrever (8.47) e (8.48).

$$e_c = k_{ci} \left( e_{nc} + \omega_{zi} \int e_{nc} dt \right) \quad (8.47)$$

$$\delta = k_{PWM} k_{ci} \left[ (i_{sref} - k_{is} i_s) + \omega_{zi} \int (i_{sref} - k_{is} i_s) dt \right] \quad (8.48)$$

O processo de linearização de (8.48) parte do pressuposto de que a referência de corrente  $i_{sref}$  é constante. Embora esta condição não seja absolutamente verdadeira, haja vista que a referência de corrente surge como resultado da ação da malha de controle da tensão do barramento cc, pode ser tomada como hipótese válida, em virtude do desacoplamento entre as malhas de tensão e de corrente. Mediante o exposto, obtém-se (8.49).

$$\frac{d}{dt} \hat{\delta} = -k_{PWM} k_{ci} k_{is} \left( \frac{d}{dt} \hat{i}_s + \omega_{zi} \hat{i}_s \right) \quad (8.49)$$

Isolando-se, pois,  $\hat{\delta}$  em (8.46) e, posteriormente, substituindo-se o resultado obtido em (8.45) e (8.49), encontram-se (8.50) e (8.51) que, após a aplicação da transformada de Laplace, são reescritas de acordo com (8.52) e (8.53), respectivamente.

$$N_T V_o \langle \hat{i}_i \rangle = \Delta V_o \hat{i}_s + N_T L_g I_s \frac{d\hat{i}_s}{dt} - \Delta I_s \hat{v}_o \quad (8.50)$$

$$N_T L_g \frac{d^2 \hat{i}_s}{dt^2} + V_o k_{PWM} k_{ci} k_{is} \left( \frac{d}{dt} \hat{i}_s + \omega_{zi} \hat{i}_s \right) = \Delta \frac{d}{dt} \hat{v}_o \quad (8.51)$$

$$\hat{i}_s = \frac{N_T V_o \langle \hat{i}_i \rangle + \Delta I_s \hat{v}_o}{\Delta V_o + s N_T L_g I_s} \quad (8.52)$$

$$\hat{i}_s = \frac{\Delta s}{s^2 N_T L_g + V_o k_{PWM} k_{ci} k_{is} (s + \omega_{zi})} \hat{v}_o \quad (8.53)$$

Finalmente, a partir da igualdade entre (8.52) e (8.53), obtém-se (8.54), que representa a impedância vista a partir dos terminais do inversor *PWM*.

$$z_{i1} = \frac{\hat{v}_o}{\langle \hat{i}_i \rangle} = \frac{s^2 N_T^2 L_g + s N_T V_o k_{PWM} k_{ci} k_{is} + N_T V_o k_{PWM} k_{ci} k_{is} \omega_{zi}}{s \Delta (\Delta - k_{PWM} k_{ci} k_{is} I_s) - \Delta k_{PWM} k_{ci} k_{is} I_s \omega_{zi}} \quad (8.54)$$

### 8.2.1.5 Determinação da impedância de entrada $z_{i2}$ vista dos terminais da carga crítica

Intentando-se simplificar a análise, neste documento a carga crítica será modelada para absorver potência constante. Desse modo, define-se:

$$p_o = v_o i_o \quad (8.55)$$

Perturbando-se as variáveis, de maneira a obter o modelo linearizado, escreve-se (8.56), a partir da qual, assumindo-se que  $\hat{p}_o = 0$  e descartando-se os termos de segunda ordem, obtém-se (8.57).

$$(P_o + \hat{p}_o) = (V_o + \hat{v}_o)(I_o + \hat{i}_o) \quad (8.56)$$

$$z_{i2} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_o} = -\frac{V_o}{I_o} \quad (8.57)$$

### 8.2.1.6 *Interpretação dos resultados a partir da análise de diagrama de Nyquist*

Após serem determinadas as impedâncias relacionadas a cada um dos estágios de processamento que compõem a microrrede, considerando-se o sistema em operação no modo interligado à rede elétrica, é possível analisar sua estabilidade, a partir da malha de ganho definida através do polinômio descrito por (8.58).

$$T_m = \frac{z_o}{z_i} \quad (8.58)$$

Na Figura 8.14 apresentam-se os diagramas de Nyquist referentes à função de transferência expressa em (8.58), para quatro diferentes valores de capacitância de barramento cc. Verifica-se, mediante a inspeção gráfica, que nos diagramas da Figura 8.14 (a) e (b), obtidos, respectivamente, para  $C_{bar}=31,5$  F e  $C_{bar}=1$  F, o ponto  $-1+j0$  jamais é englobado, assegurando a estabilidade absoluta do sistema, haja vista que o polinômio  $T_m$  não apresenta polos no semiplano direito. Contudo, à medida que o valor da capacitância do barramento cc é reduzido, o diagrama de Nyquist expande-se para esquerda, aproximando-se do ponto  $-1+j0$ . Um caso particular surge na Figura 8.14 (c),  $C_{bar}=20$  mF, a partir da qual se observa que o diagrama de Nyquist está no limiar do ponto  $-1+j0$ . Assim, para qualquer outro valor de capacitância inferior a 20 mF, o ponto  $-1+j0$  passa a ser englobado e a estabilidade do sistema não pode mais ser assegurada. Tal condição é percebida na Figura 8.14 (d).

Em suma, a análise apresentada permite concluir que a adição do banco de supercapacitores no barramento cc garante a estabilidade do sistema, quando operando no modo interligado à rede, uma vez que desacopla as impedâncias dos estágios de processamento de energia integrados. Adicionalmente, considerando-se que a menor distância do



diagrama de Nyquist ao ponto  $-1+j0$  é uma medida da robustez, pode-se concluir que quanto maior for o valor da capacitância do barramento cc, mais robusto será o sistema, tornando-se menos sensível a variações paramétricas.

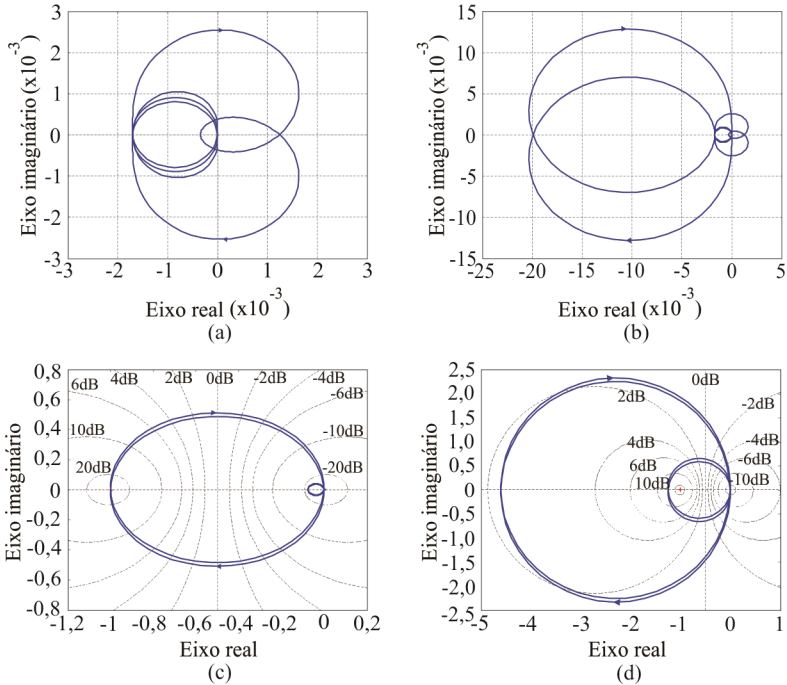


Figura 8.14 – Diagramas de Nyquist obtidos a partir da relação  $z_o/z_i$ , considerando-se a operação do sistema no modo interligado e o valor do capacitor do barramento cc como parâmetro: (a)  $C_{bar}=31,5$  F; (b)  $C_{bar}=1$  F; (c)  $C_{bar}=20$  mF; (d)  $C_{bar}=4,7$  mF.

A seguir apresentar-se-ão os procedimentos que visam comprovar que o sistema se mantém estável mesmo quando operando no modo isolado.

### 8.2.2 Análise de estabilidade do sistema para operação no modo isolado

Considerando-se a possibilidade de falha da rede elétrica, torna-se imprescindível analisar a estabilidade do sistema após a integração, também em operação isolada. As condições associadas a tal modo de operação são:

- O gerador eólico opera no *MPP*;
- O gerador fotovoltaico opera fornecendo ao barramento cc apenas a energia suficiente para mantê-lo estabilizado;

- O estágio de processamento da energia proveniente da célula a combustível pode manter-se no modo de espera ou operar de maneira a regular a tensão do barramento cc.

A partir do exposto, o diagrama de blocos referente ao sistema completo, ilustrado na Figura 8.3, pode ser rearranjado, conforme a Figura 8.15.

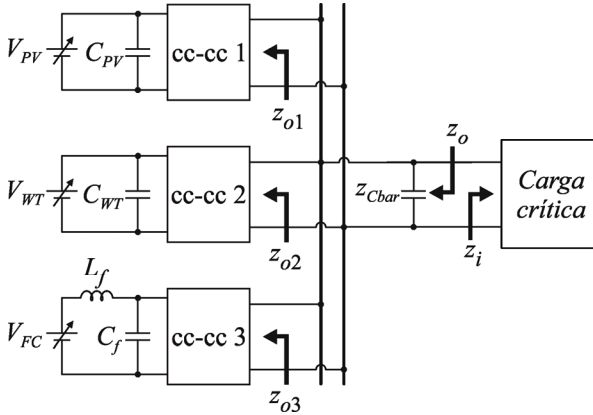


Figura 8.15 – Circuito equivalente para análise da estabilidade do sistema em operação no modo isolado.

Novamente, de maneira a proceder a análise da estabilidade, torna-se necessário definir as impedâncias de saída  $z_{o1}$ ,  $z_{o2}$ ,  $z_{o3}$ ,  $z_{Cbar}$ , que em paralelo definirão  $z_o$  e a impedância de entrada  $z_i$ , que nesse modo de operação se confunde com a própria impedância da carga crítica.

### 8.2.2.1 Determinação da impedância de saída $z_{o1}$ do conversor Boost

Em virtude de, no modo isolado, o conversor *Boost* apresentar funcionamento distinto do apresentado no modo interligado à rede, a impedância equivalente vista de seus terminais de saída será alterada. Todavia, para iniciar os procedimentos de obtenção da nova impedância, partir-se-á das equações previamente deduzidas em (8.11), (8.12) e (8.16), mas reapresentadas em (8.59), (8.60) e (8.61), por conveniência.

$$\langle \hat{v}_S \rangle = \hat{v}_o (1 - \Delta_{PV}) - V_o \hat{\delta}_{PV} \quad (8.59)$$

$$\langle \hat{i}_D \rangle = \hat{i}_L (1 - \Delta_{PV}) - I_L \hat{\delta}_{PV} \quad (8.60)$$

$$\hat{i}_L = -\frac{\langle \hat{v}_S \rangle}{sL} \quad (8.61)$$

Nesse caso, em virtude da existência da malha fechada, pode-se definir, mediante a ação de controle, uma relação entre a razão cíclica de operação e a tensão de saída do conversor. Para tanto, considerar-se-á o diagrama de blocos da Figura 8.16, concebido de antemão, no Capítulo 4.

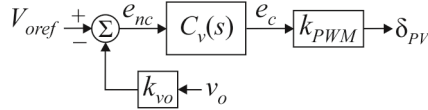


Figura 8.16 – Malha para controle da tensão de saída (barramento cc) do conversor *Boost*.

Sabendo-se que o compensador empregado aplica ação puramente integral ao sinal de entrada, tal como descrito em (8.62), pode-se escrever (8.63).

$$e_c = k_{cv} \int e_{nc} dt \quad (8.62)$$

$$\delta_{PV} = k_{PWM} k_{cv} \int (V_{oref} - k_{vo} v_o) dt \quad (8.63)$$

Manipulando-se (8.63) e posteriormente linearizando e aplicando a transformada de Laplace no resultado encontrado, obtém-se (8.64). Ressalta-se que, na análise, a tensão de referência  $V_{oref}$  foi assumida constante.

$$\hat{\delta}_{PV} = -\frac{k_{PWM} k_{cv} k_{vo}}{s} \hat{v}_o \quad (8.64)$$

Procedendo-se, pois, a substituição de (8.64) em (8.59) e (8.60), encontram-se, respectivamente, (8.65) e (8.66).

$$\langle \hat{v}_S \rangle = \frac{(1 - \Delta_{PV})s + k_{PWM} k_{cv} k_{vo} V_o}{s} \hat{v}_o \quad (8.65)$$

$$\hat{i}_L = \frac{s \langle \hat{i}_D \rangle - I_L k_{PWM} k_{cv} k_{vo} \hat{v}_o}{s(1 - \Delta_{PV})} \quad (8.66)$$

Ademais, substituindo-se (8.65) e (8.66) em (8.61), obtém-se (8.67).

$$\frac{\hat{v}_o}{\langle \hat{i}_D \rangle} = -\frac{s^2 L}{s \left[ (1 - \Delta_{PV})^2 - L I_L k_{PWM} k_{cv} k_{vo} \right] + (1 - \Delta_{PV}) k_{PWM} k_{cv} k_{vo} V_o} \quad (8.67)$$

Por fim, através da análise da Figura 8.6, nota-se que  $\langle \hat{i}_D \rangle = -i_{o1}$ , logo, a impedância de saída do conversor *Boost* operando no modo isolado passa a ser expressa por (8.68).

$$z_{o1} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_{o1}} = \frac{s^2 L}{s \left[ (1 - \Delta_{PV})^2 - LI_L k_{PWM} k_{cv} k_{vo} \right] + (1 - \Delta_{PV}) V_o k_{PWM} k_{cv} k_{vo}} \quad (8.68)$$

### 8.2.2.2 Determinação da impedância de saída $z_{o2}$ do conversor *Boost* QTN

No modo isolado o conversor *Boost* QTN é controlado para manter o aerogerador operando no *MPP*. Assim sendo, em virtude de não ter havido mudanças nas leis de controle, em relação às que vinham sendo utilizadas no modo de operação interligado à rede, a impedância de saída também se mantém inalterada, sendo expressa matematicamente por (8.39), anteriormente deduzida.

### 8.2.2.3 Determinação da impedância de saída $z_{o3}$ do conversor voltado ao processamento da energia gerada pela célula a combustível

Em conformidade com a modelagem apresentada no Capítulo 6, o conversor destinado ao processamento da energia gerada pela célula a combustível pode ser reduzido a um conversor *Buck* equivalente, cujo modelo médio para grandes sinais é ilustrado na Figura 8.17, sendo as equações que descrevem seu comportamento descritas por (8.69) e (8.70) [91]. Nota-se que o capacitor de saída desse estágio de processamento não foi incluído no circuito elétrico equivalente, devido ser muito menor que o capacitor empregado no barramento cc.

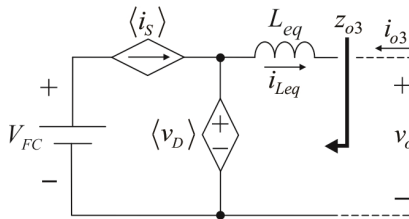


Figura 8.17 - Modelo médio para grandes sinais do conversor destinado ao processamento da energia gerada pela célula a combustível.

$$\langle i_S \rangle = 3n i_{Leq} \delta_{FC} \quad (8.69)$$

$$\langle v_D \rangle = 3n V_{FC} \delta_{FC} \quad (8.70)$$

A perturbação das variáveis em torno do ponto de operação e posterior linearização permite reescrever (8.69) e (8.70) conforme (8.71) e (8.72), respectivamente, resultando na obtenção do modelo médio de

pequenos sinais, retratado na Figura 8.18.

$$\langle \hat{i}_S \rangle = 3n \left( \Delta_{FC} \hat{i}_{Leq} + \hat{\delta}_{FC} I_{Leq} \right) \quad (8.71)$$

$$\langle \hat{v}_D \rangle = 3n V_{FC} \hat{\delta}_{FC} \quad (8.72)$$

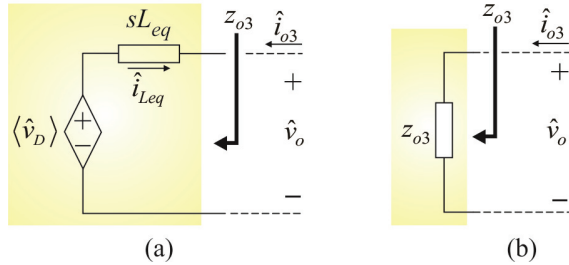


Figura 8.18 - Modelo médio para pequenos sinais do conversor destinado ao processamento da energia gerada pela célula a combustível.

Através da inspeção da Figura 8.18 é possível estabelecer (8.73).

$$\hat{i}_{o3} = -\hat{i}_{Leq} = \frac{\hat{v}_o - \langle \hat{v}_D \rangle}{sL_{eq}} \quad (8.73)$$

Ainda, levando-se (8.72) a (8.73), encontra-se (8.74).

$$\hat{\delta}_{FC} = \frac{\hat{v}_o - sL_{eq} \hat{i}_{o3}}{3n V_{FC}} \quad (8.74)$$

Nota-se que, para completar a análise e obter a impedância  $z_{o3}$ , torna-se necessário determinar  $\hat{\delta}_{FC}$ , que depende da estratégia empregada para controlar o conversor, sintetizada na Figura 8.19.

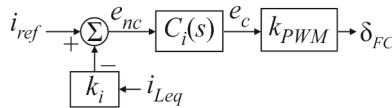


Figura 8.19 - Malha para controle da corrente de saída do conversor voltado ao processamento da energia proveniente da célula a combustível.

Repetidamente, seguindo-se o fluxo de sinal no referido diagrama de blocos e sabendo-se que  $C_i(s)$  consiste em um compensador com ação proporcional-integral, pode-se escrever (8.75) e (8.76).

$$e_c = k_{ci} \left( e_{nc} + \omega_{zi} \int e_{nc} dt \right) \quad (8.75)$$

$$\delta_{FC} = k_{PWM} k_{ci} \left[ (i_{ref} - k_i i_{Leq}) + \omega_{zi} \int (i_{ref} - k_i i_{Leq}) dt \right] \quad (8.76)$$

Devido ao desacoplamento entre as malhas de tensão e de corrente é possível assumir  $i_{ref}$  como sendo constante. Tal hipótese, já considerada anteriormente, simplifica a análise, haja vista que o efeito da malha de tensão sobre a referência de corrente é desconsiderado. Mediante o exposto, obtêm-se (8.77) e (8.78).

$$\frac{d}{dt} \hat{\delta}_{FC} = -k_{PWM} k_{ci} k_i \left[ \frac{d}{dt} \hat{i}_{Leq} + \omega_{zi} \hat{i}_{Leq} \right] \quad (8.77)$$

$$\hat{\delta}_{FC} = -k_{PWM} k_i k_{ci} \frac{(s + \omega_{zi})}{s} \hat{i}_{Leq} \quad (8.78)$$

Mas, como  $\hat{i}_{Leq} = -i_{o3}$ , tem-se:

$$\hat{\delta}_{FC} = k_{PWM} k_i k_{ci} \frac{(s + \omega_{zi})}{s} \hat{i}_{o3} \quad (8.79)$$

Assim, igualando-se (8.79) e (8.74), finalmente encontra-se (8.80), que descreve a impedância incremental equivalente vista dos terminais do conversor voltado ao processamento da energia proveniente da célula a combustível.

$$z_{o3} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_{o3}} = \frac{s^2 L_{eq} + s 3n V_{FC} k_{PWM} k_i k_{ci} + 3n V_{FC} k_{PWM} k_i k_{ci} \omega_{zi}}{s} \quad (8.80)$$

#### 8.2.2.4 Determinação da impedância de saída $z_{o3}$ do banco de supercapacitores

A impedância associada ao banco de supercapacitores permanece inalterada em relação ao modelo obtido no modo interligado à rede elétrica. Portanto:

$$z_{Cbar} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_{Cbar}} = \frac{s R_{Cbar} C_{bar} + 1}{s C_{bar}} \quad (8.81)$$

#### 8.2.2.5 Determinação da impedância de entrada $z_i$ vista dos terminais da carga crítica

No modo isolado a impedância equivalente de entrada se confunde com a própria impedância da carga crítica, uma vez que o inversor deixa de fazer parte do sistema. Assim sendo, modelando-se a carga de maneira a

absorver potência constante, escreve-se (8.82).

$$z_i = \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_o} = -\frac{V_o}{I_o} \tag{8.82}$$

### 8.2.2.6 Interpretação dos resultados a partir da análise de diagrama de Nyquist

A estabilidade do sistema, quando em operação no modo isolado é realizada seguindo os mesmos procedimentos empregados no modo interligado à rede elétrica, isto é, analisando o diagrama de Nyquist da malha  $T_m$ , dada por (8.83). O resultado dessa análise é apresentado na Figura 8.20.

$$T_m = \frac{z_o}{z_i} \tag{8.83}$$

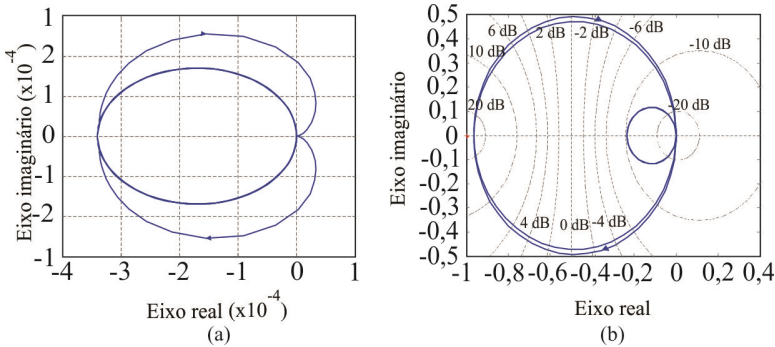


Figura 8.20– Diagramas de Nyquist obtidos a partir da relação  $z_o/z_i$  considerando-se a operação do sistema no modo isolado e tendo como parâmetro o valor do capacitor do barramento cc: (a)  $C_{bar}=31,5$  F; (b)  $C_{bar}=4,7$  mF.

Verifica-se que no modo isolado, a exemplo do modo interligado à rede elétrica, a estabilidade do sistema está diretamente atrelada ao valor do capacitor empregado no barramento cc. Assim sendo, novamente é possível assegurar a estabilidade através do uso do banco de supercapacitores.

## 8.3 Conclusão

Este capítulo, introdutório ao critério de estabilidade, destinou-se a apresentar alguns conceitos que permitiram analisar a estabilidade da microrrede. Através da obtenção das impedâncias incrementais dos conversores, calculadas através de seus respectivos modelos médios de pequenos sinais, foi possível aplicar o critério de Middlebrook, verificando-

se que a estabilidade do sistema proposto é assegurada pela presença do banco de supercapacitores no barramento cc.

Cabe ressaltar que o capítulo não teve o intuito de esgotar o assunto, haja vista sua extensão e complexidade. Contudo, a abordagem simplificada adotada permitiu compreender como os diversos estágios de processamento interagem após a integração, e como a adição do banco de supercapacitores ao barramento cc resolve o problema da estabilidade, desacoplando as impedâncias de entrada e de saída.



## RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos a partir da integração de todos os estágios de processamento de energia dimensionados ao longo deste documento. O confronto entre tais resultados e os provenientes de simulação é também realizado, intentando-se validar os modelos desenvolvidos.

### 9.1 Introdução

Embora o sistema proposto tenha sido concebido de maneira a operar adequadamente após a integração, experimentá-lo torna-se crucial para validar os procedimentos empregados durante o projeto, dimensionamento e controle de cada um dos estágios de processamento de energia.

De maneira a promover uma análise sistemática, considerar-se-á que:

- Os resultados experimentais serão apresentados de acordo com os oito submodos de operação listados no Capítulo 3;
- Cada conjunto de resultados contempla dois submodos, aquele sob análise e o anterior, possibilitando que a transição entre um e outro seja também verificada;
- Resultados de simulação, realizados sob as mesmas condições estabelecidas durante a experimentação, são paralelamente apresentados;
- A qualidade da corrente injetada/drenada na/da rede elétrica, bem como seu enquadramento na norma, é constatada através da análise harmônica para condições de operação em 50 e 100% de potência nominal.

As formas de onda oriundas da experimentação foram obtidas através de dois osciloscópios *Tektronics* DPO 4034, sendo salvas em formato de pontos (*Comma Separated Value - CSV*) e, posteriormente, carregadas no *software* *Wavestar*, fornecido pelo mesmo fabricante. Ademais, os resultados de simulação foram alcançados por intermédio do programa *PSIM* 9.0.

Antes de proceder à apresentação dos resultados propriamente ditos, serão listadas algumas restrições impostas durante a realização dos ensaios.

## 9.2 Restrições adotadas durante a realização da experimentação

Os ensaios experimentais foram realizados de forma a manter a máxima coerência com a abordagem teórica. Todavia, aspectos de implementação prática impossibilitaram o uso direto da célula a combustível e do aerogerador, tornando-se necessário, assim, a utilização de modelos alternativos capazes de emular tais fontes, conforme se descreve a seguir.

### 9.2.1 Emulação da célula a combustível

A emulação da célula a combustível, em substituição ao seu emprego efetivo, foi motivada pelo fato de o referido dispositivo estar desativado, sendo necessário, para reativação, um período superior ao prazo para finalização da tese. Esse prazo decorre da complexidade e segurança da instalação, haja vista que o uso do hidrogênio exige que os procedimentos sejam feitos por empresa especializada.

O modelo elétrico que descreve o comportamento aproximado da célula a combustível, detalhado no Capítulo 5, é reilustrado na Figura 9.1 (a). Ressalta-se que, experimentalmente, o modelo utilizado não contempla o capacitor  $C_a$ , conforme destaca a Figura 9.1 (b), caracterizando adequadamente a célula a combustível apenas na região de perdas ôhmicas.

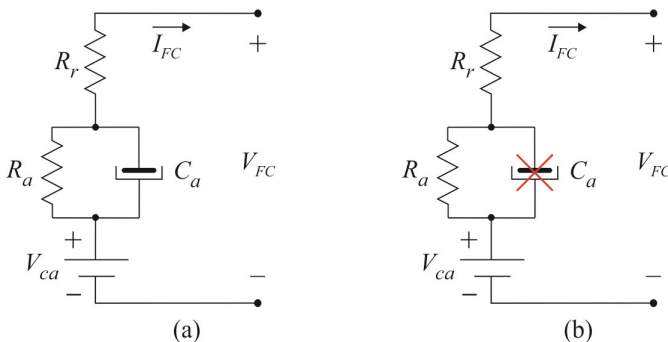


Figura 9.1 – Modelos equivalentes da célula a combustível: (a) modelo proposto em [114]; (b) modelo empregado experimentalmente.

A implementação prática do modelo foi realizada através do uso de uma fonte de tensão ajustada em 41 V e capacidade de suprir corrente máxima de 30 A. O resistor equivalente, dado por  $R_{FC}=R_a+R_r$ , foi obtido através da associação de 12 conjuntos de resistores em paralelo, sendo cada conjunto formado por dois resistores de  $2 \Omega / 25 \text{ W}$  em série, resultando em  $0,33 \Omega / 600 \text{ W}$ .

A emulação da lógica de acionamento da célula a combustível foi realizada através de um microcontrolador PIC18F1320, programado para atuar como temporizador, colocando a célula no modo de espera assim que o sistema entre no modo isolado, e ativando-a por meio de um relé, cerca de 60 s após a tensão do barramento cc ter decaído abaixo de 205 V. Tal esquema é ilustrado via Figura 9.2.

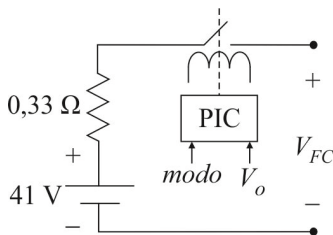


Figura 9.2 – Modelo elétrico utilizado para emulação da célula a combustível na realização prática.

### 9.2.2 Emulação da turbina eólica

Apesar de haver um aerogerador com as características empregadas no desenvolvimento teórico deste trabalho instalado nas dependências do laboratório, optou-se por utilizar um modelo estaticamente equivalente. São duas as motivações que justificam tal ação:

- O uso do aerogerador tornou-se dificultado devido ao ponto de acesso aos seus terminais não coincidir com o local de instalação do protótipo. Tal problema exigiria mudanças na infraestrutura do laboratório, culminando na extrapolação do tempo requerido para finalização da tese;
- O emprego do aerogerador tornaria a operação do sistema dependente de fatores ambientais, tais como velocidade do vento. Assim sendo, a análise dos resultados tornar-se-ia imprecisa, considerando-se que o sistema estaria sendo excitado por entradas desconhecidas e impossibilitando a interpretação das variáveis de saída. Evidentemente, a utilização de um modelo elétrico equivalente mascara a dinâmica associada à inércia mecânica da turbina, todavia, permite avaliar de forma adequada o funcionamento do referido estágio de processamento.

A obtenção do modelo elétrico equivalente da turbina se deu por meio do traçado da curva que relaciona tensão e corrente na saída da ponte retificadora, ilustrado na Figura 9.3.

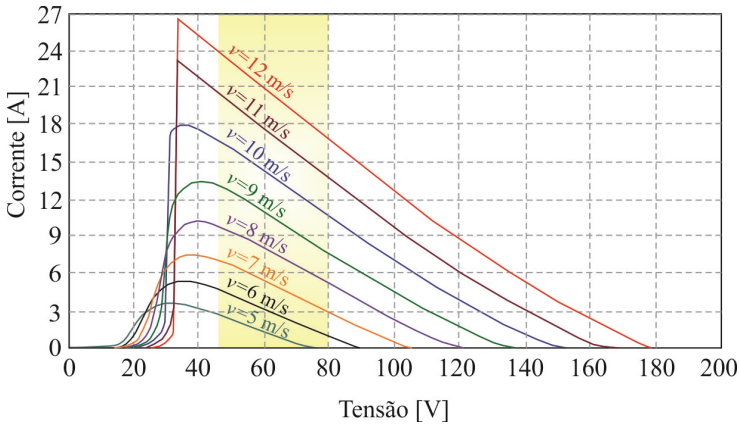


Figura 9.3 – Relação entre tensão e corrente de saída da ponte retificadora cascateada com o aerogerador para diferentes velocidades de vento.

Devido à restrição da fonte de tensão empregada, cuja máxima corrente limitava-se a 10 A, optou-se por emular a curva de geração eólica relacionada à velocidade de vento de 8 m/s, embora qualquer outra, cujos limites não extrapolassem os valores nominais da referida fonte, pudessem ser utilizados.

Nota-se, mediante inspeção gráfica, que na região sombreada, segundo a qual a operação do sistema eólico foi concebida, as curvas apresentam comportamento aproximadamente linear. Desse modo, considerando-se a curva relacionada à velocidade de 8 m/s, encontra-se (8.84), sendo  $I_{RET}$  e  $V_{RET}$  a corrente e a tensão na saída da ponte retificadora, respectivamente.

$$I_{RET} = 16,75 - 0,145V_{RET} \quad (8.84)$$

Fisicamente, (8.84) pode ser implementada através do circuito da Figura 9.4.

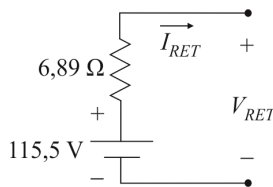


Figura 9.4 – Circuito elétrico equivalente utilizado para emulação estática do aerogerador.

Ressalta-se que o resistor de 6,89 Ω foi obtido a partir da associação de 32 resistores de 220 Ω/20 W em paralelo. Ademais, apesar de a dinâmica

associada à constante mecânica da máquina não estar incluída neste modelo, a atualização da razão cíclica a partir do algoritmo de rastreamento será realizada a cada 4 s, considerando-se o tempo necessário para que a rotação da máquina entrasse em regime permanente antes de uma nova modificação do ponto de operação.

### 9.2.3 Emulação do arranjo fotovoltaico

Seguindo o mesmo procedimento, embora não houvesse necessidade de emular o arranjo fotovoltaico, devido à existência da quantidade de módulos necessários em laboratório, empregou-se uma fonte específica para tal finalidade: *photovoltaic array emulator*. Com capacidade de suprir até 20 kW (500 V e 40 A), o emulador fotovoltaico TSA500-40, fabricado pela *Magna Power*, recebe os pontos referentes à curva I-V de determinado arranjo e os reproduz em sua saída, permitindo que mudanças de radiação solar e temperatura sejam programadas para ocorrerem durante os testes.

### 9.3 Fotos do protótipo

As imagens a seguir ilustram o protótipo desenvolvido em laboratório. Na Figura 9.5 apresenta-se a visão geral da bancada de testes. Adicionalmente, na Figura 9.6 ilustra-se em detalhes o sistema de supervisão da operação dos supercapacitores e o conversor *Boost*, enquanto a Figura 9.7 retrata os conversores utilizados no processamento da energia oriunda do aerogerador e da célula a combustível. Por fim, a Figura 9.8 detalha o conversor cc-ca. O esquemático completo é apresentado no Apêndice G.

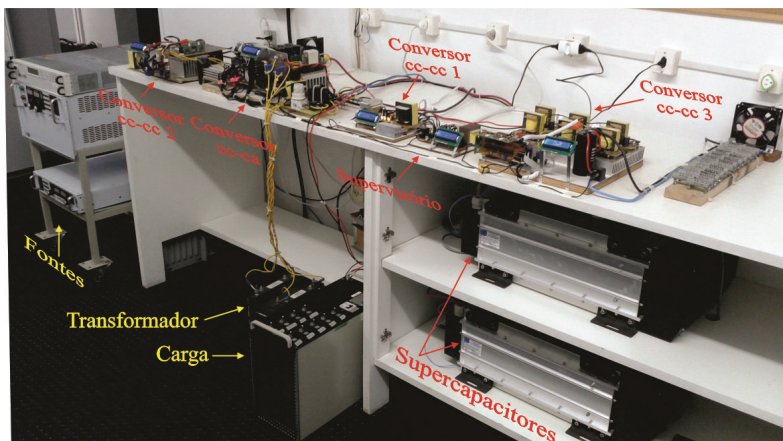


Figura 9.5 – Visão geral da bancada de teste.

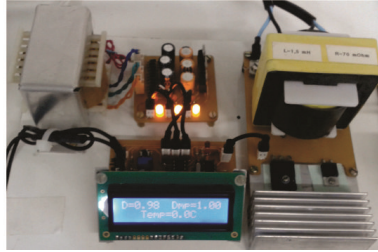
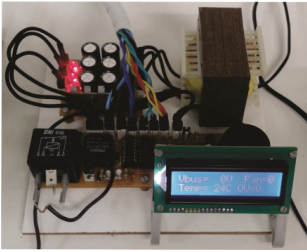


Figura 9.6 – Detalhamento dos protótipos: sistema supervisorio referente à operação dos supercapacitores (esquerda); conversor cc-cc 1 - *Boost* (direita).

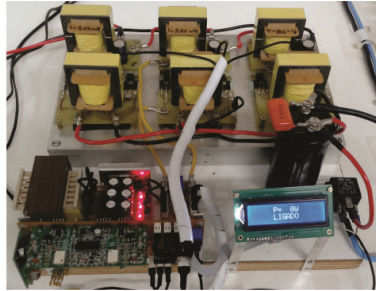
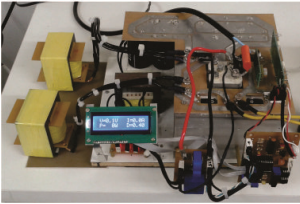


Figura 9.7 - Detalhamento dos protótipos: conversor cc-cc 2 – *Boost* QTN (esquerda); Conversor cc-cc 3 – *Forwards* com entradas em paralelo e saídas em série (direita).

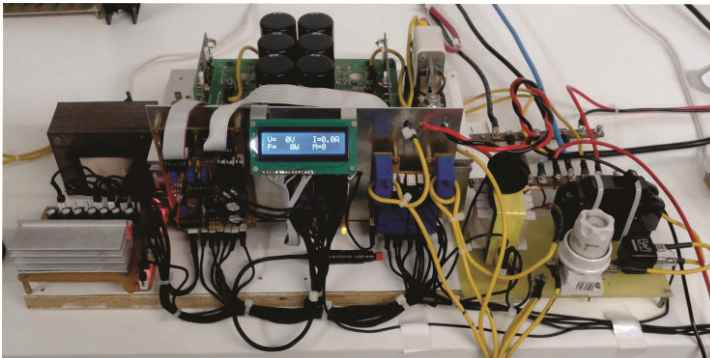


Figura 9.8 - Detalhamento do conversor cc-ca.

A partir da implementação do protótipo foram realizados ensaios experimentais, organizados de acordo com os possíveis cenários (modo conectado e isolado), sendo os resultados obtidos, apresentados e descritos a seguir. Cabe ressaltar que para validar os modelos desenvolvidos ao longo das análises, resultados de simulação também são apresentados, adotando-se sempre as mesmas escalas dos resultados experimentais.

## 9.4 Resultados referentes à operação no modo interligado

No modo interligado, com a rede elétrica presente, realizaram-se ensaios experimentais concernentes aos quatro possíveis cenários descritos no Capítulo 3.

### 9.4.1 Modo interligado 1

Durante este ensaio, a soma das potências geradas pelo arranjo fotovoltaico ( $P_{PV}$ ) e aerogerador ( $P_{WT}$ ) manteve-se sempre superior à demandada pela carga ( $P_{carga}$ ), conforme evidencia a Figura 9.9. Entretanto, tal como pode ser verificado através da Figura 9.10, em  $t=50$  s, houve um decréscimo na potência (de 1000 W para 800 W) entregue pelo arranjo fotovoltaico ao barramento cc, em função de uma redução de radiação solar de  $1000 \text{ W/m}^2$  para  $800 \text{ W/m}^2$ .

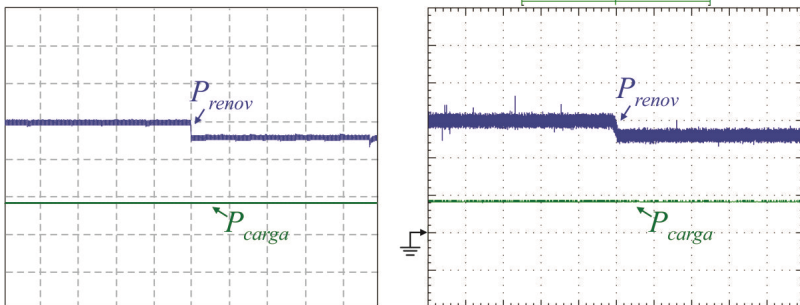


Figura 9.9 – Potência gerada pelas fontes renováveis ( $PV + WT$ ) e consumida pela carga crítica. Escalas – tempo: 10 s/div; potência: 500 W/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).

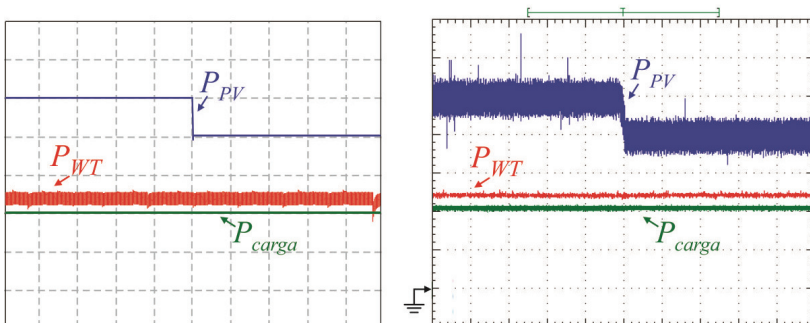


Figura 9.10 – Potência gerada pelo arranjo fotovoltaico e pelo aerogerador e consumida pela carga crítica. Escalas – tempo: 10 s/div; potência: 200 W/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).

Evidentemente, a redução da potência gerada reflete-se na diminuição da amplitude da corrente injetada na rede, em conformidade à forma de onda da Figura 9.11. É possível perceber ainda que as formas de onda referentes aos resultados de simulação apresentam respostas transitórias menos amortecidas que os respectivos resultados experimentais. Esse fato, *a priori*, deve-se à existência de parâmetros de perdas não modelados, ou mesmo às dinâmicas das fontes de tensão empregadas para emulação das fontes renováveis. Para fins de verificação de forma e de fase, retrata-se na Figura 9.12 detalhes das formas de onda apresentadas na Figura 9.11, de onde se verifica o elevado fator de potência do ponto de vista da rede elétrica.

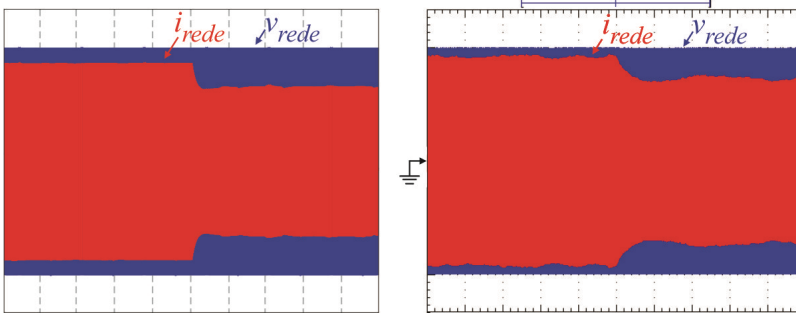


Figura 9.11 – Tensão e corrente na rede elétrica. Escalas – tempo: 10 s/div; tensão: 100 V/div; corrente: 2 A/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).

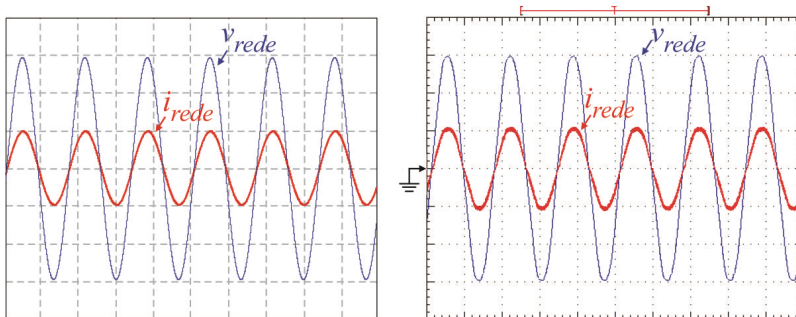


Figura 9.12 – Detalhes da tensão e da corrente na rede elétrica. Escalas – tempo: 10 ms/div; tensão: 100 V/div; corrente: 5 A/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).

Finalmente, mediante a Figura 9.13, verifica-se que a tensão do barramento cc permaneceu inalterada, mesmo durante a ocorrência das perturbações causadas pela oscilação de potência das fontes renováveis.



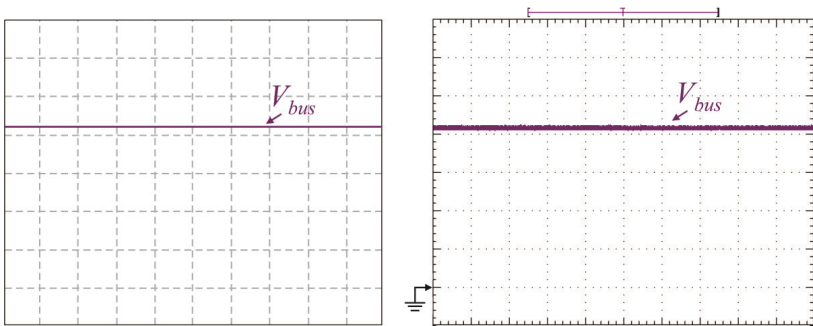


Figura 9.13 – Tensão do barramento cc. Escalas – tempo: 10 s/div; tensão: 50 V/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).

### 9.4.2 Modo interligado 2

O submodo 2 caracteriza-se pela igualdade (nesse caso, proximidade) entre as potências geradas pelas fontes renováveis e consumida pela carga. Perante a Figura 9.14, nota-se que em aproximadamente  $t=50$  s, a potência gerada pelas fontes renováveis reduz-se, praticamente igualando-se à demandada pela carga. Tal cenário surge devido a uma diminuição da potência disponibilizada pelo arranjo fotovoltaico (de 800 W para 285 W), como é evidenciado pela Figura 9.15.

Adicionalmente, de acordo com a Figura 9.16, verifica-se que a corrente injetada na rede, após a redução de potência, torna-se praticamente nula. Cabe salientar, todavia, que em função da pequena discrepância de ajustes dos montantes das potências gerada e consumida, durante a realização dos ensaios, continua havendo, na rede elétrica, a circulação de uma componente de baixa amplitude de corrente, conforme a Figura 9.17.

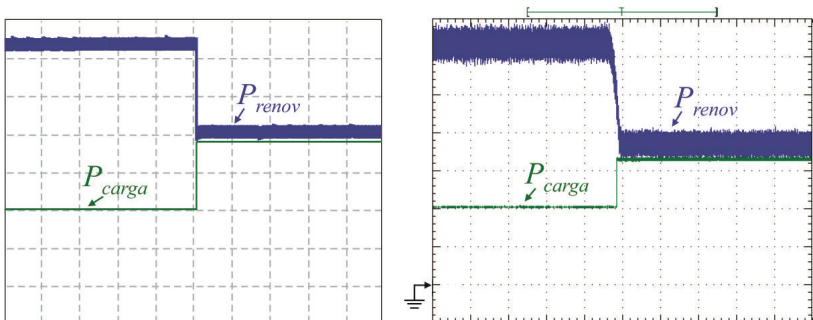


Figura 9.14 - Potência gerada pelas fontes renováveis ( $PV + WT$ ) e consumida pela carga crítica. Escalas – tempo: 10 s/div; potência: 200 W/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).

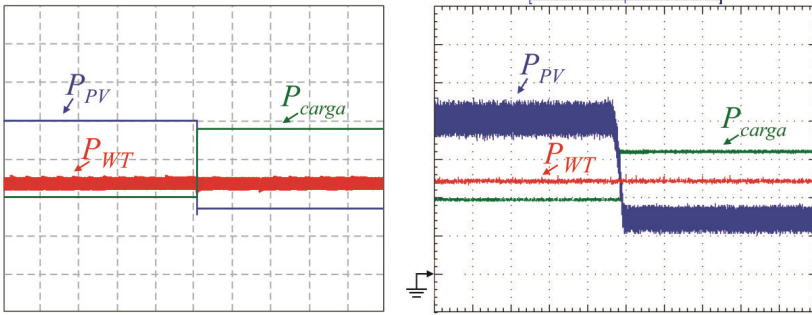


Figura 9.15 - Potência gerada pelo arranjo fotovoltaico e pelo aerogerador e consumida pela carga crítica. Escalas – tempo: 10 s/div; potência: 200 W/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).

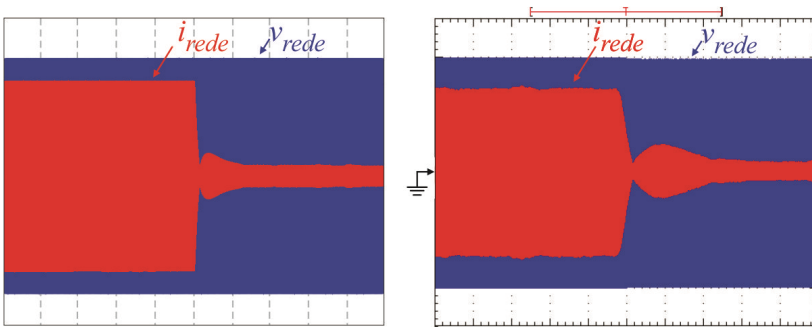


Figura 9.16 – Tensão e corrente na rede elétrica. Escalas – tempo: 10 s/div; tensão: 100 V/div; corrente: 2 A/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).

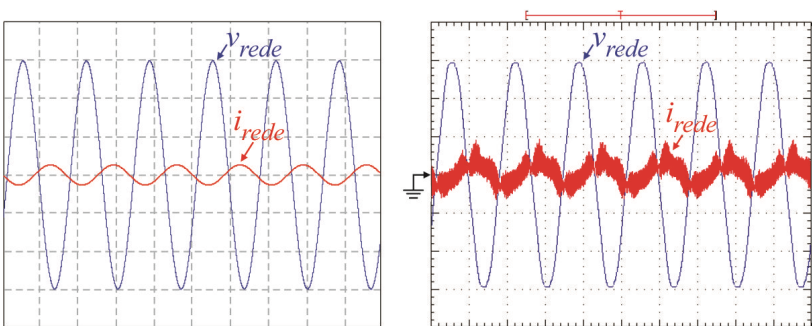


Figura 9.17 – Detalhes da tensão e da corrente na rede elétrica. Escalas – tempo: 10 ms/div; tensão: 100 V/div; corrente: 1 A/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).

A exemplo do submodo interligado 1, a tensão do barramento cc, cuja forma de onda é ilustrada na Figura 9.18, manteve-se inalterada

durante todo o ensaio, inclusive durante as variações de potência por parte das fontes renováveis.

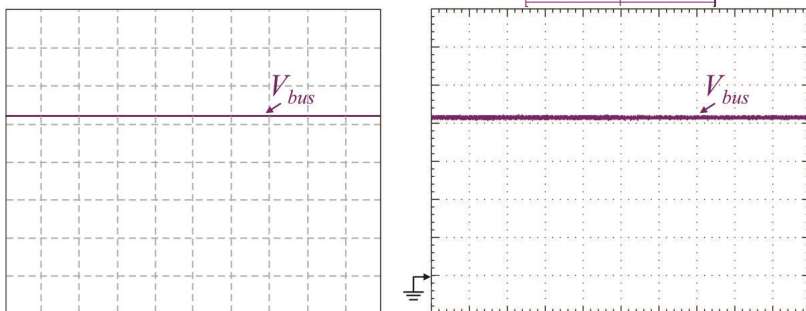


Figura 9.18 - Tensão do barramento cc. Escalas – tempo: 10 s/div; tensão: 50 V/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).

### 9.4.3 Modo interligado 3

O sistema passa a operar no submodo 3 quando a potência gerada pelas fontes renováveis torna-se inferior à demandada pela carga. Essa condição é estabelecida, de acordo com a Figura 9.19, a partir de  $t=50$  s.

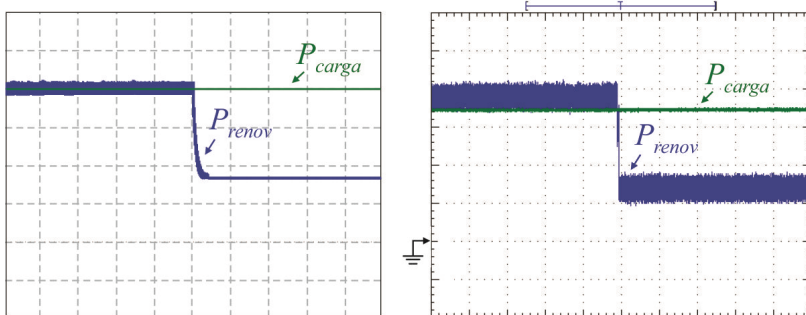


Figura 9.19 - Potência gerada pelas fontes renováveis ( $PV + WT$ ) e consumida pela carga crítica. Escalas – tempo: 10 s/div; potência: 200 W/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).

Nota-se que a mudança no modo de operação estabelece-se através da redução da potência gerada pelo aerogerador, anulada a partir da queda da velocidade do vento de 8 m/s para 2 m/s, como evidencia a Figura 9.20. Mediante tal condição, em prol da regulação da tensão do barramento cc, o fluxo de potência na rede elétrica se inverte, complementando a geração proveniente das fontes renováveis.

Na Figura 9.21, ilustra-se o comportamento da corrente drenada da rede elétrica, cujo detalhamento é feito na Figura 9.22, a partir da qual se

conclui que o fator de potência continua elevado, uma vez que a corrente apresenta baixa distorção harmônica, estando defasada em  $180^\circ$  da tensão da rede elétrica.

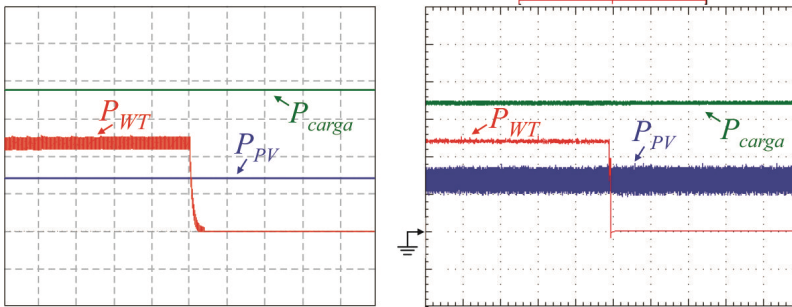


Figura 9.20 - Potência gerada pelo arranjo fotovoltaico e pelo aerogerador e consumida pela carga crítica. Escalas – tempo: 10 s/div; potência: 200 W/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).

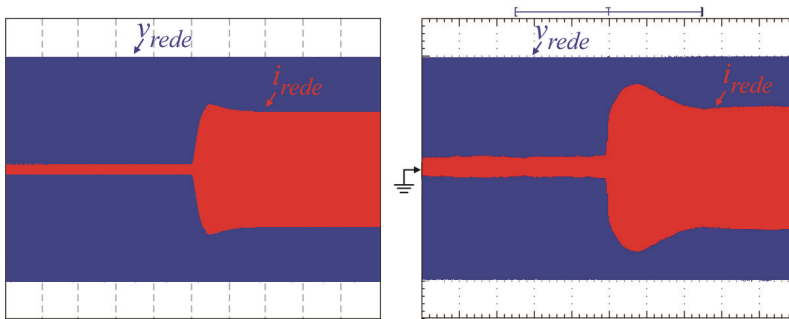


Figura 9.21 – Tensão e corrente na rede elétrica: Escalas – tempo: 10 s/div; tensão: 100 V/div; corrente: 2 A/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).

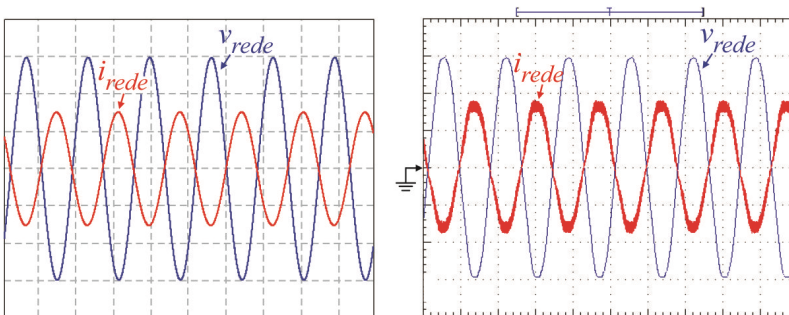


Figura 9.22 - Detalhes da tensão e da corrente na rede elétrica. Escalas – tempo: 10 ms/div; tensão: 100 V/div; corrente: 2 A/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).

Por fim, observa-se, mediante a Figura 9.23, que a tensão do barramento cc manteve-se inalterada durante todo o intervalo analisado.

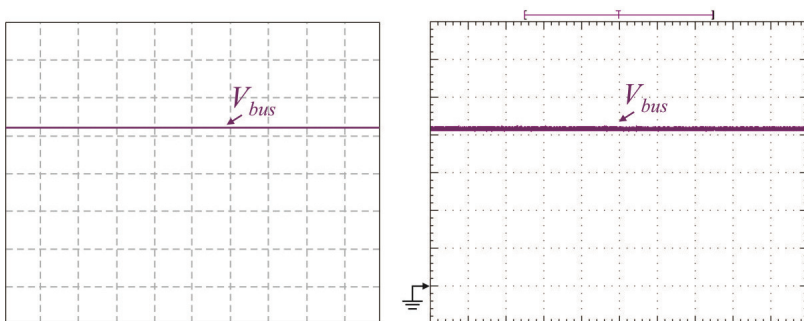


Figura 9.23 - Tensão do barramento cc. Escalas – tempo: 10 s/div; tensão: 50 V/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).

#### 9.4.4 Modo interligado 4

O modo interligado 4 inicia-se com a anulação da potência gerada pelas fontes renováveis, ocorrida, de acordo com a Figura 9.24 e com a Figura 9.25, em  $t=50$  s.

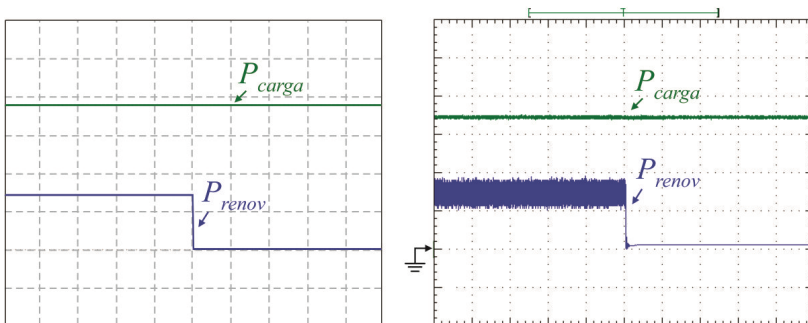


Figura 9.24 - Potência gerada pelas fontes renováveis ( $PV + WT$ ) e consumida pela carga crítica. Escalas – tempo: 10 s/div; potência: 200 W/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).

Obviamente, neste cenário, a manutenção da tensão do barramento cc fica condicionada à elevação da potência fornecida pela rede elétrica, que assume integralmente o fornecimento de energia ao sistema.

Na Figura 9.26 retrata-se o comportamento da corrente drenada da rede durante o transitório de potência, enquanto na Figura 9.27, ilustram-se, em detalhes, as formas de onda de tensão e de corrente na rede elétrica, que permitem verificar o elevado fator de potência.

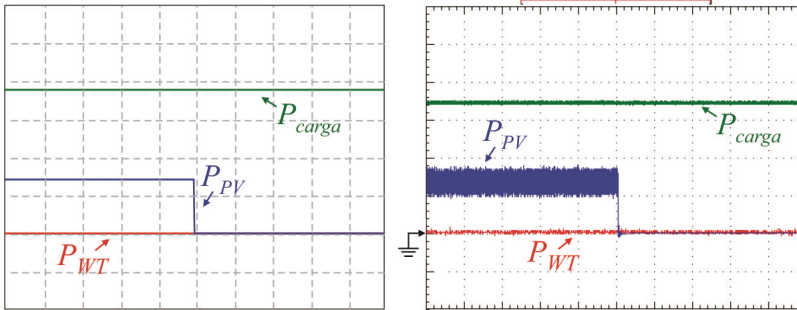


Figura 9.25 - Potência gerada pelo arranjo fotovoltaico e pelo aerogerador e consumida pela carga crítica. Escalas – tempo: 10 s/div; potência: 200 W/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).

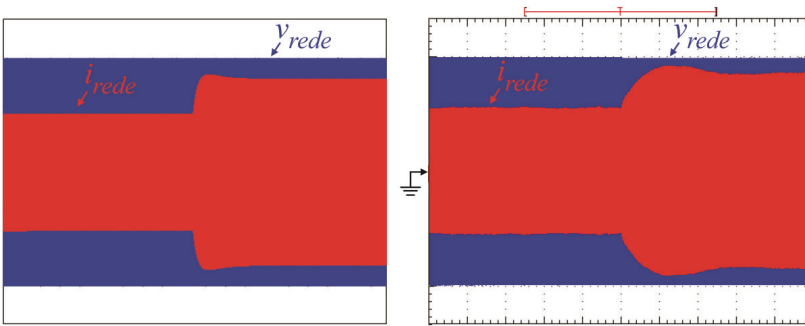


Figura 9.26 – Tensão e corrente na rede elétrica. Escalas – tempo: 10 s/div; tensão: 100 V/div; corrente: 2 A/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).

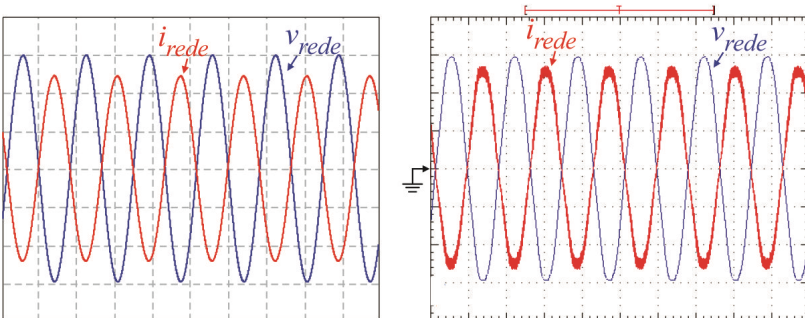


Figura 9.27 - Detalhes da tensão e da corrente na rede elétrica. Escalas – tempo: 10 ms/div; tensão: 100 V/div; corrente: 2 A/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).

O comportamento da tensão do barramento cc, durante este submodo de operação é ilustrado na Figura 9.28.

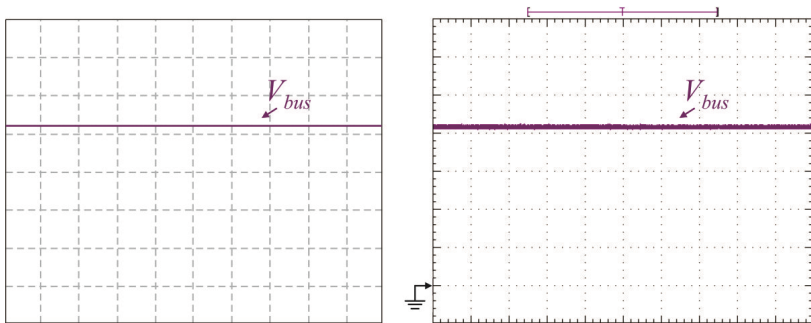


Figura 9.28 - Tensão do barramento cc. Escalas – tempo: 10 s/div; tensão: 50 V/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).

Perante os resultados até o momento apresentados, verifica-se o correto funcionamento do sistema no modo interligado, ressaltando-se que as transições entre os modos de operação ocorrem naturalmente, sem esforços de controle acentuados ou oscilações que pudessem levar a instabilidades. Ademais, o despacho das fontes renováveis obedeceu às regras impostas pela estratégia descrita no Capítulo 3. A seguir abordam-se os ensaios concernentes à operação do sistema no modo isolado.

## 9.5 Resultados referentes à operação no modo isolado

No modo isolado, a rede elétrica deixa de fazer parte do sistema e, portanto, surgem outros quatro possíveis cenários, cujos resultados são discutidos a seguir. Importa destacar que tal modo de operação é crítico, em vista de a rede elétrica não estar presente para realizar o balanço de potência quando a geração por parte das fontes renováveis (*PV* e *WT*) estiver acima ou abaixo da potência demandada pela carga.

### 9.5.1 Modo isolado 1

O modo isolado 1, de acordo com a Figura 9.29, inicia-se pouco depois de  $t=40$  s, sendo que a partir desse ponto a tensão da rede elétrica se anula e, por ação de controle, o sistema é automaticamente isolado. Logicamente, em virtude da perda da rede elétrica, que realizava o balanço de potência do sistema no modo interligado, a nova estratégia de controle dos conversores cc-cc entra em operação: conforme pode ser verificado através da Figura 9.30, no momento da falta, o arranjo fotovoltaico é forçado, por seu estágio de processamento de energia, a operar fora do ponto de máxima potência, permitindo a redução da potência entregue ao

barramento cc. Ressalta-se que antes de ocorrer a falta na rede elétrica, a potência gerada pelas fontes renováveis (*PV* e *WT*) era superior a potência consumida pela carga.

Nota-se, mediante a Figura 9.31, que nessa nova configuração, a soma das potências geradas pelo aerogerador e pelo arranjo fotovoltaico equipara-se à potência consumida pela carga, não havendo geração excedente, fato que assegura a estabilidade estática do sistema. Em outras palavras, o montante de potência que vinha sendo injetado na rede elétrica antes da ocorrência da falta deixa de ser gerado pelas fontes renováveis, que passam a ser controladas para gerar exatamente a potência necessária para manter o barramento cc adequadamente regulado.

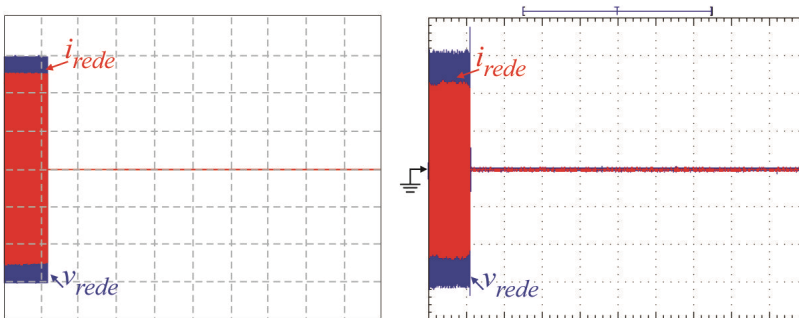


Figura 9.29– Tensão e corrente na rede elétrica. Escalas – tempo: 40 s/div; tensão: 100 V/div; corrente: 2 A/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).

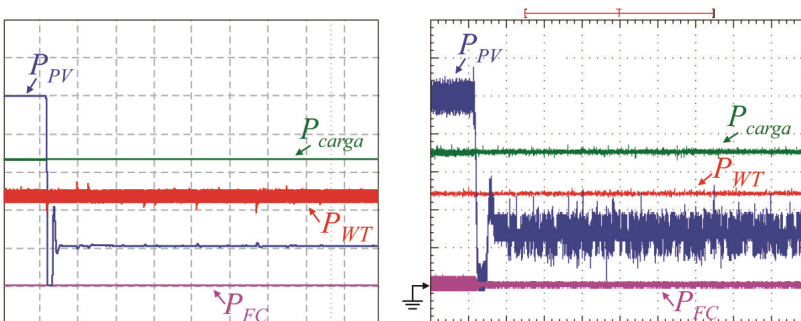


Figura 9.30 - Potência gerada pelo arranjo fotovoltaico, aerogerador, célula a combustível e consumida pela carga crítica. Escalas – tempo: 40 s/div; potência: 200 W/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).

Em razão de na estratégia utilizada o balanço de potência do sistema ser assegurado pelo conversor *Boost* que, quando controlado para regular a tensão do barramento cc, é capaz de impor a operação do arranjo



fotovoltaico fora do ponto de máxima transferência de potência, atua de forma a complementar a potência gerada pela turbina eólica que, independentemente do modo de operação, é mantido no ponto de máxima potência.

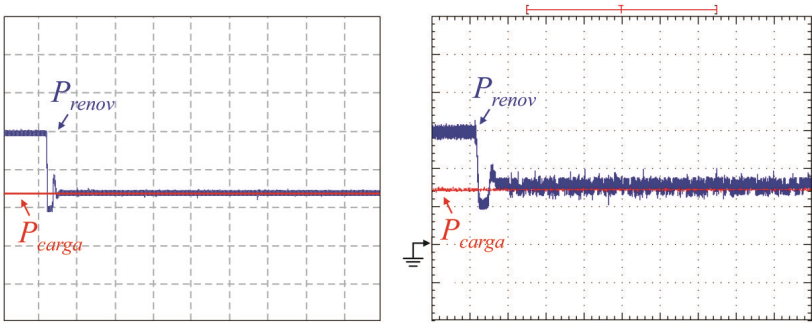


Figura 9.31 - Potência gerada pelas fontes renováveis ( $PV + WT + FC$ ) e consumida pela carga crítica. Escalas – tempo: 40 s/div; potência: 500 W/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).

O comportamento da tensão do barramento cc durante esse submodo de operação é ilustrado na Figura 9.32, a partir do qual se percebe sua adequação ao valor de projeto.

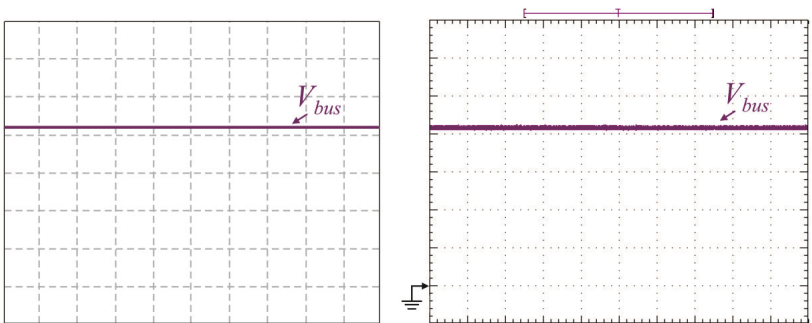


Figura 9.32 - Tensão do barramento cc. Escalas – tempo: 40 s/div; tensão: 50 V/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).

### 9.5.2 Submodo isolado 2

No submodo isolado 2, a potência disponibilizada pelas fontes renováveis iguala-se à consumida pela carga. Do ponto de vista de funcionamento, tal modo de operação assemelha-se ao anterior, contudo, o arranjo fotovoltaico, embora controlado para regular a tensão do barramento

cc, atua no ponto de máxima potência. Verifica-se que apesar de em  $t=100$  s ter havido uma mudança na radiação incidente (de  $1000 \text{ W/m}^2$  para  $300 \text{ W/m}^2$ ), a potência gerada pelo arranjo fotovoltaico, salvo o regime transitório, permaneceu inalterada, em conformidade com a Figura 9.33, garantindo que a potência total gerada continuasse coincidindo com o montante consumido, tal como ilustra a Figura 9.34, sem que a célula a combustível fosse acionada.

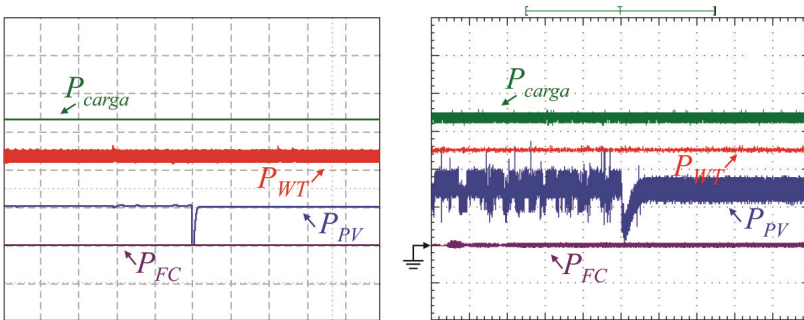


Figura 9.33 - Potência gerada pelo arranjo fotovoltaico, aerogerador, célula a combustível e consumida pela carga crítica. Escalas – tempo: 20 s/div; potência: 200 W/div.

Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).

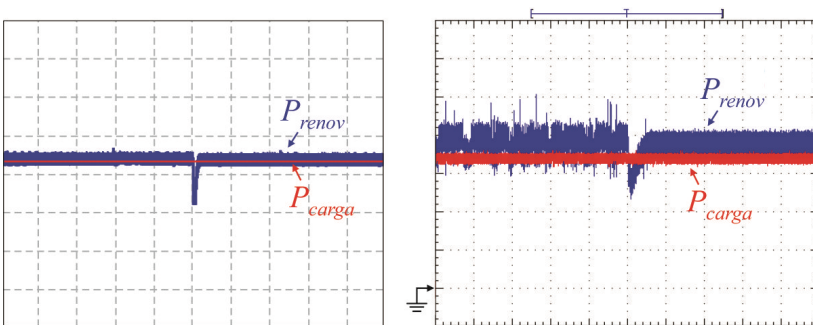


Figura 9.34 - Potência gerada pelas fontes renováveis ( $PV + WT + FC$ ) e consumida pela carga crítica. Escalas – tempo: 20 s/div; potência: 200 W/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).

Em adição, pode-se ainda salientar que a tensão do barramento cc manteve-se inalterada durante todo o intervalo analisado, inclusive no momento em que houve a troca entre os submodos de operação, conforme destaca a Figura 9.35.

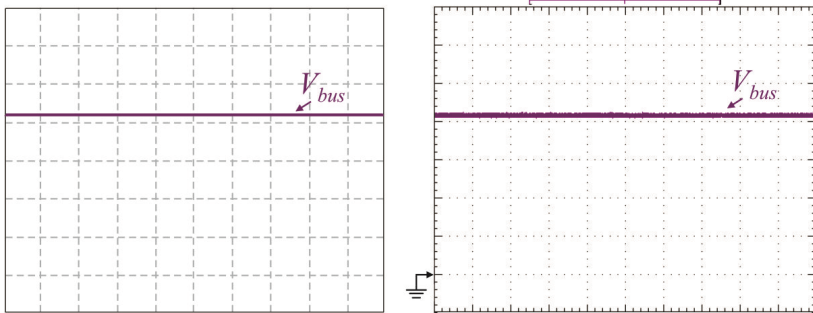


Figura 9.35 - Tensão do barramento cc. Escalas – tempo: 20 s/div; tensão: 50 V/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).

### 9.5.3 Submodo isolado 3

O submodo isolado 3 inicia-se a partir do momento em que a potência disponibilizada pelas fontes renováveis torna-se inferior à demandada pela carga, de acordo com a Figura 9.36. Essa condição foi alcançada forçando-se a anulação da potência gerada pelo aerogerador em  $t=80$  s, tal como retrata a Figura 9.37.

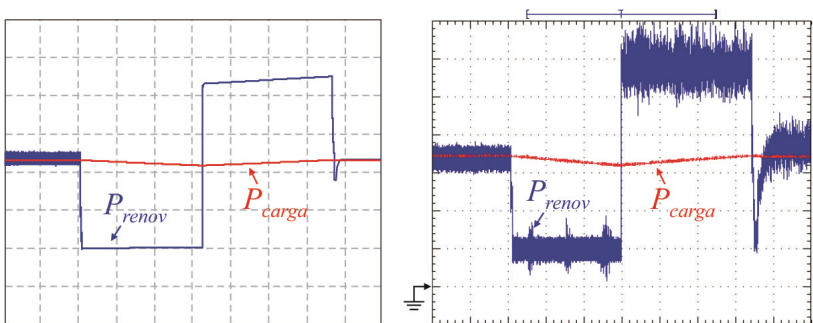


Figura 9.36 - Potência gerada pelas fontes renováveis ( $PV + WT + FC$ ) e consumida pela carga crítica. Escalas – tempo: 40 s/div; potência: 200 W/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).

Nota-se que após a potência gerada ter decaído, a tensão do barramento cc passa a decrescer, tal como ilustra a Figura 9.38, sendo que, nessa condição, uma fração da energia previamente armazenada no banco de supercapacitores é utilizada para suprimento da carga.

Percebe-se ainda, através da Figura 9.37 que, após haver decorrido o tempo necessário à sua ativação (aproximadamente 60 s), a célula a

combustível inicia o processo de fornecimento de energia ao sistema, suprindo ao barramento cc a potência requerida (dentro dos limites seguros) para elevar a tensão novamente ao valor nominal. Todavia, uma vez que tal condição é satisfeita, a potência gerada pela célula a combustível reduz-se, de maneira a apenas complementar a geração renovável existente.

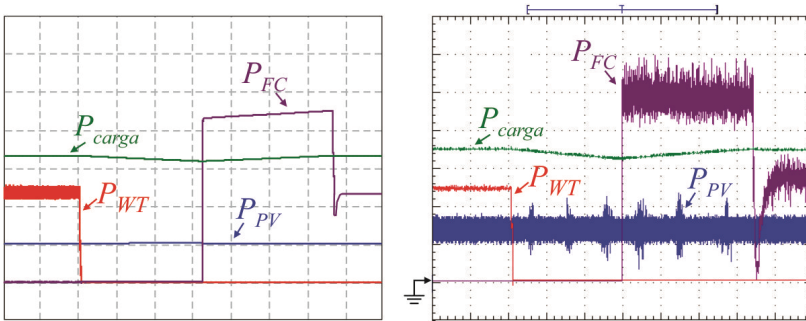


Figura 9.37 - Potência gerada pelo arranjo fotovoltaico, aerogerador, célula a combustível e consumida pela carga crítica. Escalas – tempo: 40 s/div; potência: 200 W/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).

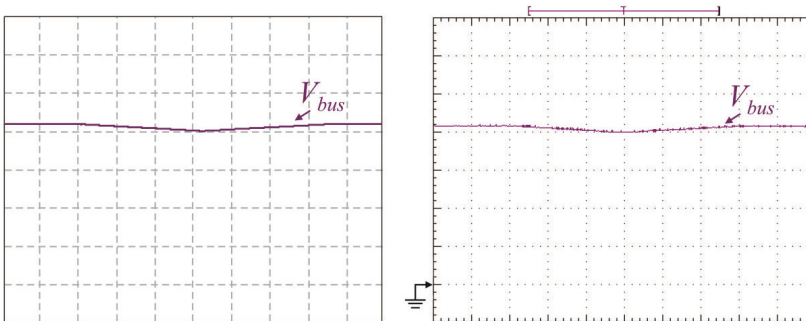


Figura 9.38 - Tensão do barramento cc. Escalas – tempo: 20 s/div; tensão: 50 V/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).

#### 9.5.4 Submodo isolado 4

Para submeter o sistema ao submodo isolado 4, após a célula a combustível ter entrado em operação, fez-se a potência gerada pelo arranjo fotovoltaico anular-se, conforme evidencia a Figura 9.39, em  $t=80$  s. Percebe-se, nessa situação, um incremento da potência gerada pela célula a combustível, que volta a reduzir-se, novamente, em  $t=140$  s, acompanhando a diminuição da potência consumida pela carga.

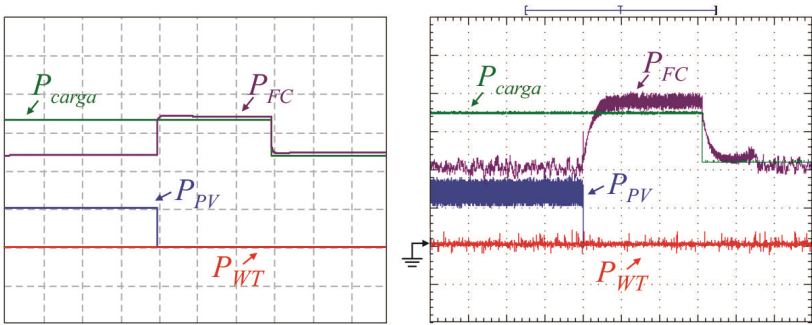


Figura 9.39 - Potência gerada pelo arranjo fotovoltaico, aerogerador, célula a combustível e consumida pela carga crítica. Escalas – tempo: 20 s/div; potência: 200 W/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).

Através da análise da Figura 9.40 é possível perceber que, durante todo o ensaio, a potência gerada pelas fontes renováveis ( $PV$  e  $WT$ ) se manteve aproximadamente igual à demandada pela carga.

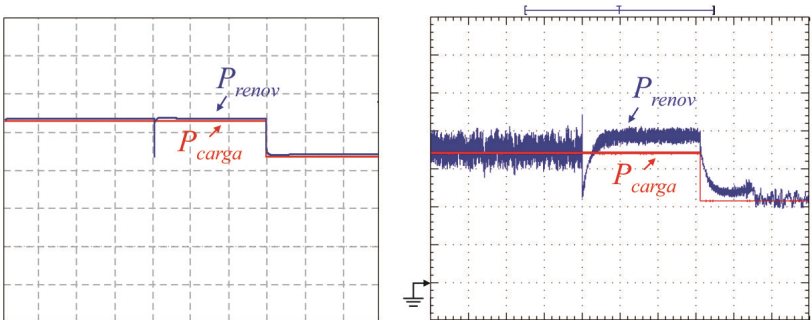


Figura 9.40 - Potência gerada pelas fontes renováveis ( $PV + WT + FC$ ) e consumida pela carga crítica. Escalas – tempo: 20 s/div; potência: 200 W/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).

Finalizando, na Figura 9.41 ilustra-se o comportamento da tensão do barramento cc que, a exemplo do que vinha acontecendo nos submodos anteriores, manteve-se adequadamente regulada no valor especificado durante o projeto.

Através da apresentação dos resultados referentes aos submodos isolados, valida-se, experimentalmente, a estratégia adotada para controle do fluxo de potência. A seguir, alguns resultados adicionais serão ilustrados e brevemente comentados.

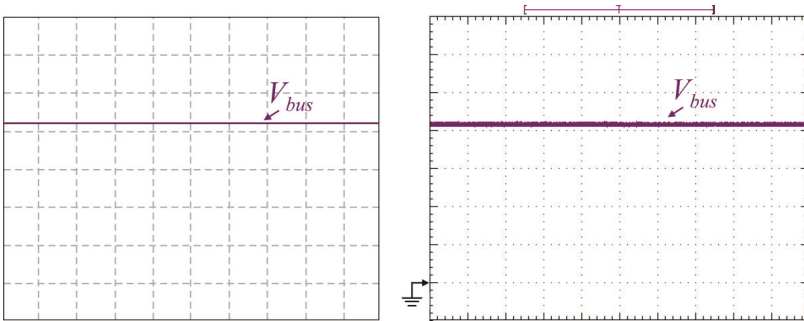


Figura 9.41 - Tensão do barramento cc. Escalas – tempo: 20 s/div; tensão: 50 V/div. Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita).

## 9.6 Resultados adicionais

A Figura 9.42 apresenta a corrente injetada na rede durante a partida do conversor cc-ca. Percebe-se que, de forma a assegurar a partida suave, tal corrente é modulada por uma rampa com aproximadamente 3 s de duração. Ademais, é possível identificar o momento em que o relé de conexão com a rede é fechado ( $t=1,25$  s), além do instante em que os pulsos de comando são liberados ( $t=3,25$  s).

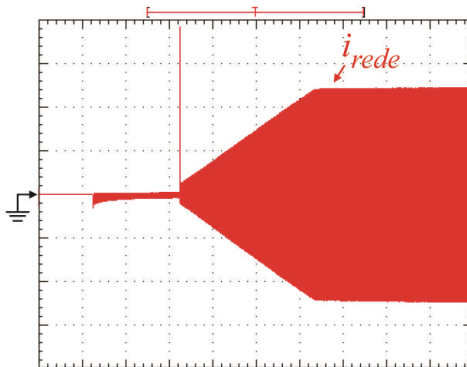


Figura 9.42 - Resultado experimental referente à corrente injetada na rede durante a partida do conversor cc-ca. Escalas – tempo: 1 s/div; corrente: 5 A/div.

Em adição, a Figura 9.43 ilustra o retorno da rede elétrica, sendo que a operação do sistema vinha sendo previamente estabelecida no modo isolado. Nota-se que tal procedimento é acompanhado pelo desligamento da célula a combustível, sem, no entanto, haver alterações na tensão do barramento cc durante o processo.

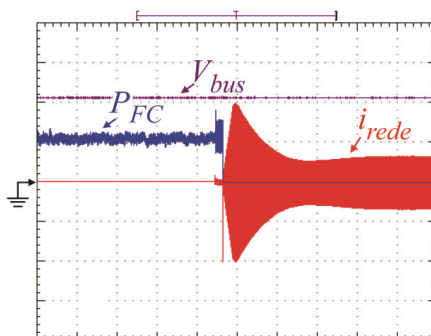


Figura 9.43 - Resultado experimental referente ao retorno do sistema ao modo conectado, após a operação no modo isolado. Escalas – tempo: 10 s/div; tensão: 100 V/div; potência: 500 W/div.

A Figura 9.44, por sua vez, apresenta o comportamento da tensão e da corrente do banco supercapacitivo, durante seu processo de carga empregando-se uma fonte externa.

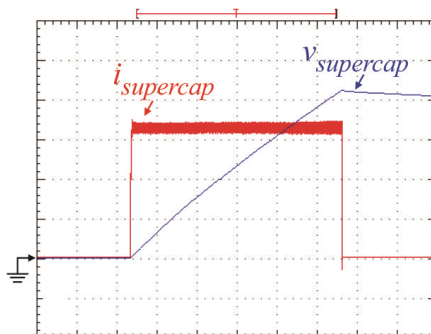


Figura 9.44 - Resultado experimental referente ao processo de carga do banco supercapacitivo. Escalas - tempo: 40 s/div; tensão: 50 V/div; corrente: 10 A/div.

Observa-se que enquanto a corrente é mantida constante, a tensão cresce de forma aproximadamente linear, sendo a pequena curvatura causada pela não linearidade do dispositivo, cuja capacitância varia em função da tensão aplicada entre seus terminais, conforme detalhado no Apêndice E. O tempo para que a tensão alcançasse o valor nominal de 210 V, para uma corrente de carga de 32 A, estabeleceu-se em pouco mais de 200 s.

## 9.7 Análise harmônica

De modo a finalizar este capítulo, apresentam-se, a seguir, resultados concernentes à análise harmônica da corrente injetada e drenada da rede

elétrica, sob duas condições de operação: 50% e 100% da potência nominal do inversor.

Como referência à qualidade da corrente, adotam-se os limites máximos de conteúdo harmônico descritos pelo manual de procedimentos intitulado “Requisitos para a conexão de micro ou minigeradores de energia ao sistema elétrico da Celesc Distribuição”, fornecido pela concessionária de energia elétrica de Santa Catarina e desenvolvido para estabelecer os critérios necessários ao cumprimento da Resolução Normativa ANEEL nº 482, de 17 de abril de 2012.

De acordo com tal resolução, as componentes harmônicas de corrente devem ficar limitadas aos valores estabelecidos pela Tabela 9.1, sendo que a distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion - THD*) não deve ser superior a 5% em operação na potência nominal, a exemplo das normas internacionais IEC61727 e IEEE1547.

Tabela 9.1 – Limites máximos de distorção por componente harmônica de corrente.

Harmônicas ímpares	Limite da distorção
3 <sup>a</sup> a 9 <sup>a</sup>	< 4,0%
11 <sup>a</sup> a 15 <sup>a</sup>	< 2,0%
17 <sup>a</sup> a 21 <sup>a</sup>	< 1,5%
23 <sup>a</sup> a 33 <sup>a</sup>	< 0,6%
Harmônicas pares	Limite da distorção
2 <sup>a</sup> a 8 <sup>a</sup>	< 1,0%
10 <sup>a</sup> a 32 <sup>a</sup>	< 0,5%

Na Figura 9.45 ilustra-se a distorção relacionada às componentes harmônicas da corrente injetada na rede, no caso em que a operação se estabeleceu em 100% do valor nominal, isto é, 2 kW. Verifica-se, mediante a análise gráfica que, individualmente, todas as componentes são inferiores aos respectivos valores máximos estabelecidos por norma, sendo a *THD*, nesse caso, estimada em 2,71%. Condição semelhante ocorre com injeção de corrente considerando-se 50% da potência nominal, Figura 9.46, todavia, nessa situação a *THD* é de 2,84%.

Adicionalmente, nos casos em que a rede passa a contribuir com a geração, para operação com 100 e 50% da potência nominal, as distorções harmônicas totais estabeleceram-se em 2,86 e 2,91%, conforme Figura 9.47 e Figura 9.48, respectivamente. Individualmente nenhuma componente harmônica da corrente ultrapassou os limites impostos pelas normas utilizadas como referência.



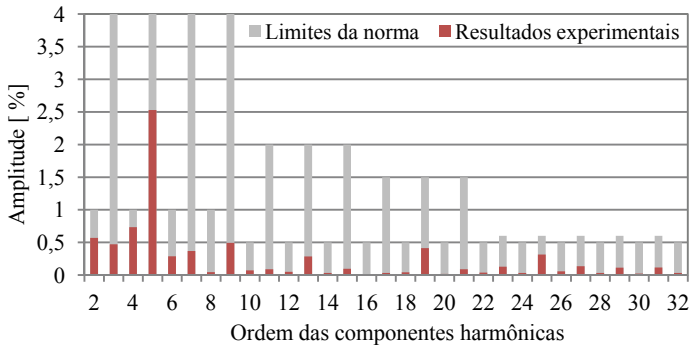


Figura 9.45 - Análise harmônica da corrente injetada na rede sob operação nominal.  $THD=2,71\%$ .

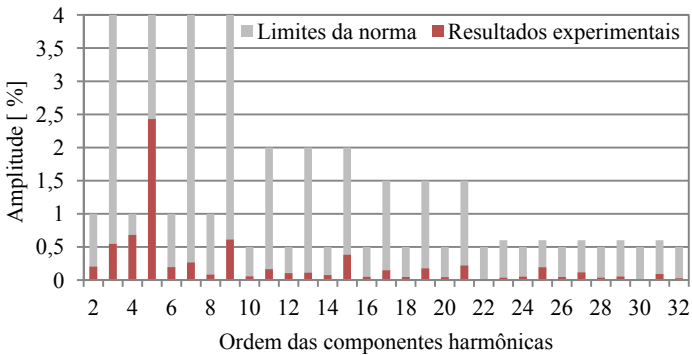


Figura 9.46 - Análise harmônica da corrente injetada na rede com 50% da potência nominal.  $THD=2,84\%$ .

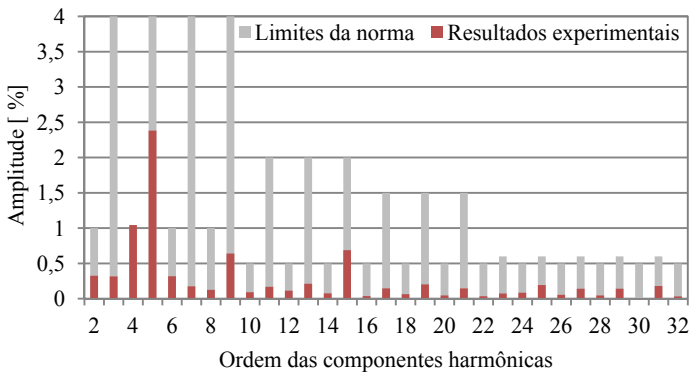


Figura 9.47 - Análise harmônica da corrente drenada da rede sob operação nominal.  $THD=2,86\%$ .

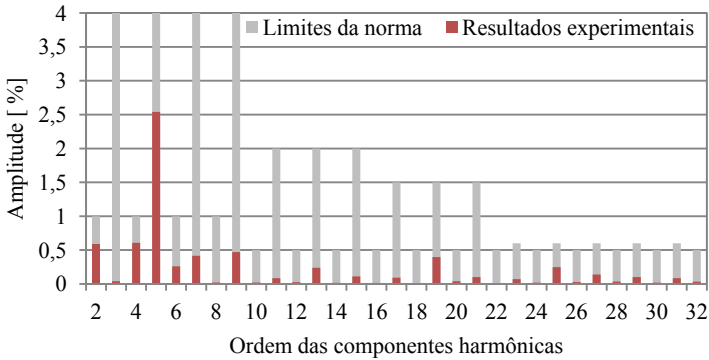


Figura 9.48 - Análise harmônica da corrente drenada da rede com 50% da potência nominal.  $THD=2,91\%$ .

Apesar de os resultados da análise harmônica apontar para o enquadramento da corrente nas normas, resultados ainda melhores poderiam ser obtidos. Para tanto, poder-se-ia empregar uma *PLL*, tornando a referência de corrente independente das distorções porventura existentes na tensão da rede, e melhorar o filtro de saída do inversor, através da substituição do filtro tipo *L* por uma estrutura que promovesse maior filtragem, por exemplo, o filtro *LCL*.

## 9.8 Conclusão

Este capítulo, de imprescindível importância, teve por objetivo apresentar de forma sistemática os resultados experimentais obtidos a partir dos ensaios realizados no sistema após a interligação de todos os estágios de processamento de energia concebidos, confrontando-os com os resultados oriundos de simulação, realizados sob as mesmas condições.

Perante tais resultados foi possível validar a estratégia adotada para controle do fluxo de potência, haja vista que durante as transições entre submodos de operação, variação da potência gerada pelas fontes renováveis e/ou carga, o despacho estabeleceu-se em função das prioridades de geração e demandas pré-estipuladas. Ademais, durante a operação em todos os possíveis cenários, a tensão do barramento cc manteve-se sempre adequadamente regulada.

Finalmente, verificou-se que a distorção harmônica da corrente injetada/drenada na/da rede elétrica, para operação com 50 e 100% da potência nominal, enquadrou-se nas normas nacionais e internacionais.

## CONSIDERAÇÕES FINAIS

Nesta tese foram apresentados os procedimentos utilizados para concepção, projeto, dimensionamento, controle, análise e implementação de uma microrrede composta por fontes renováveis, a rede elétrica e uma carga crítica, ininterruptamente alimentada sem, no entanto, fazer-se uso de bancos de baterias como forma de elevar a autonomia do sistema, haja vista o custo, peso, volume e caráter não renovável associados a tais elementos de armazenamento.

A forma escolhida para apresentação dos capítulos teve como objetivo introduzir cada estágio de processamento de energia de forma independente dos demais, para que no fim pudessem ser conectados em um sistema único, compondo a microrrede.

O Capítulo 1, introdutório, teve como intuito contextualizar o tema abordado na tese, trazendo as principais motivações para o desenvolvimento da pesquisa, a partir das quais foi constatado que se trata de um tema relevante e na fronteira do conhecimento.

Adicionalmente, no Capítulo 2 realizou-se uma revisão bibliográfica direcionada à identificação de publicações referentes ao tema em estudo. Verificou-se que, embora muitos trabalhos similares tenham sido e venham sendo publicados, principalmente nos dois últimos anos, não há referências contemplando a operação completa do sistema, fato que evidencia a contribuição do presente documento.

O Capítulo 3 apresentou o estudo concernente ao fluxo de potência na microrrede. Observou-se que durante a operação do sistema no modo interligado, a própria rede, ao atuar no balanço de potência, absorvendo a energia excedente ou complementando-a, assegurava estabilidade estática da tensão do barramento cc. Por outro lado, durante a operação no modo isolado, a ausência da rede exigiu que outra estratégia para controle do fluxo de potência fosse adotada, de maneira a manter a estabilidade. Nesse caso, para que a potência gerada pelas fontes renováveis se igualasse à consumida pela carga crítica, três procedimentos foram utilizados: retirada do arranjo fotovoltaico do ponto de máxima potência (implicando no aproveitamento parcial da energia disponibilizada), emprego de resistores

de frenagem no barramento cc (para consumir a potência excedente produzida pelo aerogerador) e possibilidade de despacho da célula a combustível (visando complementar a geração, quando necessário). Como resultado das estratégias adotadas, constatou-se que independentemente da disponibilidade dos recursos energéticos por parte das fontes renováveis, o fluxo de potência deu-se obedecendo à ordem de despacho previamente estabelecida e, em nenhum dos cenários, a alimentação da carga crítica foi interrompida.

No Capítulo 4, buscou-se apresentar detalhadamente todas as etapas envolvidas na determinação do conversor cc-cc empregado no processamento da energia proveniente do arranjo fotovoltaico. Tendo como premissas o ganho estático requerido e a simplicidade de montagem, optou-se pela utilização do conversor *Boost* tradicional. Para tanto, de antemão, foram realizadas análises comprovando que o ganho estático do referido conversor, modelado com perdas, atendia aos requisitos de projeto e que era capaz de rastrear o ponto de máxima potência independentemente das condições ambientais e de carga. Além disso, ainda no Capítulo 4, propôs-se uma nova técnica de rastreamento de máxima potência, baseada na medição da temperatura na superfície do arranjo, a partir da qual verificaram-se, como principais vantagens, o reduzido custo, simplicidade de implementação e precisão de rastreamento.

No Capítulo 5, destinado ao estudo do processamento da energia gerada pela turbina eólica, definiu-se o conversor *Boost* quadrático como conversor a ser empregado. Tal escolha foi embasada, novamente, através da análise do conversor modelado com parâmetros de perdas, concluindo-se que seu ganho estático máximo era suficientemente elevado para a finalidade proposta. O funcionamento do gerador eólico no ponto de máxima potência foi garantido através do uso do método de rastreamento da condutância incremental, amplamente difundido em aplicações fotovoltaicas e adaptado para ser usado no sistema eólico.

No Capítulo 6, realizou-se o estudo da célula a combustível, bem como do conversor para processamento da energia gerada. As dificuldades surgiram devido ao baixo valor da tensão de entrada e do elevado valor da corrente de saída, que implicaram na necessidade de um conversor com elevado ganho estático e compartilhamento da corrente de entrada em vários estágios, culminando na associação de três conversores *Forward* com entradas conectadas em paralelo e saídas em série. Ainda, propôs-se a estratégia de controle do conversor para que a célula a combustível operasse apenas no caso emergencial, definido para as situações em que a tensão do

barramento cc decaísse abaixo de um valor crítico especificado, pois, em 205 V.

No Capítulo 7, abordaram-se os aspectos relacionados ao conversor cc-ca empregado para realizar a interface entre o barramento cc e a rede elétrica. A escolha da topologia foi feita considerando-se a potência a ser processada e a necessidade de bidirecionalidade. Através da implementação das três malhas de controle – corrente instantânea secundária, média primária e tensão do barramento cc – conseguiu-se manter a tensão de barramento regulada e injetar/drenar correntes com baixa distorção harmônica e elevado fator de potência na/da rede elétrica.

No Capítulo 8 foi apresentado um método para análise da estabilidade da microrrede, após a integração dos estágios de processamento de energia. Ressalta-se que a análise, baseada no critério de Middlebrook, somente tornou-se viável através da prévia obtenção das impedâncias incrementais de entrada e de saída, alcançadas por meio dos modelos médios para pequenos sinais dos conversores envolvidos. A partir dos resultados encontrados através do traçado de diagramas de Nyquist, considerando-se a operação do sistema nos modos conectado à rede e isolado, conclui-se que a presença do supercapacitor no barramento cc assegura sua estabilidade absoluta.

No Capítulo 9 foram apresentados os resultados experimentais, acompanhados por resultados provenientes de simulação, para todos os oito cenários de operação previstos durante a análise da microrrede, sendo a concordância entre ambos suficiente para validar o princípio de operação do sistema, o projeto e dimensionamento dos conversores e a estratégia de controle de fluxo de potência adotada.

Por fim, cabe ressaltar que embora todos os tópicos previstos para estudo tenham sido abordados neste documento, a profundidade do tema inviabiliza esgotar o assunto no prazo delimitado ao doutorado. Assim, como propostas de continuidade do trabalho, destacam-se:

- Estudo de conversores mais eficientes para cada um dos estágios de processamento de energia;
- Estudo e aplicação de um método de detecção de ilhamento;
- Aprofundamento da análise de estabilidade em microrredes;
- Implementação digital das malhas de controle.



- [1] M. M. Oka, "História da eletricidade," 2000.
- [2] O. L. Walter, "História da eletricidade - resumo," FATEC, Mogi Mirim.
- [3] R. L. Alves, "Concepção e análise de retificadores híbridos trifásicos unidirecionais," Tese de doutorado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC, 2008.
- [4] M. M. Severino, I. M. d. T. Camargo, and M. A. G. d. Oliveira, "Geração distribuída: discussão conceitual e nova definição", *Revista Brasileira de Energia*, vol. 14, pp. 47-69, 2008.
- [5] S. Dunn, "Micropower: the next electrical era," Worldeatch Institute, 2000.
- [6] M. V. X. Dias, E. d. C. Borotni, and J. Haddad, "Geração distribuída no Brasil: oportunidades e barreiras", *Revista Brasileira de Energia*, vol. 11.
- [7] L. C. B. Molion. Mitos do aquecimento global [Online]. Available: <http://bd.camara.gov.br>
- [8] L. C. B. Molion, "Aquecimento global: mito ou realidade," Colégio Politécnico - Universidade Federal de Alagoas, Alagoas, 2010.
- [9] J. Wang and M. Oppenheimer, "The latest myths and facts on global warming", *Environmental Defense*, 2005.
- [10] T. Ackermann, "Distributed resources and re-regulated electricity markets", *Electric Power Systems Research*, vol. 77, pp. 1148-1159, 2007.
- [11] M. M. Severino, "Avaliação técnico-econômica de um sistema híbrido de geração distribuída para o atendimento a comunidades isoladas da Amazônia," Tese de doutorado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, 2008.
- [12] W. El-Khattam and M. M. A. Salama, "Distributed generation technologies, definitions and benefits", *Electric Power Systems Research*, vol. 71, pp. 119-128, 2004.
- [13] I. Barbi, *Eletrônica de Potência*, 4ª ed. Florianópolis - SC, 2002.
- [14] T. G. Wilson, "The evolution of power electronics", in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1999. pp. 3-9 vol.1.
- [15] I. Lampropoulos, G. M. A. Vanalme, and W. L. Kling, "A methodology for modeling the behavior of electricity prosumers within the smart grid", in *IEEE Innovative Smart Grid Technologies*, 2010. pp. 1-8.
- [16] A. Haböck and F. Schmalzl, "Power supplies for Telecommunications in remote areas", in *International Telecommunications Energy Conference*, 1979, pp. 30-37.
- [17] H. Kawamoto, "A Primary Power Supply System for Communications using a Darrieus Wind Turbine", in *International Telecommunications Energy Conference*, 1979, pp. 445-452.

- [18] J. A. Castle, J. M. Kallis, S. M. Moite, and N. A. Marshall, "Analysis of Merits of Hybrid Wind/Photovoltaic Concept for Stand-Alone Systems", in *15th IEEE PV Specialists Conference*, 1981. pp. 738-744.
- [19] H. Kawamoto, "Triple Hybrid Primary Power Supply System", in *Fifth International Telecommunications Energy Conference, 1983*, pp. 450-456.
- [20] P. Ahm, "Operational Experience in Connection with Renewable Energy Systems", in *Seventh International Telecommunications Energy Conference, 1985*, pp. 571-576.
- [21] B. Mortensen and P. Ahm, "Photovoltaic Systems as Energy Source for Telecom Equipment", in *Third International Telecommunications Energy Conference, 1981*, pp. 167-172.
- [22] P. Rozsa, "Hybrid PV Systems for the use of Total Solar Energy", in *International Telecommunications Energy Conference, 1984*, 253-258.
- [23] S. Rahman, M. A. Khallat, and B. H. Chowdhury, "A discussion on the diversity in the applications of photovoltaic systems", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 3, pp. 738-746, 1988.
- [24] G. Pagliai and M. Piccolo, "Some Consideration about the Practical Design of the Diesel Engine Generator in a Hybrid System as a Power Supply in Telecom Plants", in *Seventh International Telecommunications Energy Conference, 1985*, pp. 577-581.
- [25] B. R. Bredesen and P. van Lieshout, "Wind-Generators in Hybrid Systems Powering Remote Telecommunication Sites in the Far North", in *Ninth International Telecommunications Energy Conference, 1987*, pp. 437-442.
- [26] C. V. Nayar, W. B. Lawrance, and S. J. Phillips, "Solar/wind/diesel hybrid energy systems for remote areas", in *Proceedings of the 24th Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, 1989*, pp. 2029-2034, vol.4.
- [27] C. F. O. Barbosa, J. T. Pinho, M. A. B. Galhardo, D. P. Cruz, and R. G. Araujo, "The experiences with the application of the first electricity prepayment system in Brazil installed at an isolated community in the Amazon Region", in *IEEE/PES Latin America Transmission and Distribution Conference and Exposition, 2004*, pp. 663-668.
- [28] L. A. de S. Ribeiro, O. R. Saavedra, J. G. de Matos, G. Bonan, and A. S. Martins, "Small renewable hybrid systems for stand alone applications", in *IEEE Power Electronics and Machines in Wind Applications, 2009*, 2009. pp. 1-7.
- [29] Eletrobrás, "Plano Anual de Combustíveis - Sistemas Isolados", 2006.
- [30] S. M. Shinde, K. D. Patil, S. S. Khairnar, and W. Z. Gandhare, "The Role of Power Electronics in Renewable Energy Systems Research and Development", in *2nd International Conference on Emerging Trends in Engineering and Technology (ICETET), 2009*, pp. 726-730.
- [31] S. Wakao, R. Ando, H. Minami, F. Shinomiya, A. Suzuki, M. Yahagi, S. Hirota, Y. Ohhashi, and A. Ishii, "Performance analysis of the PV/wind/wave hybrid power generation system", in *Proceedings of 3rd World Conference on Photovoltaic Energy Conversion, 2003*, pp. 2337-2340 Vol.3.
- [32] Y. Jia, R. Shibata, N. Yamamura, and M. Ishida, "Smoothed-Power Output Supply System for Battery of Stand-alone Renewable Power System Using EDLC", in *5th*



- International Power Electronics and Motion Control Conference, 2006*, pp. 1-5.
- [33] P. K. Katti and M. K. Khedkar, "Integrated Operation of Decentralised Resources for Rural Area Power Supply Applications", in *Asia and Pacific Transmission and Distribution Conference and Exhibition, 2005*, pp. 1-6.
- [34] K. Agbossou, S. Kelouani, A. Anouar, and M. Kolhe, "Energy management of hydrogen-based stand-alone renewable energy system by using boost and buck converters", in *39th IAS Annual Meeting Industry Applications Conference, 2004*, pp. 2786-2793 vol.4.
- [35] K. Agbossou, M. L. Doumbia, and A. Anouar, "Optimal hydrogen production in a stand-alone renewable energy system", in *Fourtieth IAS Annual Meeting Industry Applications Conference, 2005*, pp. 2932-2936. Vol. 4.
- [36] K. Agbossou, M. Kolhe, J. Hamelin, and T. K. Bose, "Performance of a stand-alone renewable energy system based on energy storage as hydrogen", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 19, pp. 633-640, 2004.
- [37] K. Agbossou, A. Bilodeau, and M. L. Doumbia, "Development of a control method for a renewable energy system with fuel cell", in *AFRICON, 2009*, pp. 1-5.
- [38] M. L. Doumbia, K. Agbossou, and E. Granger, "Simulink Modelling and Simulation of a Hydrogen Based Photovoltaic/Wind Energy System", in *International Conference on Computer*, 2007. pp. 2067-2072.
- [39] W. Gao, V. Zheglov, G. Wang, and S. M. Mahajan, "PV - wind - fuel cell - electrolyzer micro-grid modeling and control in Real Time Digital Simulator", in *Clean Electrical Power, 2009 International Conference on*, 2009. pp. 29-34.
- [40] K. Agbossou, S. Kelouani, A. Anouar, and M. Kolhe, "Energy management of hydrogen-based stand-alone renewable energy system by using boost and buck converters", in *IEEE Industry Applications Conference, 2004*. pp. 2786-2793 vol.4.
- [41] A. M. O. Haruni, M. Negnevitsky, M. E. Haque, and A. Gargoom, "A Novel Operation and Control Strategy for a Standalone Hybrid Renewable Power System", *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 4, pp. 402-413, 2013.
- [42] R. Langella, G. Margiotta, D. Proto, and A. Testa, "Hybrid PV-diesel stand-alone system sizing for remote microgrids", in *IEEE International Energy Conference and Exhibition, 2012*. pp. 475-482.
- [43] E. Ribeiro, A. J. M. Cardoso, and C. Boccaletti, "Standalone diesel-photovoltaic system with batteries and supercapacitors as energy storage components for telecommunications", in *IEEE International Telecommunications Energy Conference, 2012*. pp. 1-8.
- [44] E. A. Rosin and R. A. Frantz, "Photovoltaic Power for Remote Hub Sites", in *International Telecommunications Energy Conference, 1986*. pp. 149-154.
- [45] G. H. Atmaram, B. Marion, and C. Herig, "First year performance of a 15 kWp amorphous silicon photovoltaic system", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 5, pp. 290-298, 1990.
- [46] J. Chadjivassiliadis, "Solar photovoltaic and wind power in Greece", *Physical Science, IEE Proceedings Measurement and Instrumentation, Management and Education -*

- Reviews*, vol. 134, pp. 457-463, 1987.
- [47] T. Lepley, "Results from Arizona Public Service Company's Star Center", in *Twenty First IEEE Photovoltaic Specialists Conference, 1990*, pp. 903-908 vol.2.
- [48] R. S. Sugimura and J. M. Wood, "Utility Application of Photovoltaic Power Generation: A Survey of Recent Literature", *IEEE Power Engineering Review*, vol. PER-7, pp. 30-31, 1987.
- [49] A. Lohner, T. Meyer, and A. Nagel, "A new panel-integratable inverter concept for grid-connected photovoltaic systems", in *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 1996*, pp. 827-831 vol.2.
- [50] S. Saha and V. P. Sundarsingh, "Novel grid-connected photovoltaic inverter", *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-*, vol. 143, pp. 219-224, 1996.
- [51] F. Castelli Dezza, E. Chiesa, and A. Monti, "Converters for grid-connected DC energy sources: a simulation tool to meet expected utility specifications", in *Proceedings of the International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1996*, 578-583 vol.1.
- [52] M. Calais and V. G. Agelidis, "Multilevel converters for single-phase grid connected photovoltaic systems-an overview", in *EEE International Symposium on Industrial Electronics, 1998*, pp. 224-229 vol.1.
- [53] K. N. Reddy and V. Agarwal, "Utility-Interactive Hybrid Distributed Generation Scheme With Compensation Feature", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, pp. 666-673, 2007.
- [54] H. Jingang, T. Tianhao, X. Yao, and S. Ke, "Design of storage system for a hybrid renewable power system", in *2nd International Conference on Power Electronics and Intelligent Transportation System (PEITS), 2009*, pp. 67-70.
- [55] C. Gyu-Yeong, K. Jong-Soo, L. Byoung-Kuk, W. Chung-Yuen, K. Jin-Wook, J. Ji-Won, and S. Jae-Sun, "Comparative study of power sharing algorithm for fuel cell and photovoltaic hybrid generation system", in *International Power Electronics Conference (IPEC), 2010*, pp. 2615-2620.
- [56] D. Paire, Simo, x, M. G. es, J. Lagorse, and A. Miraoui, "A Real-Time Sharing Reference Voltage for Hybrid Generation Power System", in *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), 2010*, pp. 1-8.
- [57] N. Mutoh, Y. Ohnuma, and K. Suzuki, "A high reliability photovoltaic (PV) generation system in cooperation with a polymer electrolyte fuel cell (PEFC) using electric double layer capacitors (EDLCs)", in *International Power Electronics Conference (IPEC), 2010*, pp. 1147-1154.
- [58] M. Singh, V. Khadkikar, A. Chandra, and R. K. Varma, "Grid Interconnection of Renewable Energy Sources at the Distribution Level With Power-Quality Improvement Features", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, pp. 307-315, 2011.
- [59] S. Vazquez, S. M. Lukic, E. Galvan, L. G. Franquelo, and J. M. Carrasco, "Energy Storage Systems for Transport and Grid Applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 3881-3895, 2010.

- [60] N. Rizoug, P. Bartholomeus, and P. Le Moigne, "Modeling and Characterizing Supercapacitors Using an Online Method", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 3980-3990, 2010.
- [61] T. Azib, O. Bethoux, G. Remy, C. Marchand, and E. Berthelot, "An Innovative Control Strategy of a Single Converter for Hybrid Fuel Cell/Supercapacitor Power Source", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 4024-4031, 2010.
- [62] K. N. Reddy and V. Agarwal, "Utility-Interactive Hybrid Distributed Generation Scheme With Compensation Feature", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, pp. 666-673, 2007.
- [63] D. Das, R. Esmaili, X. Longya, and D. Nichols, "An optimal design of a grid connected hybrid wind/photovoltaic/fuel cell system for distributed energy production", in *IEEE Industrial Electronics Conference (IECON)*, 2005. p. 6 pp.
- [64] J. Jinhong, K. Seulki, C. Changhee, A. Jonbo, and K. Jangmok, "Power control of a grid-connected hybrid generation system with photovoltaic/wind turbine/battery sources", in *Internatonal Conference on Power Electronics*, 2007. pp. 506-510.
- [65] R. Abbassi and S. Chebbi, "Optimal energy management strategy for wind photovoltaic hybrid system with battery storage", in *IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON)*, 2012. pp. 810-813.
- [66] Y. Levron, J. M. Guerrero, and Y. Beck, "Optimal Power Flow in Microgrids With Energy Storage", *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. PP, pp. 1-9, 2013.
- [67] R. Takahashi, M. Nakatani, J. Tamura, S. M. Muyeen, M. Sugimasa, A. Komura, M. Futami, M. Ichinose, and K. Ide, "Smoothing control of wind farm output fluctuation by new scheme with energy storage system", in *European Conference on Power Electronics and Applications 2011*. pp. 1-9.
- [68] N. Mutoh and K. Kubota, "PV systems to charge electric energy acquired through MPPT control to edlcs efficiently and to handle the charged electric power effectively", in *IEEE Industrial Electronics Conference*, 2008. pp. 2212-2217.
- [69] N. Mutoh and T. Inoue, "A Control Method to Charge Series-Connected Ultraelectric Double-Layer Capacitors Suitable for Photovoltaic Generation Systems Combining MPPT Control Method", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, pp. 374-383, 2007.
- [70] "Nexa power module user's manual," Ballard, 2003.
- [71] A. M. Namisnyk, "A survey of electromechanical supercapacitor technology," Faculty os Engineering, University of Tecnology Sidney, 2003.
- [72] R. F. Coelho, "Estudo dos Conversores Buck e Boost Aplicados ao Rastreamento de Máxima Potência de Sistemas Solares Fotovoltaicos," Dissertação de mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis -SC, 2008.
- [73] M. A. Green, K. Emery, Y. Hishikawa, and W. Warta, "Solar Cell efficiency Table (version 37)", *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, 2011.
- [74] "Photovoltaics Report," Fraunhofer Institute for Solar Energy Systems ISE, Freiburg, 2012.

- [75] F. A. Farret and M. G. Simões, *Integration of Alternative Sources of Energy*. New Jersey: Wiley-Interscience, 2006.
- [76] C. Riordan and R. Hulstron, "What is an air mass 1.5 spectrum? [solar cell performance calculations]", in *IEEE Conference Record of the Twenty First Photovoltaic Specialists Conference*, 1990. pp. 1085-1088 vol.2.
- [77] M. S. V. Kapp and J. S. Nunes-Kapp, "Os conceitos físicos de temperatura e calor aplicados à conformação mecânica de materiais: uma proposta de abordagem motivadora", *Revista eletrônica de Educação e Tecnologia do SENAI-SP*, vol. 4, 2010.
- [78] R. F. Coelho, F. M. Concer, and D. C. Martins, "A MPPT approach based on temperature measurements applied in PV systems", in *9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications*, 2010. pp. 1-6.
- [79] R. F. Coelho and D. C. Martins, "An optimized maximum power point tracking method based on PV surface temperature measurement," in *Sustainable Energy - Recent Studies*, ed: Intech Open Science, 2012.
- [80] R. F. Coelho, F. Concer, and D. C. Martins, "A proposed photovoltaic module and array mathematical modeling destined to simulation", in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2009. pp. 1624-1629.
- [81] D. C. Martins and I. Barbi, *Conversores cc-cc básicos não isolados*, 2000.
- [82] M. A. G. de Brito, L. G. Junior, L. P. Sampaio, G. A. e Melo, and C. A. Canesin, "Main maximum power point tracking strategies intended for photovoltaics", in *Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, 2011. pp. 524-530.
- [83] B. Subudhi and R. Pradhan, "A Comparative Study on Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Power Systems", *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 4, pp. 89-98, 2013.
- [84] R. F. Coelho, F. M. Concer, and D. C. Martins, "Analytical and experimental analysis of DC-DC converters in photovoltaic maximum Power Point Tracking applications", in *36th IEEE Annual Conference on Industrial Electronics Society*, 2010. pp. 2778-2783.
- [85] T. Chee Wei, T. C. Green, and C. A. Hernandez-Aramburo, "Analysis of perturb and observe maximum power point tracking algorithm for photovoltaic applications", in *IEEE Power and Energy Conference, 2008*, 2008. pp. 237-242.
- [86] G. J. Kish, J. J. Lee, and P. W. Lehn, "Modelling and control of photovoltaic panels utilising the incremental conductance method for maximum power point tracking", *Renewable Power Generation*, vol. 6, pp. 259-266, 2012.
- [87] T. k. Soon, S. Mekhilef, and A. Safari, "Simple and low cost incremental conductance maximum power point tracking using buck-boost converter", *Journal of Renewable and Sustainable Energy*, 2013.
- [88] W. Herrmann and N. Bogdanski, "Outdoor weathering of PV modules - Effects of various climates and comparison with accelerated laboratory testing", in *IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, 2011. pp. 2305-2311.
- [89] D. Chianese, N. Cereghetti, S. Rezonnicco, and G. Travaglini, "18 types of PV modules under the lens", in *16th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition (EPVSEC)*, 2000.

- [90] C. R. Osterwald, A. Anderberg, S. Rummel, and L. Ottoson, "Degradation analysis of weathered crystalline-silicon PV modules", in *29th IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, 2002. pp. 1392-1395.
- [91] R. F. Coelho, R. Schweitzer, and D. C. Martins, "Obtenção de modelos médios para grandes sinais voltados à simulação de conversores estáticos," Congresso Brasileiro de Automática (CBA), Campina Grande, 2012
- [92] G. Tibola, "Sistema eólico de pequeno porte para geração de energia elétrica com rastreamento de máxima potência," Dissertação de mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis-SC, 2009.
- [93] R. D. S. Custódio, *Energia eólica para produção de energia elétrica*. Rio de Janeiro: Eletrobras, 2009.
- [94] S. Heier, *Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems*. Siegfried Heier, UK: John Wiley & Sons Ltd, 1998.
- [95] M. G. Bottarelli, "Conversores cc-cc básicos não isolados quadráticos de três níveis," Dissertação de mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC, 2006.
- [96] Y. R. Novaes, "Contribuições para sistemas de processamento de energia de células a combustível," Tese de doutorado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC, 2006.
- [97] M. A. Abdullah, A. H. M. Yatim, C. W. Tan, and R. Saidur, "A review of maximum power point tracking algorithms for wind energy systems", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 16, pp. 3220-3227, 2012.
- [98] S. M. Raza Kazmi, H. Goto, G. Hai-Jiao, and O. Ichinokura, "Review and critical analysis of the research papers published till date on maximum power point tracking in wind energy conversion system", in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2010. pp. 4075-4082.
- [99] J. S. Thongam and M. ouhrouche, "MPPT control methods in wind energy conversion sytems," in *Fundamental and Advanced Topics in Wind Power*, ed: Intec open source, 2011.
- [100] S. M. Raza Kazmi, H. Goto, G. Hai-Jiao, and O. Ichinokura, "Review and critical analysis of the research papers published till date on maximum power point tracking in wind energy conversion system", in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2010. pp. 4075-4082.
- [101] M. Shirazi, A. H. Viki, and O. Babayi, "A comparative study of maximum power extraction strategies in PMSG wind turbine system", in *IEEE Electrical Power & Energy Conference (EPEC)*, 2009. pp. 1-6.
- [102] P. Ching-Tsai and J. Yu-Ling, "A Novel Sensorless MPPT Controller for a High-Efficiency Microscale Wind Power Generation System", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, pp. 207-216, 2010.
- [103] S. M. Raza Kazmi, H. Goto, G. Hai-Jiao, and O. Ichinokura, "A Novel Algorithm for Fast and Efficient Speed-Sensorless Maximum Power Point Tracking in Wind Energy Conversion Systems", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 29-36,

- 2011.
- [104] H. Chih-Chiang and B. C. H. Cheng, "Design and implementation of power converters for wind energy conversion system", in *International Power Electronics Conference (IPEC)*, 2010. pp. 323-328.
- [105] E. Koutroulis and K. Kalaitzakis, "Design of a maximum power tracking system for wind-energy-conversion applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, pp. 486-494, 2006.
- [106] C. Patsios, A. Chaniotis, and A. Kladas, "A hybrid maximum power point tracking system for grid-connected variable speed wind-generators", in *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, 2008. pp. 1749-1754.
- [107] A. Mirecki, X. Roboam, and F. Richardeau, "Comparative study of maximum power strategy in wind turbines", in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2004. pp. 993-998 vol. 2.
- [108] T. Thiringer and J. A. Dahlberg, "Periodic pulsations from a three-bladed wind turbine", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 16, pp. 128-133, 2001.
- [109] C. Tang, "Analysis and Modelling of the effects of inertia and parameter errors on wind turbine output power," Master Thesis, School of Electrical and Electronic Engineering, The University of Adelaide, Australia, 2009.
- [110] (17/03/2013). *Fuel cell today*. Available: [www.fuelcelltoday.com/about-fuel-cells](http://www.fuelcelltoday.com/about-fuel-cells)
- [111] G. R. T. Hax, "Estudo e implementação de um conversor de interligação destinado a elevar a autonomia de uma UPS comercial utilizando células a combustível," Dissertação de mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2009.
- [112] N. H. Behling, *Fuel cells: Tecnology challenges and future research needs*. San Diego: Elsevier, 2013.
- [113] W. Na, P. Taesik, K. Taehyung, and K. Sangshin, "Light Fuel-Cell Hybrid Electric Vehicles Based on Predictive Controllers", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, pp. 89-97, 2011.
- [114] J. Larminie and A. Dicks, *Fuel cell systems explained*. England: Wiley, 2000.
- [115] C. Spiegel, *PEM fuel cell modeling and simulation using matlab*. Oxford: Elsevier, 2008.
- [116] R. D. S. Moretti, "Estudo e implementação de um conversor cc-cc baseado no inversor z-source alimentado por células a combustível," Dissertação de mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2007.
- [117] L. Schmitz, "Estágio de pré-processamento da energia gerada a partir de células a combustível para aplicação em um sistema de microgeração interligado à rede elétrica comercial," Trabalho de conclusão de curso, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2012.
- [118] I. Barbi, "Estudo do circuito grameador para conversores flyback e forward e do circuito equivalente do transformador de três enrolamentos," Instituto de Eletrônica de Potência, Florianópolis-SC, 2007.

- [119] C. Hanju and V. Trung-Kien, "Comparative analysis of low-pass output filter for single-phase grid-connected Photovoltaic inverter", in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2010. pp. 1659-1665.
- [120] J. Lettl, J. Bauer, and L. Linhart, "Comparison of different filter types for grid connected inverter", in *Progress in electromagnetics research symposium*, 2001.
- [121] P. A. Dahono, "A method to damp oscillations on the input LC filter of current-type AC-DC PWM converters by using a virtual resistor", in *25th International Telecommunications Energy Conference* 2003. pp. 757-761.
- [122] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse width modulation for power converters: principles and practice*. Canada: Wiley-interscience, 2003.
- [123] A. J. Perin, "Modulação PWM," Instituto de Eletrônica de Potência, Florianópolis, 2000.
- [124] R. W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*. Colorado: Chapman & Hall, 1997.
- [125] M. C. Maccarini, "Inversor monofásico sincronizado para a conexão de um gerador eólico à rede elétrica: estudo, projeto e implementação," Dissertação de mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2009.
- [126] K. C. A. Souza, "Estudo e otimização de conversores estáticos utilizando em sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica comercial," Tese de doutorado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2009.
- [127] Y. Wang, S. Li, F. Wu, and A. Quntao, "An improved phase locking scheme for grid-connected-inverter under non-ideal grid conditions", in *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International*, 2012. pp. 2178-2182.
- [128] D. B. Talbot, *A review of PLL fundamentals*: Wiley-IEEE Press, 2012.
- [129] C. E. Marcussi Gomes, C. A. Petry, and S. A. Mussa, "Digital control based on DPLL of an AC line conditioner", in *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008. pp. 398-404.
- [130] R. F. Coelho, T. B. Lazzarin, and D. C. Martins, "Modelling and control of the single-phase dc-ac PWM converter for grid-connected applications including a loop for average primary current controlling", in *Brazilian Power Electronics Conference*, 2011. pp. 334-340.
- [131] T. B. Lazzarin, "Paralelismo de inversores de tensão," Tese de doutorado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2010.
- [132] C. M. Wildrick, F. C. Lee, B. H. Cho, and B. Choi, "A method of defining the load impedance specification for a stable distributed power system", in *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1993. pp. 826-832.
- [133] W. Du, J. Zhang, Y. Zhang, and Z. Qian, "Stability Criterion for Cascaded System With Constant Power Load", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 1843-1851, 2013.
- [134] S. Abe, M. Hirokawa, T. Zaitso, and T. Ninomiya, "Design consideration of full-regulated bus converter for system stability of on-board distributed power system", in *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives*, 2006. pp. 629-633.
- [135] S. Abe, M. Hirokawa, and T. Ninomiya, "Output Impedance Design Consideration of

- Three Control Schemes for Bus Converter in On-Board Distributed Power System", in *International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 2007. pp. 1199-1204.
- [136] S. Abe, T. Ninomiya, M. Hirokawa, and T. Zaitzu, "Stability Design Consideration for On-Board Distributed Power System Consisting of Full-Regulated Bus Converter and POLs", in *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2006. pp. 1-5.
- [137] Q. Tong, D. Zhang, and N. Zhang, "Research on the output impedance of source DC-DC converters in distributed power systems", in *International Conference on Future Electrical Power and Energy Systems Lecture Notes in Information Technology*, 2012.
- [138] R. D. Middlebrook, "Input filter consideration in design and application of switched regulators", in *IEEE Industrial and Application Society Annual Meeting*, 1976.
- [139] T. Xisheng and Q. Zhiping, "Stability study of DC DPS and the improvement with EDLC", in *International Conference on Sustainable Power Generation and Supply*, 2009. pp. 1-5.
- [140] F. Xiaogang, Y. Zhihong, X. Kun, F. C. Lee, and D. Borojevic, "Individual load impedance specification for a stable DC distributed power system", in *Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1999. pp. 923-929 vol.2.
- [141] F. Xiaogang, L. Jinjun, and F. C. Lee, "Impedance specifications for stable DC distributed power systems", *IEEE Transactions on Power Electronics* vol. 17, pp. 157-162, 2002.



## APÊNDICE A

### Determinação da curva de transferência estática do conversor *Boost* considerando-se os parâmetros de perda

Neste apêndice apresentam-se os procedimentos utilizados para obtenção dos modelos médios de grandes sinais dos conversores empregados no processamento da energia proveniente das fontes renováveis. Os respectivos ganhos estáticos, obtidos a partir dos modelos com inclusão dos parâmetros com perda, são também abordados.

#### Conversor cc-cc *Boost*

O conversor cc-cc *Boost* caracteriza-se por apresentar em sua saída uma tensão cc de valor maior que a de entrada, ou no limite teórico, igual. Seu modelo idealizado é apresentado na Figura A.1.

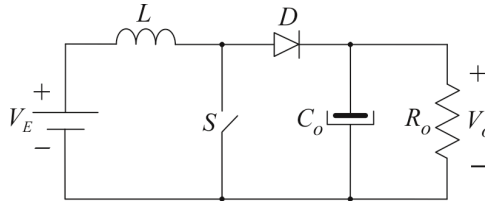


Figura A.1 - Modelo idealizado do conversor cc-cc *Boost*.

A inclusão dos parâmetros de perdas conduz à estrutura proposta na Figura A-2, em que  $R_L$  representa a resistência dos enrolamentos do indutor,  $R_S$  a resistência de condução do interruptor,  $R_C$  a resistência série equivalente do capacitor e, por fim,  $V_D$  a tensão de polarização do diodo.

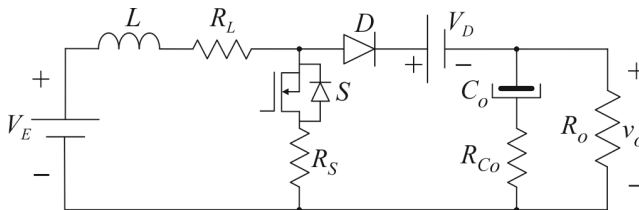


Figura A.2 - Modelo do conversor cc-cc *Boost* contemplando os parâmetros de perda.

Para obter ambos, modelo médio de grandes sinais e ganho estático em função dos parâmetros de perdas, torna-se necessário definir, de antemão, os circuitos equivalentes referentes a cada uma das etapas de operação do conversor. Ressalta-se que esta abordagem considera apenas o funcionamento no modo de condução contínuo (MCC).

As etapas de operação são definidas em função do tempo  $\Delta t_1$  em que o interruptor  $S$  permanece em condução e do tempo  $\Delta t_2$  complementar, no qual se torna bloqueado, dentro de um período de comutação  $T_s$ , sendo estabelecidas as seguintes relações:

$$t_1 = \delta_{Boost} T_s \quad (A1)$$

$$t_2 = (1 - \delta_{Boost}) T_s \quad (A2)$$

Durante a primeira etapa, com o interruptor conduzido, encontra-se o circuito equivalente representado através da Figura A-3, cujo equacionamento permite escrever as igualdades apresentadas em (A3), (A4), (A5) e (A6).

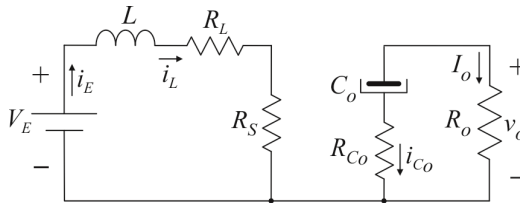


Figura A.3 - Circuito equivalente da primeira etapa de operação.

$$\frac{d}{dt} i_L = - \left( \frac{R_L + R_S}{L} \right) i_L + \frac{1}{L} V_E \quad (A3)$$

$$\frac{d}{dt} v_o = - \frac{1}{(R_o + R_{C_o}) C_o} v_o \quad (A4)$$

$$v_o = \frac{R_o}{R_o + R_{C_o}} v_o \quad (A5)$$

$$i_E = i_L \quad (A6)$$

As equações (A3)-(A6) podem ser dispostas na forma matricial, originando a representação por espaços de estado, expressa literalmente por (A7) e (A8). Com base no exposto, escreve-se (A9), (A.10) e (A11).

$$\dot{x} = A_1 x + B_1 u \quad (A7)$$

$$y = C_1 x \quad (A8)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_L + R_S}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{(R_o + R_{C_o}) C_o} \end{bmatrix} \quad (A9)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (A10)$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_o + R_{Co}} \end{bmatrix} \quad (A11)$$

A segunda etapa de operação se inicia quando o interruptor é bloqueado. Nesta situação, obtém-se o circuito equivalente representado na Figura A-4.

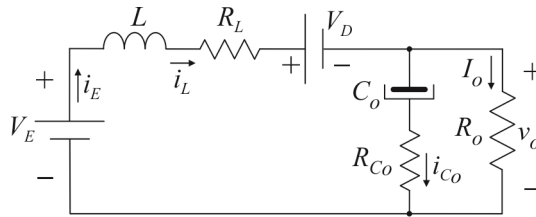


Figura A.4 - Circuito equivalente da segunda etapa de operação.

Novamente, escrevendo-se as equações que regem o comportamento do circuito, encontra-se:

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_L R_o + R_L R_{Co} + R_o R_{Co}}{(R_o + R_{Co})L} & -\frac{R_o}{(R_o + R_{Co})L} \\ \frac{R_o}{(R_o + R_{Co})C_o} & -\frac{1}{(R_o + R_{Co})C_o} \end{bmatrix} \quad (A12)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1 - V_D/V_E}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (A13)$$

$$C_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{R_o R_{Co}}{R_o + R_{Co}} & \frac{R_o}{R_o + R_{Co}} \end{bmatrix} \quad (A14)$$

De acordo com os procedimentos detalhados anteriormente, foi possível obter dois modelos distintos que representam o conversor *Boost* com perdas em cada uma das etapas de operação.

Pode-se, contudo, definir um modelo médio de grandes sinais que, depois de linearizado, conduz à característica estática do conversor. A

obtenção do referido modelo médio é feito com base em (A15), (A16) e (A17), sendo o símbolo  $\langle \rangle$  utilizado para designar o valor médio de uma grandeza, calculado no período de comutação.

$$\langle A \rangle = A_1 \delta_{Boost} + A_2 (1 - \delta_{Boost}) \quad (A15)$$

$$\langle B \rangle = B_1 \delta_{Boost} + B_2 (1 - \delta_{Boost}) \quad (A16)$$

$$\langle C \rangle = C_1 \delta_{Boost} + C_2 (1 - \delta_{Boost}) \quad (A17)$$

Assim sendo, em um período de comutação, o modelo médio de grandes sinais passa a ser expresso por (A18) e (A19).

$$\dot{x} = \langle A \rangle x + \langle B \rangle u \quad (A18)$$

$$y = \langle C \rangle x \quad (A19)$$

Para proceder a linearização do sistema, consideram-se as relações apresentadas (A20), (A21), (A22) e (A23), em que a grandezas  $X$ ,  $\Delta_{Boost}$ ,  $U$  e  $Y$  representam o ponto de operação do sistema, enquanto  $\hat{x}$ ,  $\hat{\delta}_{Boost}$ ,  $\hat{u}$  e  $\hat{y}$  as respectivas perturbações em torno deste ponto. Cabe ressaltar que, para fins de simplificação, a fonte de entrada será considerada livre de perturbações, portanto, matematicamente,  $\hat{u} = 0$ .

$$x = X + \hat{x} \quad (A20)$$

$$\delta_{Boost} = \Delta_{Boost} + \hat{\delta}_{Boost} \quad (A21)$$

$$u = U + \hat{u} \quad (A22)$$

$$y = Y + \hat{y} \quad (A23)$$

Substituindo-se (A20), (A21), (A22) e (A23) em (A18) e (A19) e manipulando-se os resultado encontrados, a fim de distinguir os termos cc e ca, obtêm-se (A24), (A25) e (A26), respectivamente.

$$X = -A^{-1} B V_E \quad (A24)$$

$$Y = C X \quad (A25)$$

Em que  $I$  representa a matriz identidade e:

$$X^T = [I_L \quad V_o] \quad (A26)$$

$$A = A_1 \Delta_{Boost} + A_2 (1 - \Delta_{Boost}) \quad (A27)$$

$$B = B_1 \Delta_{Boost} + B_2 (1 - \Delta_{Boost}) \quad (A28)$$

$$C = C_1 \Delta_{Boost} + C_2 (1 - \Delta_{Boost}) \quad (A29)$$

Assim sendo, é possível, de acordo com (A30), isolar a relação  $V_o/V_E$ , determinando o ganho estático do conversor modelado com perdas, conforme (A31).

$$Y^T = [0 \quad V_o] \tag{A30}$$

$$G_{Boost} = \frac{1}{\underbrace{1 - \Delta_{Boost}}_{\substack{\text{Ganho} \\ \text{estático} \\ \text{ideal}}}} \left[ \frac{(1 - \Delta_{Boost})^2 \left( 1 - (1 - \Delta_{Boost}) \frac{V_D}{V_E} \right)}{\underbrace{\left( (1 - \Delta_{Boost}) \left( \frac{R_{Co} + R_o - \Delta_{Boost} R_o}{R_{Co} + R_o} \right) + \frac{R_L + \Delta_{Boost} R_S}{R_o} \right)}_{\text{Fator de redução devido aos elementos de perda}}} \right] \tag{A31}$$

Analisando-se (A31) percebe-se que o ganho estático pode ser fracionado em duas parcelas, sendo que a primeira refere-se ao ganho que o conversor apresentaria na ausência de perdas e, o segundo, o fator de redução do ganho idealizado, devido às perdas.

Graficamente, a curva de ganho estático, obtida a partir dos parâmetros de perdas descritos na Tabela A.1, é ilustrada na Figura A.5.

Tabela A.1 – Elementos parasitas inerentes aos componentes do conversor *Boost*.

Descrição		Valor @ 100 °C
Resistência parasita do indutor	$R_L$	130 mΩ
Resistência de condução do interruptor	$R_S$	112 mΩ
Resistência série equivalente do capacitor	$R_{Co}$	30 mΩ
Queda de tensão no diodo em condução	$V_D$	0,85 V

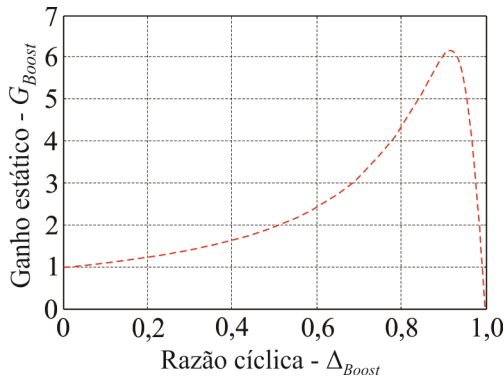


Figura A.5 - Característica de transferência estática do conversor *Boost* modelado com perdas (especificação nominal: 1 kW).



## APÊNDICE B

### Projeto do compensador da malha de tensão do conversor *Boost* para operação no modo isolado

#### Dados de Projeto

$P_o := 1\text{kW}$	Potência de saída
$P_i := P_o = 1\cdot\text{kW}$	Potência de entrada
$V_{\text{trip}} := 5\text{V}$	Valor de pico da portadora
$f_s := 40\text{kHz}$	Frequência de comutação
$V_i := 131.5\text{V}$	Tensão do barramento cc
$I_i := \frac{P_i}{V_i} = 7.605\text{A}$	Corrente de entrada
$j := \sqrt{-1}$	Operador complexo
$K_{V_o} := \frac{3.3}{210} \frac{\text{V}}{\text{V}} = 0.016$	Ganho do sensor de tensão
$V_o := 210\text{V}$	Tensão de saída
$C_o := 31.5\text{F}$	Capacitor do barramento cc
$L_o := 1.44\text{mH}$	Indutor de entrada
$R_o := \frac{V_o^2}{P_o} = 44.1\Omega$	Resistência de carga
$\Delta := 1 - \frac{V_i}{V_o} = 0.374$	Razão cíclica de operação

### Determinação da planta

$$a := -V_1 \cdot L_0 = -0.189 \text{H} \cdot \text{V}$$

$$b := -V_1 \cdot \left( -R_0 + 2 \cdot R_0 \cdot \Delta - R_0 \cdot \Delta^2 \right) = 2.274 \times 10^3 \Omega \cdot \text{V}$$

$$c := (-1 + \Delta)^2 \cdot L_0 \cdot R_0 \cdot C_0 = 0.784 \text{s}^2 \cdot \Omega$$

$$d := (-1 + \Delta)^2 \cdot L_0 = 5.646 \times 10^{-4} \text{s} \cdot \Omega$$

$$e := (-1 + \Delta)^2 \cdot \left( R_0 - 2 \cdot R_0 \cdot \Delta + R_0 \cdot \Delta^2 \right) = 6.781 \Omega$$

$$G_V(\omega) := \frac{j \cdot \omega \cdot a + b}{(j \cdot \omega)^2 \cdot c + j \cdot \omega \cdot d + e}$$

$$\omega := 0.01 \frac{\text{rad}}{\text{s}}, 0.015 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \dots 1000 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$G_{V\text{mod}}(\omega) := 20 \cdot \log \left( \left| G_V(\omega) \cdot \frac{1}{\text{V}} \right| \right)$$

$$G_{V\text{fase}}(\omega) := \frac{180}{\pi} \arg(G_V(\omega))$$

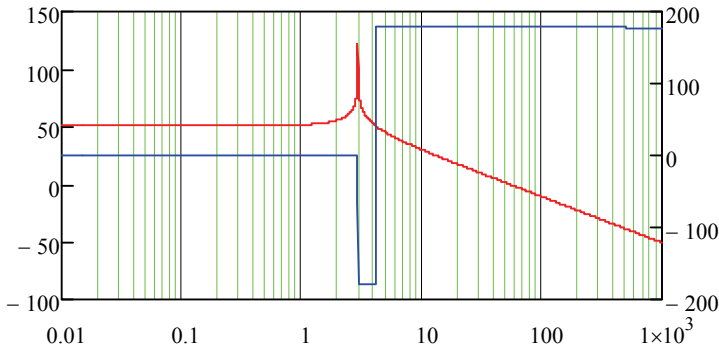


Figura B.1 -  $G_{imod}$  em vermelho e  $G_{ifase}$  em azul.



**Determinação da função de transferência de laço aberto (FTLA) do sistema não compensado**

$$FTLA_{V_{nc}}(\omega) := \frac{1}{V_{trip}} \cdot G_V(\omega) \cdot K_{V0}$$

$$FTLA_{V_{nc\_mod\_dB}}(\omega) := 20 \log\left(|FTLA_{V_{nc}}(\omega)|\right)$$

$$\theta_{FTLA_{V_{nc}}}(\omega) := \left(\frac{180}{\pi}\right) \arg(FTLA_{V_{nc}}(\omega))$$

**Especificações para o sistema após a compensação**

$$\omega_{c\_comp} := 2 \cdot \pi \cdot 0.525 \text{Hz} = 3.299 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

**Cálculo dos parâmetros do controlador**

$$C_1(s) = \frac{K_c}{s}$$

$$K_c := \frac{\omega_{c\_comp}}{|FTLA_{V_{nc}}(\omega_{c\_comp})|} = 0.81 \frac{1}{\text{s}}$$

$$C_V(\omega) := \frac{K_c}{j \cdot \omega}$$

**Análise dos resultados obtidos com a compensação**

$$FTLA_{V\_comp}(\omega) := C_V(\omega) \cdot FTLA_{V_{nc}}(\omega)$$

$$FTLA_{V\_comp\_mod\_dB}(\omega) := 20 \log\left(|FTLA_{V\_comp}(\omega)|\right)$$

$$\theta_{FTLA_{V\_comp}}(\omega) := \left(\frac{180}{\pi}\right) \arg(FTLA_{V\_comp}(\omega))$$

$$\omega := 0.01 \frac{\text{rad}}{\text{s}}, 0.05 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \dots 10000 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

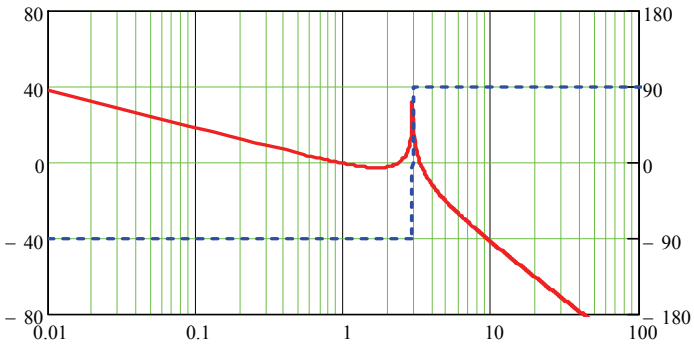


Figura B.2 -  $G_{mod}$  em vermelho e  $G_{ifase}$  em azul.

### Discretização do compensador

$$f_a := 4 \cdot \text{Hz}$$

Frequência de amostragem

$$T_a := \frac{1}{f_a} = 250 \cdot \text{ms}$$

Período de amostragem

$$a := \frac{K_c \cdot T_a}{2} = 0.101$$

Constante do compensador discretizado

## APÊNDICE C

### Determinação da curva de transferência estática do conversor *Boost* QTN considerando-se os parâmetros de perda

O conversor *Boost* quadrático, idealmente representado através da Figura C.1, caracteriza-se por apresentar elevado ganho estático, conforme expressa (C1).

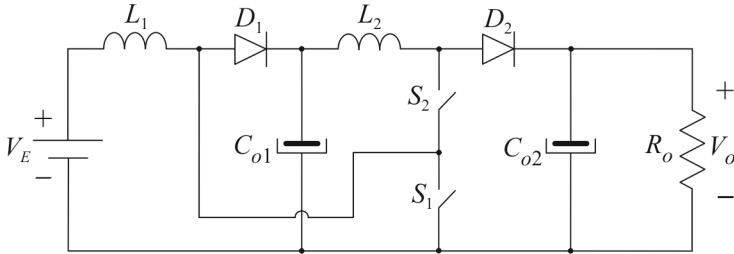


Figura C.1 – Modelo idealizado do conversor *Boost* quadrático.

$$G_{BQTN} = \frac{1 + \Delta_2(1 - \alpha)}{(1 - \Delta_2)(1 - \alpha\Delta_2)} \quad (C1)$$

O parâmetro  $\Delta_2$  representa a razão cíclica no ponto de operação e  $\alpha$  é uma constante ( $0 < \alpha < 1$ ) que relacionada os tempos de condução dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , isto é:

$$\alpha = \frac{\Delta_1}{\Delta_2} \quad (C2)$$

Nota-se que no caso particular em que  $\alpha = 1$ , tem-se  $\Delta_1 = \Delta_2 = \Delta$ , e o ganho estático fica definido por (C3), fato que origina a nomenclatura da topologia.

$$G_{BQTN} = \frac{1}{(1 - \Delta)^2} \quad (C3)$$

Ao incluir os parâmetros que modelam as perdas deste conversor, obtém-se a Figura C.2, em que  $R_{L1}$  e  $R_{L2}$  representam as resistências dos enrolamentos dos indutores,  $R_{S1}$  e  $R_{S2}$  as resistências de condução dos interruptores,  $R_{C_{o1}}$  e  $R_{C_{o2}}$  as resistências série equivalentes dos capacitores e, por fim,  $V_{D1}$  e  $V_{D2}$  as tensões de polarização dos diodos.

Assim sendo, a partir dos sinais de comando dos interruptores, ilustrados na C.3, três etapas de operação são distinguidas.

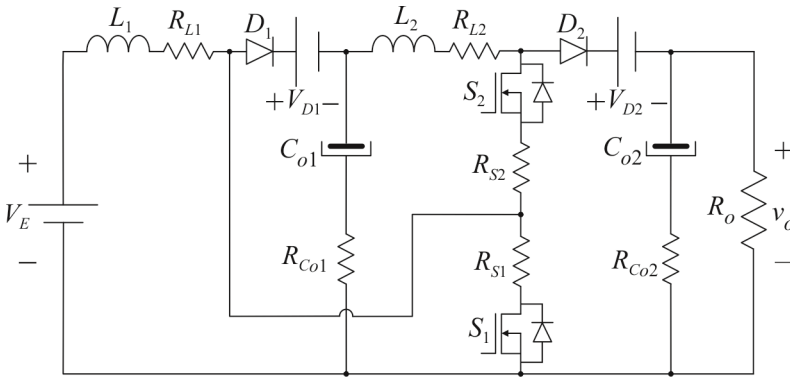


Figura C.2 - Modelo do conversor *Boost* quadrático com inclusão dos parâmetros de perda.

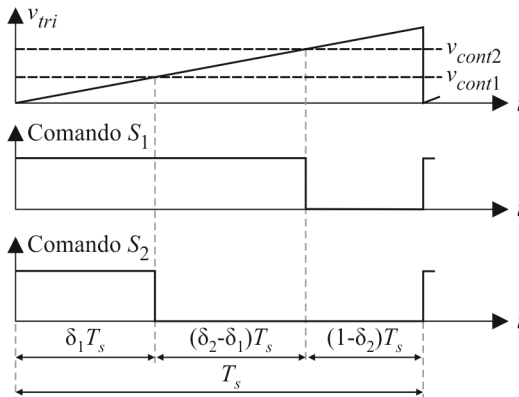


Figura C.3 - Sinais de comando para acionamento dos interruptores.

A determinação dos tempos de duração de cada uma das etapas de operação pode ser obtida considerando-se que o interruptor  $S_1$  é acionado com razão cíclica  $\delta_1$  e  $S_2$ , com razão cíclica  $\delta_2$ . Todavia, mantendo-se a mesma notação outrora apresentada em (C2), escreve-se que:

$$\alpha = \frac{\delta_1}{\delta_2} \quad (C4)$$

Perante (C4) torna-se evidente que ao estabelecer  $\alpha$  e  $\delta_2$ ,  $\delta_1$  torna-se definido, portanto, os tempos de duração de cada etapa podem ser especificados em função de  $\delta_1$  e  $\delta_2$ , tendo  $\alpha$  como parâmetro. Destarte os intervalos de duração da primeira, segunda e terceira etapa, calculados respectivamente por  $t_1$ ,  $t_2$  e  $t_3$ , são:

$$\begin{aligned}
 t_1 &= \alpha \delta_2 T_s \\
 t_2 &= (1 - \alpha) \delta_2 T_s \\
 t_3 &= (1 - \delta_2) T_s
 \end{aligned}
 \tag{C5}$$

Durante o intervalo de tempo definido por  $t_1 = \alpha \delta_2 T_s$  ambos os interruptores do circuito são comandados a conduzir, configurando a primeira etapa de operação, cujo circuito equivalente é definido pela Figura C.4 e a representação matricial por (C6), (C7) e (C8), em que  $R_{X1} = R_{S1} + R_{S2} + R_{L2} + R_{Co1}$ .

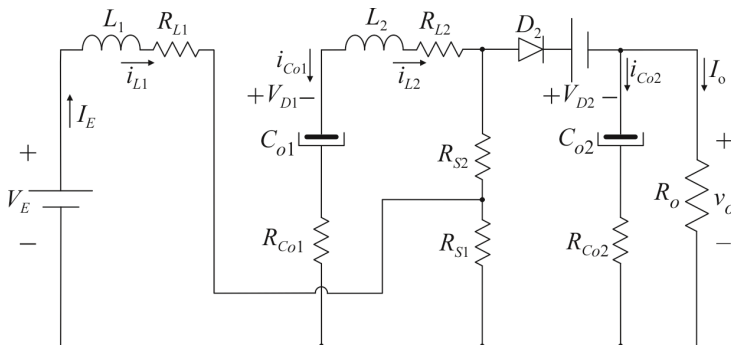


Figura C.4 - Circuito equivalente referente à primeira etapa de operação.

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L1} + R_{S1}}{L_1} & -\frac{R_{S1}}{L_1} & 0 & 0 \\ -\frac{R_{S1}}{L_2} & -\frac{R_{X1}}{L_2} & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{o1}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_{o2}(R_o + R_{Co2})} \end{bmatrix}
 \tag{C6}$$

$$B_1^T = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}
 \tag{C7}$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{R_o}{R_o + R_{Co2}} \end{bmatrix}
 \tag{C8}$$

A segunda etapa de operação ocorre com duração dada por  $t_2 = (1 - \alpha) \delta_2 T_s$ , em que o interruptor  $S_1$  é mantido bloqueado e  $S_2$ , conduzindo. Como resultado, tem-se o circuito elétrico equivalente aludido na Figura (C.5) e as equações (C9), (C10) e (C11).

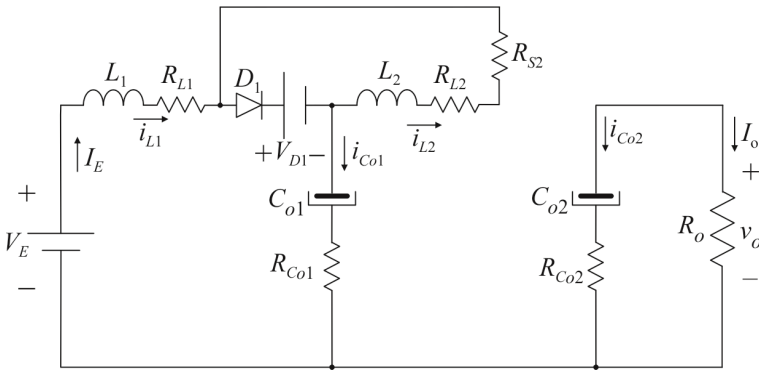


Figura C.5 - Circuito equivalente referente à segunda etapa de operação.

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L1} + R_{Co1}}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{R_{L2} + R_{S2}}{L_2} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{o1}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_o + R_{Co2}} \end{bmatrix} \quad (C9)$$

$$B_2^T = \begin{bmatrix} \frac{1 - V_{D1}/V_E}{L_1} & -\frac{V_{D1}/V_E}{L_1} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (C10)$$

$$C_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{R_o}{R_o + R_{Co2}} \end{bmatrix} \quad (C11)$$

O circuito equivalente oriundo da terceira etapa de operação, cuja duração é dada por  $t_3 = (1 - \delta_2)T_s$ , é apresentado na Figura C.6.

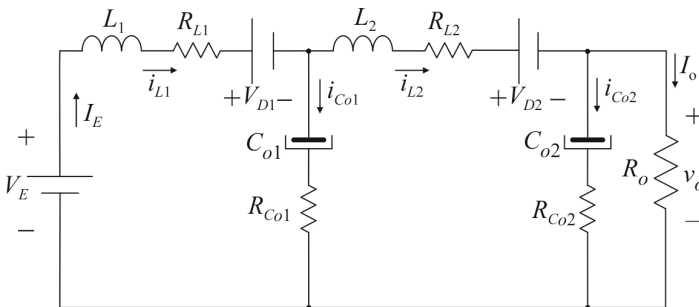


Figura C.6 - Circuito equivalente referente à terceira etapa de operação.

As equações matriciais que descrevem tal estado topológico são dadas por (C12), (C13) e (C14).

$$A_3 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L1} + R_{Co1}}{L_1} & \frac{R_{Co1}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{R_{Co1}}{L_2} & -\frac{R_{X2}}{L_2} & \frac{1}{L_2} & -\frac{R_o}{R_o + R_{Co2}} \\ \frac{1}{C_{o1}} & -\frac{1}{C_{o1}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_o R_{Co2}}{C_{o2} (R_o + R_{Co2})} & 0 & \frac{R_o R_{Co2}}{C_{o2} (R_o + R_{Co2})} \end{bmatrix} \quad (C12)$$

$$B_3^T = \begin{bmatrix} \frac{1 - V_{D1}/V_E}{L_1} & \frac{-V_{D2}/V_E}{L_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (C13)$$

$$C_3 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R_o R_{Co2}}{R_o + R_{Co2}} & 0 & \frac{R_o}{R_o + R_{Co2}} \end{bmatrix} \quad (C14)$$

Em que:

$$R_{X2} = R_{Co1} + R_{L2} + \frac{R_o R_{Co2}}{R_o + R_{Co2}} \quad (C15)$$

Seguindo os mesmos procedimentos adotados no Apêndice A, é possível derivar o ganho estático do conversor modelado com perdas, conforme (C16) e (C17).

$$X = -A^{-1} B V_E \quad (C16)$$

$$Y = C X \quad (C17)$$

Em que:

$$\begin{aligned} A &= [\alpha(A_1 - A_2) + (A_2 - A_3)] \Delta_2 + A_3 \\ B &= [\alpha(B_1 - B_2) + (B_2 - B_3)] \Delta_2 + B_3 \\ C &= [\alpha(C_1 - C_2) + (C_2 - C_3)] \Delta_2 + C_3 \end{aligned} \quad (C18)$$

Novamente, é possível, de acordo com (C19), isolar a relação  $V_o/V_E$ , determinando o ganho estático do conversor.

$$Y^T = [0 \quad V_o] \quad (C19)$$

Neste caso a solução literal é demasiadamente extensa, logo, resolvendo-a literalmente e empregando-se os parâmetros da Tabela C.1, é possível obter o gráfico que relaciona o ganho estático do conversor com a razão cíclica de operação  $\Delta_2$ , conforme segue ilustrado na Figura C7.

Tabela C.1 – Elementos parasitas inerentes aos componentes do conversor *Boost QTN*.

Descrição		Valor @ 100 °C
Resistência de condução dos interruptores	$R_{S1}$ e $R_{S2}$	122 m $\Omega$
Queda de tensão nos diodos em condução	$V_{D1}$ e $V_{D2}$	1,25 V
Resistência parasita do indutor $L_1$	$R_{L1}$	37 m $\Omega$
Resistência parasita do indutor $L_2$	$R_{L2}$	59 m $\Omega$
Resistência série do capacitor $C_{WT}$	$R_{Co1}$	50 m $\Omega$
Resistência série do capacitor $C_{o1}$	$R_{Co2}$	33 m $\Omega$

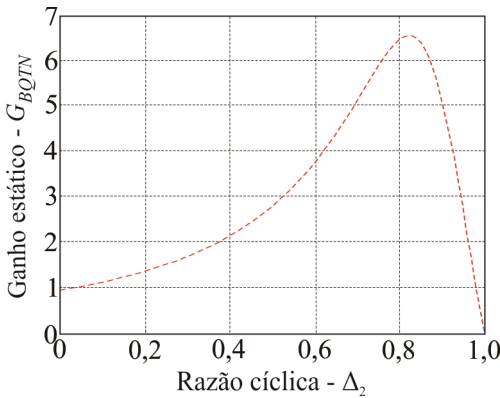


Figura C.7 - Característica de transferência estática do conversor *Boost QTN* modelado com perdas (especificação nominal: 1 kW).



## APÊNDICE D

### Projeto dos compensadores das malhas de corrente e tensão do conversor destinado ao processamento da energia proveniente da célula a combustível

#### Especificações

$$V_i := 30V$$

$$V_o := 210V$$

$$P_o := 900W$$

$$I_o := \frac{P_o}{V_o} = 4.286A$$

$$R_o := \frac{V_o}{I_o} = 49\Omega$$

$$C_o := 330\mu F$$

$$k_v := \frac{3.3}{210} = 0.016 \frac{V}{V}$$

$$f_s := 40kHz$$

$$a := 0.174$$

$$L_o := 1.656mH$$

$$k_i := 13.33 \cdot 0.625 \cdot \frac{3}{25} \frac{V}{A} = 1\Omega$$

$$V_{ieq} := \frac{3 \cdot V_i}{a} = 517.241V$$

$$C_{bar} := 31.5F$$

$$L_{eq} := 3 \cdot L_o = 4.968mH$$

$$V_{trip} := 10V$$

$$K_{\text{PWM}} := \frac{1}{V_{\text{trip}}} = 0.1 \frac{1}{\text{V}}$$

$$C_{\text{eq}} := C_{\text{bar}} + \frac{C_o}{3} = 31.5 \text{ F}$$

$$j := \sqrt{-1}$$

### Projeto do compensador de corrente

#### Planta para controle da corrente

$$\omega := 1 \frac{\text{rad}}{\text{s}}, 1.01 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \dots 10^3 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$G_1(\omega) := \frac{V_{\text{ieq}} \cdot (j \cdot \omega \cdot R_o \cdot C_{\text{eq}} + 1)}{(j \cdot \omega)^2 \cdot R_o \cdot L_{\text{eq}} \cdot C_{\text{eq}} + j \cdot \omega \cdot L_{\text{eq}} + R_o}$$

$$G_{\text{imod}}(\omega) := 20 \cdot \log \left( \left| G_1(\omega) \cdot \frac{1}{\text{A}} \right| \right)$$

$$G_{\text{ifase}}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_1(\omega))$$

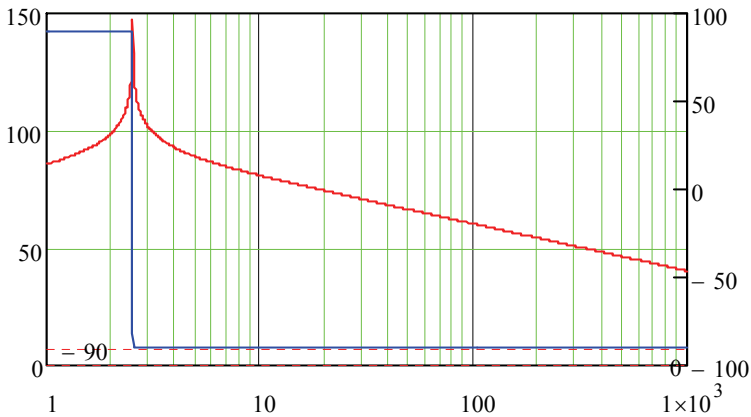


Figura D.1 -  $G_{\text{imod}}$  em vermelho e  $G_{\text{ifase}}$  em azul.

### Filtro passa-baixa de segunda ordem para filtragem da corrente lida

$$\omega := 10 \frac{\text{rad}}{\text{s}}, 15 \frac{\text{rad}}{\text{s}} .. 10^6 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$\omega_{ci} := 2 \cdot \pi \cdot 4\text{kHz} = 2.513 \times 10^4 \cdot \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$\zeta := 0.707$$

$$FPB_i(\omega) := \frac{\omega_{ci}^2}{(j \cdot \omega)^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_{ci} \cdot j \cdot \omega + \omega_{ci}^2}$$

$$FPB_{i\_mod}(\omega) := 20 \cdot \log(|FPB_i(\omega)|)$$

$$FPB_{i\_fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FPB_i(\omega))$$

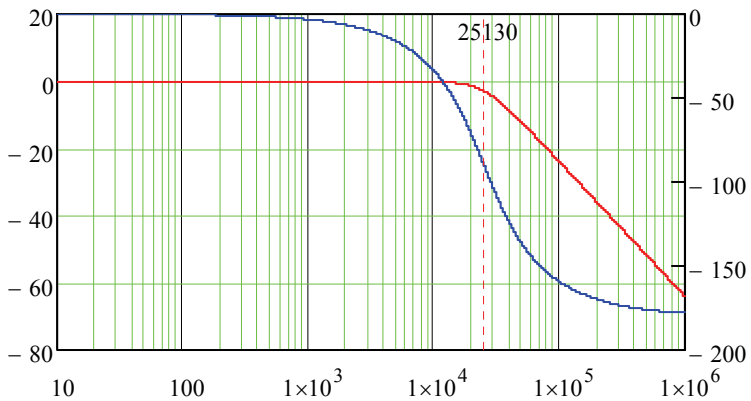


Figura D.2 -  $FPB_{i\_mod}$  em vermelho e  $FPB_{i\_fase}$  em azul.

### FT de laço aberto não compensado

$$FTLA_{NC}(\omega) := K_{PWM} \cdot k_i \cdot FPB_i(\omega) \cdot G_i(\omega)$$

$$FTLA_{NC\_mod}(\omega) := 20 \cdot \log(|FTLA_{NC}(\omega)|)$$

$$FTLA_{NC\_fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_{NC}(\omega))$$

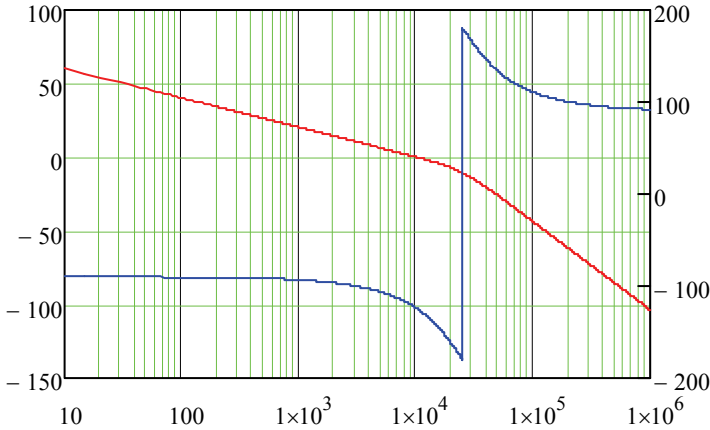


Figura D.3 -  $FTLA_{NC\_mod}$  em vermelho e  $FTLA_{NC\_fase}$  em azul.

### Projeto do compensador PI

$$\omega_{c\_comp} := 2 \cdot \pi \frac{f_s}{40} = 6.283 \times 10^3 \cdot \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$M_\phi := 60 \cdot \frac{\pi}{180} = 1.047$$

$$\omega_z := \frac{\omega_{c\_comp}}{\tan\left(M_\phi - \frac{\pi}{2} - \arg(FTLA_{NC}(\omega_{c\_comp}))\right)} = 1.033 \times 10^3 \cdot \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$\tau_z := \frac{1}{\omega_z} = 967.642 \mu\text{s}$$

$$k_c := \frac{\omega_{c\_comp}}{\left| \text{FTLA}_{NC}(\omega_{c\_comp}) \right| \cdot \sqrt{\left( \omega_{c\_comp}^2 + \omega_z^2 \right)}} = 0.597$$

$$C_i(\omega) := k_c \cdot \frac{(j \cdot \omega + \omega_z)}{j \cdot \omega}$$

$$C_{i\_mod}(\omega) := 20 \cdot \log\left(\left| C_i(\omega) \right| \right)$$

$$C_{i\_fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg\left(C_i(\omega)\right)$$

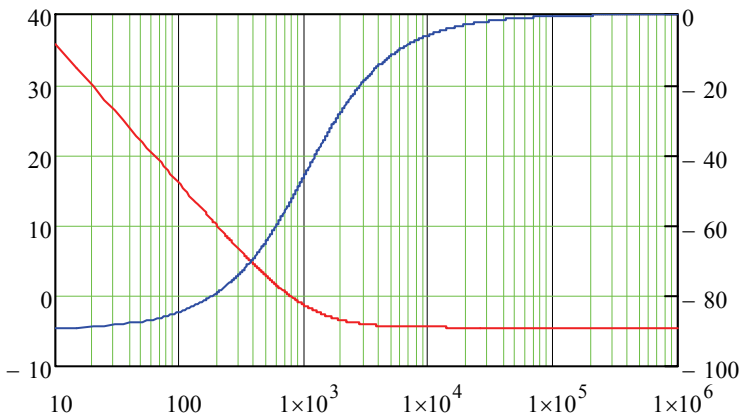


Figura D.4 -  $C_{i\_mod}$  em vermelho e  $C_{i\_fase}$  em azul.

### FT de Laço aberto compensador

$$\text{FTLA}_C(\omega) := C_i(\omega) \cdot \text{FTLA}_{NC}(\omega)$$

$$\text{FTLA}_{C_{i\_mod}}(\omega) := 20 \cdot \log\left(\left| \text{FTLA}_C(\omega) \right| \right)$$

$$\text{FTLA}_{C_{i\_fase}}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg\left(\text{FTLA}_C(\omega)\right)$$

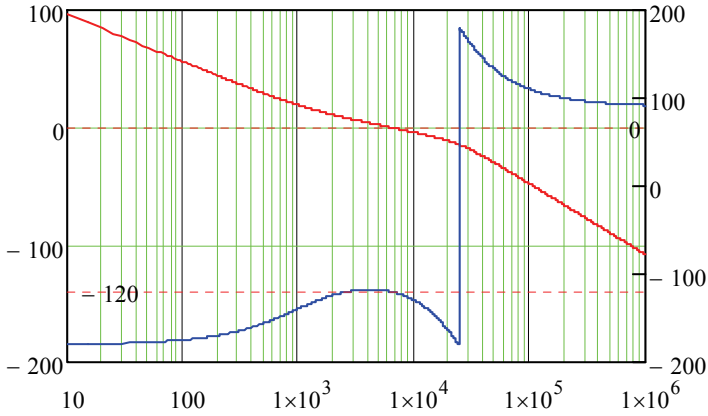


Figura D.5 -  $FTLA_{Ci\_mod}$  em vermelho e  $FTLA_{Ci\_fase}$  em azul.

## Determinação dos componentes físicos do compensador

### Projeto do compensador de tensão

#### Planta para controle da tensão

$$\omega := 0.001 \frac{\text{rad}}{\text{s}}, 0.002 \frac{\text{rad}}{\text{s}} .. 10^2 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$G_V(\omega) := \frac{R_O}{j \cdot \omega \cdot R_O \cdot C_{eq} + 1}$$

$$G_{Vmod}(\omega) := 20 \cdot \log \left( \left| G_V(\omega) \cdot \frac{A}{V} \right| \right)$$

$$G_{Vfase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_V(\omega))$$

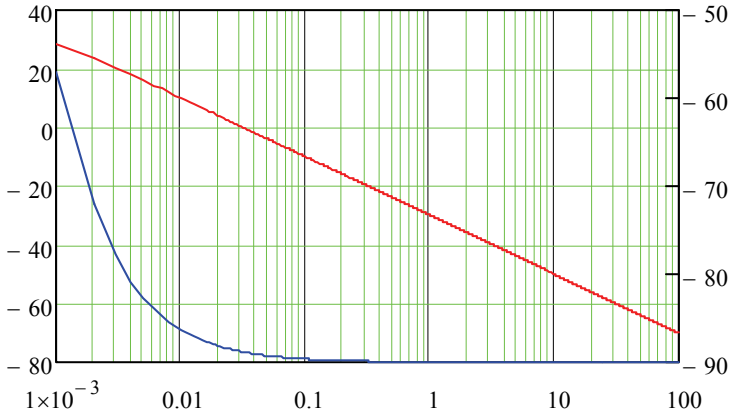


Figura D.6-  $G_{vmod}$  em vermelho e  $G_{vfase}$  em azul.

### Filtro passa-baixa de segunda ordem para filtragem da tensão lida

$$\omega := 0.1 \frac{\text{rad}}{\text{s}}, 0.15 \frac{\text{rad}}{\text{s}} .. 10^4 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$\omega_{cv} := 2 \cdot \pi \cdot 10\text{Hz} = 62.832 \cdot \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$\zeta := 0.707$$

$$\text{FPB}_V(\omega) := \frac{\omega_{cv}^2}{(j \cdot \omega)^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_{cv} \cdot j \cdot \omega + \omega_{cv}^2}$$

$$\text{FPB}_{V\_mod}(\omega) := 20 \cdot \log\left(\left|\text{FPB}_V(\omega)\right|\right)$$

$$\text{FPB}_{V\_fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(\text{FPB}_V(\omega))$$

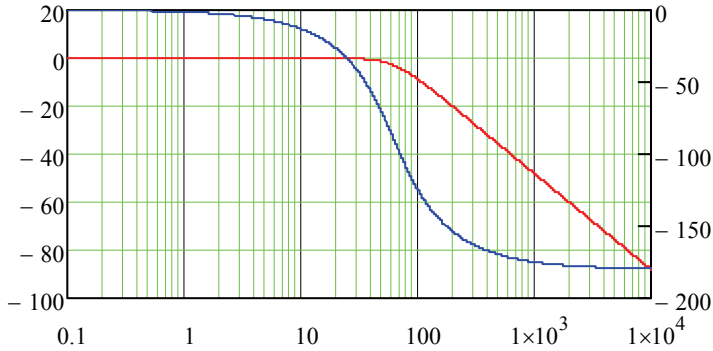


Figura D.7 -  $FBP_{v\_mod}$  em vermelho e  $FBP_{v\_fase}$  em azul.

### FT de laço aberto não compensado

$$K_{extra} := 100$$

$$FTLA_{NCv}(\omega) := \frac{K_{extra} \cdot k_v \cdot FBP_v(\omega) \cdot G_v(\omega)}{k_i}$$

$$FTLA_{NCv\_mod}(\omega) := 20 \cdot \log\left(\left|FTLA_{NCv}(\omega)\right|\right)$$

$$FTLA_{NCv\_fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_{NCv}(\omega))$$

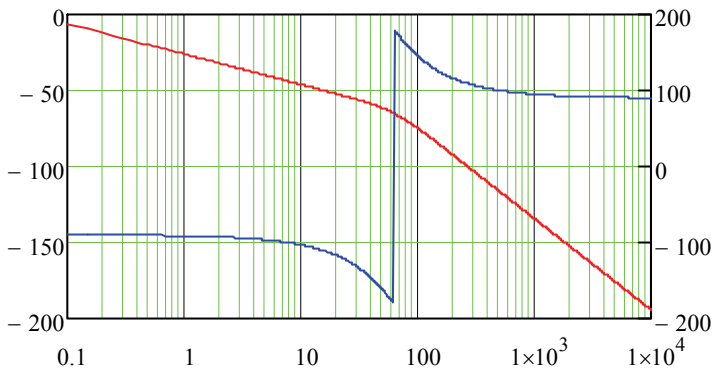


Figura D.8 -  $FTLA_{NCv\_mod}$  em vermelho e  $FTLA_{NCv\_fase}$  em azul.



### Projeto do compensador PI com filtro

$$\omega_z := 0.18 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$\omega_{c\_comp} := 0.7 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$\omega_{p2} := 2.8 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$k_c := \frac{\omega_{c\_comp} \cdot \sqrt{\omega_{c\_comp}^2 + \omega_{p2}^2}}{\left| \text{FTLANCV}(\omega_{c\_comp}) \right| \cdot \sqrt{(\omega_{c\_comp}^2 + \omega_z^2)}} = 39.213 \frac{1}{\text{s}}$$

$$C_V(\omega) := k_c \cdot \frac{(j \cdot \omega + \omega_z)}{j \cdot \omega \cdot (j \cdot \omega + \omega_{p2})}$$

$$C_{Vmod}(\omega) := 20 \cdot \log(|C_V(\omega)|)$$

$$C_{Vfase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(C_V(\omega))$$

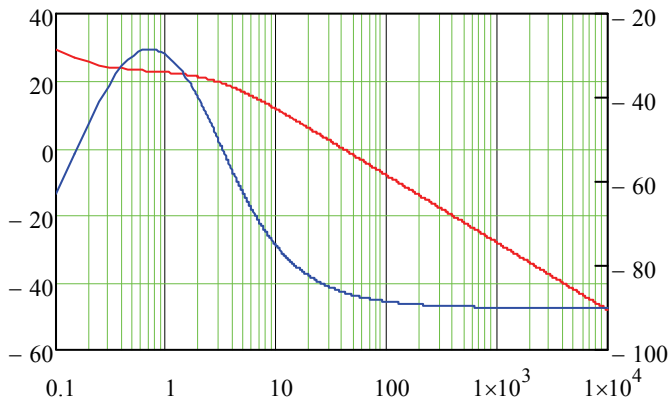


Figura D.9 -  $C_{Vmod}$  em vermelho e  $C_{Vfase}$  em azul.

### FT de Laço aberto compensado

$$FTLA_{C_V}(\omega) := C_V(\omega) \cdot FTLA_{N_{C_V}}(\omega)$$

$$FTLA_{C_V\_mod}(\omega) := 20 \cdot \log(|FTLA_{C_V}(\omega)|)$$

$$FTLA_{C_V\_fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_{C_V}(\omega))$$

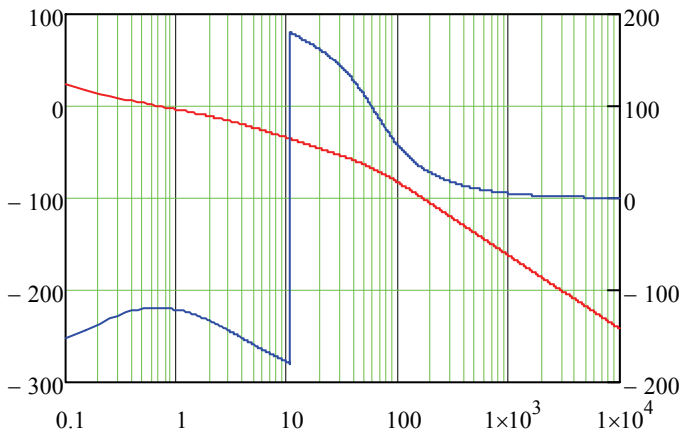


Figura D.10 -  $FTLA_{C_V\_mod}$  em vermelho e  $FTLA_{C_V\_fase}$  em azul.

# APÊNDICE E

## Sistema supervisorio para proteção do banco de supercapacitores conectado ao barramento cc

### Introdução

O banco supercapacitivo utilizado neste trabalho é composto por dois módulos *Nesscap* 125 V 62 F ligados em série. Neste apêndice será apresentada uma descrição do módulo, bem como algumas especificações técnicas de componentes adicionais, de acordo com o fabricante do dispositivo.

### Características do Módulo

Os módulos de supercapacitores (chamados de ultracapacitores ou *Electrical Double Layer Capacitor - EDLC*) fabricados pela *Nesscap* (125 V 62 F) são sistemas de armazenamento de energia com requisitos para aplicações em alta potência. Cada módulo é composto de três partes funcionais: gabinete, células e a unidade de gestão do ultracapacitor (*UMU*).

### Gabinete do Módulo

As células e os componentes associados no interior do módulo são protegidos por um invólucro IP65 que os protege de fatores ambientais, tais como umidade, p  e  gua. A parte principal   constituída de seis painéis de alumínio extrudado; dos quais dois são dissipadores de calor. As dimensões físicas dos módulos são apresentadas na Figura E.1, que também ilustra as dimensões físicas do dispositivo.

### Células do Supercapacitor

Cada módulo *Nesscap* 125 V 62 F cont m 48 ultracapacitores de 2,7 V / 3000 F com forma cilíndrica, em acordo com a Figura E.2. O ciclo de tempo de vida útil avaliado destas células é de 1.000.000 ciclos   temperatura ambiente.

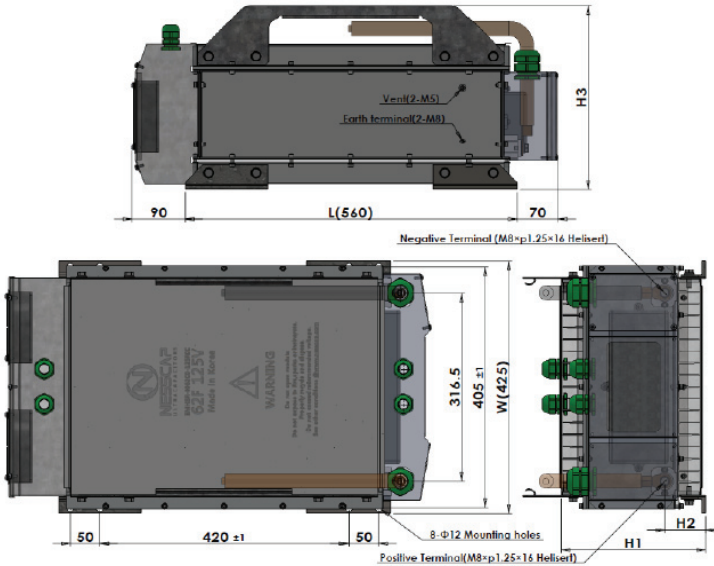


Figura E.1 - Dimensões físicas do módulo 125 V 62 F.



Figura E.2 - Célula *Nesscap* 2,7 V / 3000 F.

### Unidade de Gestão do Ultracapacitor

Os módulos *Nesscap* 125 V incluem um circuito chamado *UMU*, que contém um sistema de equalização ativa das tensões em cada célula e um sistema de monitoramento, ambos concebidos para assegurar a vida útil do módulo e promover sua utilização correta e segura. A *UMU* também pode funcionar em conjunto com um sistema de gerenciamento externo para reduzir a duração de carga e para desligar o sistema global caso haja temperatura interior excessiva ou um estado persistente de sobre carregamento. Normalmente opera com alimentação externa de 5 V, contudo, quando uma comunicação *CAN* opcional é instalada, a tensão de entrada necessária deve ser alterada para 24 V.

### ***Balanceamento ativo da tensão da célula***

O balanceamento ativo é usado para garantir a uniformidade da tensão nas células dentro do módulo, haja vista que este parâmetro é crítico para o desempenho e vida útil. A operação de balanceamento inicia-se quando a tensão da célula excede 2,0 V, e desliga-se quando se torna inferior a 2,0V, para impedir descarga excessiva das células.

Quando a tensão ultrapassa 2,0 V, o circuito de equilíbrio ativo cria uma corrente de derivação adicional que é proporcional à tensão da célula. Isto significa que quando as células estão em repouso, as tensões a elas aplicadas se estabelecerão em torno deste valor e, conseqüentemente, quando um módulo totalmente carregado está em repouso (isto é, não há fonte externa), a tensão do módulo irá alcançar gradualmente 96 V (2,0 V por célula) durante um período de 10 a 15 horas.

### ***Sinal de sobretensão***

As células, dentro do módulo *Nesscap* 125 V, são monitoradas em grupos. Usando precisos circuitos integrados de referência programável, qualquer um dos grupos que apresentar tensões acima do valor especificado é detectado. Quando tais eventos ocorrem, um sinal lógico alto de 5 V é gerado pelo circuito de monitoramento para alertar qualquer sistema de monitoramento externo. Este circuito detector de tensão está eletricamente isolado do restante do circuito de sinal e, portanto, está protegido de qualquer variação de tensão no fornecimento de energia externa.

### ***Medição de temperatura***

A medição de temperatura é realizada utilizando-se um termistor de Coeficiente de Temperatura Negativo (*Negative Temperature Coefficient - NTC*), com uma constante  $\beta$  de 3435 K, encaixado próximo a uma das células na região central do módulo. Apesar de este local não poder representar a temperatura global, ele infere a maior temperatura, já que é nesta região que tipicamente se estabelece o maior gradiente térmico do dispositivo. O *NTC* irá exibir um valor de resistência de 10 k $\Omega$  a 25 °C, que irá diminuir com o aumento da temperatura para um valor de 2,59 k $\Omega$  a 65 °C. Os valores da resistência do termistor são especificados na Tabela E.1. Ao medir a resistência entre o pino de saída do sensor de temperatura e o pino de terra da fonte de alimentação, a temperatura do módulo pode ser monitorada.

Tabela E.1 - Dados termistor DKSK103HW R-T.

Resistência: 10k $\Omega$ a 25°C			Tolerância: $\pm 3,0\%$		
Valor de $\beta$ : 3435 K (25/85)			Tolerância: $\pm 1,0\%$		
T(°C)	R <sub>min</sub> (k $\Omega$ )	R <sub>cent</sub> (k $\Omega$ )	R <sub>max</sub> (k $\Omega$ )	DR (%)	DT (°C)
-40	177,3	188,2	199,6	6,07%	1,05
-35	136,1	144,1	152,4	5,78%	1,04
-30	105,3	111,2	117,3	5,51%	1,03
-25	82,08	86,46	91,00	5,25%	1,01
-20	64,44	67,72	71,10	4,99%	1,00
-15	50,95	53,42	55,95	4,74%	0,98
-10	40,55	42,42	44,33	4,50%	0,96
-5	32,49	33,90	35,35	4,27%	0,94
0	26,18	27,27	28,37	4,04%	0,92
5	21,23	22,06	22,90	3,82%	0,90
10	17,31	17,95	18,60	3,60%	0,88
15	14,20	14,69	15,19	3,40%	0,85
20	11,71	12,09	12,48	3,20%	0,83
25	9,700	10,00	10,30	3,00%	0,80
30	8,049	8,313	8,578	3,19%	0,88
35	6,711	6,944	7,178	3,38%	0,96
40	5,623	5,828	6,035	3,56%	1,04
45	4,732	4,913	5,097	3,73%	1,12
50	4,000	4,160	4,323	3,91%	1,21
55	3,396	3,538	3,682	4,08%	1,30
60	2,895	3,021	3,149	4,24%	1,39
65	2,478	2,590	2,704	4,40%	1,48
70	2,129	2,229	2,330	4,56%	1,57
75	1,837	1,925	2,016	4,71%	1,67
80	1,590	1,669	1,750	4,86%	1,77

### ***Conectores de monitoramento de sinal e atribuição de pinos***

Os módulos *Nesscap* 125 V usam conectores *Deutsch DT series* para os sinais de saída. Este tipo de conectores é mostrado na Figura E.3.

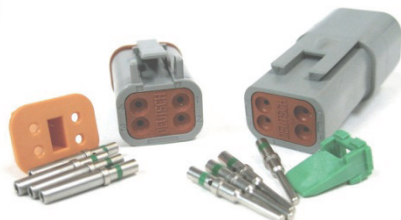


Figura E.3 - Conector *Deutsch* 4 pinos usado para os sinais de monitoramento.

A disposição dos pinos dos sinais lógicos de saída do *UMU* está resumida na Tabela E.2.

Tabela E.2 - Disposição dos pinos do conector para monitoramento.

Pino	Designação	Descrição
1	OV	Sobretensão (sinal lógico baixo)
2	TEMP	Sensor de temperatura <i>NTC</i>
3	Terra comum	Terra comum (a partir da fonte de alimentação externa)
4	5 V	5 V a partir da fonte de alimentação externa

### ***Conectores de alimentação dos ventiladores e atribuição de pinos***

Os módulos *Nesscap* 125 V também usam um conector *Deutsch DT series* de 4 pinos para alimentar 3 ventiladores de resfriamento. A atribuição de pinos para o conector do ventilador é mostrado na Tabela E.3.

Tabela E.3 - Pinagem do conector para os ventiladores.

Pino	Designação	Descrição
1	24 V	24 V a partir da fonte de alimentação externa
2		Não utilizado
3		Não utilizado
4	GND	Terra

Cada ventilador é alimentado com 24 V e 0,55 A (13,2 W). Como em um módulo, os ventiladores drenam 1,65A, a fonte de alimentação externa deve ser projetada para suprir tal capacidade mínima de corrente. O módulo também apresenta conectores apropriados para conexão dos ventiladores em paralelo, assim, como no presente trabalho serão utilizados dois capacitores ligados em série, a fonte de alimentação deve suprir 3,3 A, já que serão seis ventiladores ao todo.

Estes ventiladores podem ser usados em conjunto com os sinais de controle, para que sejam acionados somente quando necessário, diminuindo o consumo de energia para manutenção do sistema.

### Teste de carga e descarga

Supercapacitores têm como característica a possibilidade de armazenar quantidades elevadas de carga, quando comparados às tecnologias de capacitores tradicionais. Em função do poderem suprir corrente elevadíssimas em curtos períodos, normalmente são empregados em aplicações que exigem altas densidades de potência. Porém, ressalta-se que do ponto de vista físico, o comportamento de um supercapacitor é similar ao de um capacitor eletrolítico padrão. Logo, ao realizar os testes de carga e descarga, empregou-se a configuração ilustrada na Figura B.4.

Alimenta-se o circuito RC com uma tensão contínua de 210 V, sendo  $R$  igual  $35 \Omega$  e  $C$  correspondendo ao supercapacitor, composto por dois módulos *Nesscap* 125 V / 62 F ligados em série ( $C_1$  e  $C_2$ ), resultando em 250 V / 31 F.

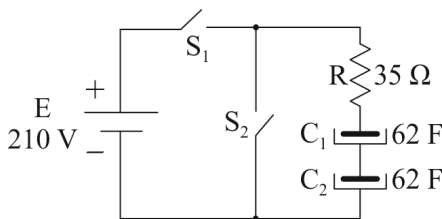


Figura E.4 - Configuração utilizada para testes de carga e descarga.

### Carga

Para o teste de carga, fecha-se  $S_1$  e mantém-se  $S_2$  aberto. Ao fechar  $S_1$  a tensão  $E$  é aplicada sobre o par RC e o processo de carga é iniciado. Ressalta-se que o tempo de carga depende da capacitância  $C$  do capacitor equivalente e da resistência  $R$  do resistor. Matematicamente, descreve-se:



$$E = V_R + V_C \quad (\text{E1})$$

Ressalta-se que  $V_R$  é a tensão nos terminais do resistor e  $V_C$  a tensão nos terminais do capacitor. Porém, pela primeira lei de Ohm, tem-se (B2).

$$V_R = RI = R \frac{dq}{dt} \quad (\text{E2})$$

Ainda, sabe-se que a tensão no capacitor é dada por (E3), onde  $q$  é a carga do capacitor. Portanto, substituindo as Equações (E2) e (E3) em (E1), define-se (B4), cuja solução conduz a (E5).

$$V_C = \frac{q}{C} \quad (\text{E3})$$

$$E = R \frac{dq}{dt} + \frac{q}{C} \quad (\text{E4})$$

$$q = EC \left( 1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right) \quad (\text{E5})$$

Em virtude de o produto  $EC$  consistir na carga final do capacitor, que é igual a  $Q$ , pode-se escrever:

$$q = Q \left( 1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right) \quad (\text{E6})$$

Analisando a Equação (E6), verifica-se que, quando  $t \gg RC$ , o valor de  $q$  tende assintoticamente a  $Q = CV$ . Além disso, quando  $t = RC$ , tem-se:

$$q = Q(1 - e^{-1}) = 0,63Q \quad (\text{E7})$$

O valor  $t = RC$  é denominado constante de tempo do circuito, sendo representado por  $\tau$ . A Equação (E7) mostra que o capacitor estará carregado com 63% da carga máxima quando  $t = RC = \tau$ .

Na prática, quando  $t = 5\tau$ , o capacitor estará praticamente carregado, ou seja, com 99% de sua carga total. Para um dado capacitor, a constante de tempo será tanto maior quanto maior for o valor da resistência do resistor ligado em série com o capacitor. Assim, a carga tenderá mais rapidamente para o seu valor final quando  $R$  for pequeno e mais lentamente quando  $R$  for grande.

Substituindo-se (E6) em (E2) e (E3), é possível determinar o comportamento da tensão elétrica no resistor  $V_R$  e no capacitor  $V_C$  em função do tempo, expressas, respectivamente, por (E8) e (E9).

$$V_R = E \left( e^{-\frac{t}{RC}} \right) \quad (E8)$$

$$V_C = E - V_R = E \left( 1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right) \quad (E9)$$

Portanto, similarmente a (E6), (E9) mostra que a tensão no capacitor será igual a 63% da tensão máxima quando  $t = RC = \tau$ . Através de ensaios experimentais, o resultado apresentado na Figura E.5 foi obtido.

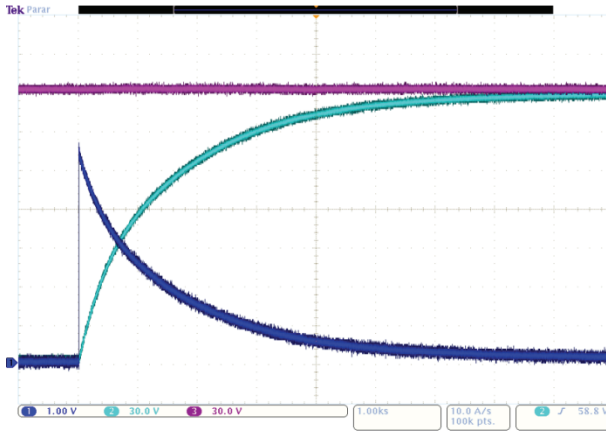


Figura E.5 - Tensão de entrada  $E$  (em roxo), tensão (em azul claro) e corrente (em azul) no supercapacitor.

### Descarga

Para o teste de descarga do supercapacitor, interruptor  $S_1$  foi aberto e, depois  $S_2$  fechado.

Como a fonte de tensão permaneceu por um tempo  $t \gg RC$  sobre a carga, o capacitor estava plenamente carregado, podendo-se, então, considerar a carga armazenada igual a  $Q$ . Já que a fonte de tensão foi desligada, o capacitor se descarregará através do resistor  $R$ , assim:

$$\begin{aligned} V_R + V_C &= 0 \\ i_R + \frac{q}{C} &= 0 \end{aligned} \quad (E10)$$

Substituindo  $i_R$  por  $dq/dt$ , encontra-se (E11), cuja solução é (E12).

$$R \frac{dq}{dt} + \frac{q}{C} = 0 \quad (\text{E11})$$

$$q = Qe^{-\frac{t}{RC}} \quad (\text{E12})$$

Analisando a expressão de descarga do capacitor, pode-se constatar que, para um tempo  $t = RC$ , a carga será reduzida a  $Qe^{-1}$ , que corresponde a  $0,37Q$ , ou seja, 37% da carga inicial. Fazendo  $i = dq/dt$ , é possível determinar o comportamento da corrente durante a descarga, conforme (E13).

$$i = \frac{Qe^{-\frac{t}{RC}}}{RC} = \frac{Ee^{-\frac{t}{RC}}}{R} \quad (\text{E13})$$

Portanto a tensão no capacitor pode ser expressa por:

$$V_C = E \left( e^{-\frac{t}{RC}} \right) \quad (\text{E14})$$

Os resultados obtidos através dos ensaios de descarga são ilustrados, simultaneamente, na Figura E.6.

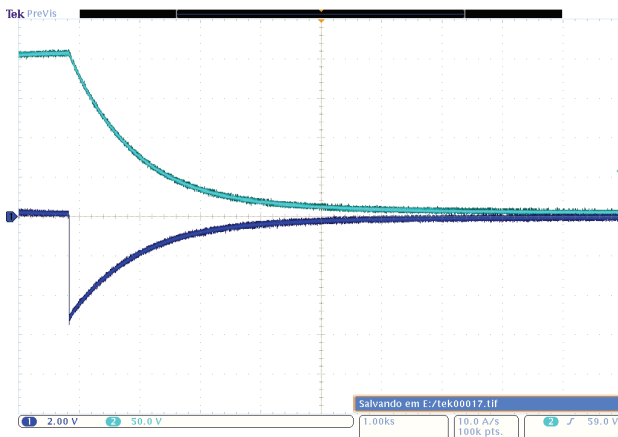


Figura E.6 - Tensão (em azul claro) e corrente (em azul) no supercapacitor.

A partir da análise das formas de onda é possível observar que os comportamentos, tanto durante o processo de carga quanto de descarga, não ocorrem de forma puramente exponencial, tal qual espera-se para um capacitor ideal. A Figura E.7 traz a forma de onda teórica da evolução da

tensão sobre o supercapacitor durante seu processo de carga, para comparação com a forma de onda experimental.

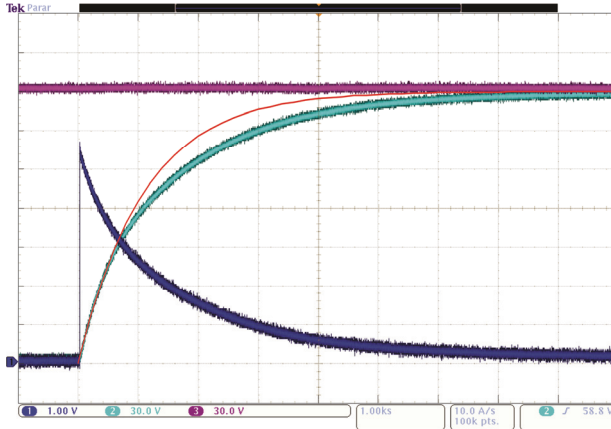


Figura E.7 - Tensão no supercapacitor experimental (em azul claro) e teórica (em vermelho).

### Modelagem Matemática

Mediante as discrepâncias entre as formas de onda teórica e experimental, conclui-se que a capacitância associada ao supercapacitor não é constante, elevando-se à medida que a tensão aplicada em seus terminais aumenta. De forma empírica, adotou-se como hipótese para descrição da capacitância associada ao supercapacitor, a relação proposta em (E15), onde  $C_O$  é a capacitância inicial e  $k$  é uma constante de proporcionalidade. Ressalta-se, que se considerou a capacitância inicial  $C_O$  como sendo a capacitância equivalente da associação, perante as condições nominais apresentadas pelo fabricante do supercapacitor, isto é, 31 F.

$$C_{SC} = C_O + kV_C \quad (E15)$$

Experimentalmente, foi possível observar que o valor de  $k$  não é constante e, embora tenha valor reduzido, o produto  $kV_C$  torna-se expressivo sob tensões elevadas. Contudo, para fins de verificação, de forma simplificada, foram geradas curvas teóricas (tensão *versus* tempo) para diferentes valores de  $k$ , de maneira a escolher o que mais se adequava à curva experimental. Contudo, os melhores resultados foram alcançados para  $k = 0,06$ , conforme segue apresentado na Figura E.8.

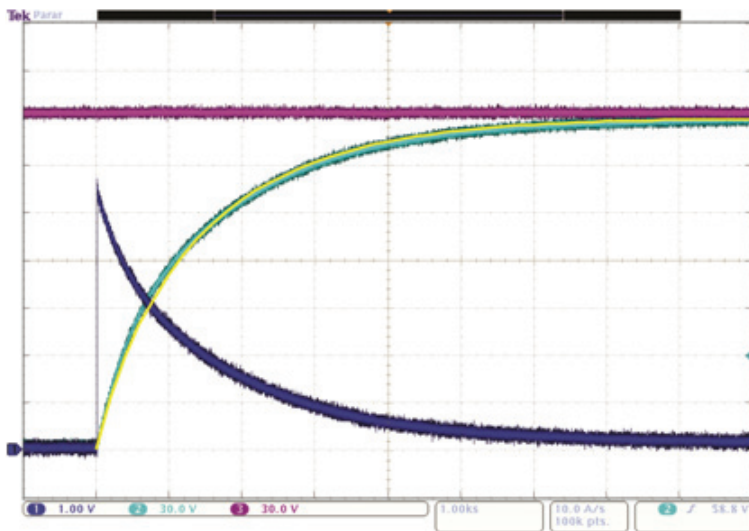


Figura E.8 - Curva teórica com  $k=0.06$  (amarelo) e experimental (azul claro).

Assim sendo, a equação que descreve o comportamento da tensão aplicada ao banco de supercapacitor empregado, é dada por (E16).

$$C_{SC} = 31 + 0,06V_C \quad (E16)$$

### Sistema de proteção de sobretensão e sobretemperatura

Conforme mencionado, o módulo *Nesscap* 62 F / 125 V possui um circuito chamado *UMU* que fornece algumas informações importantes para sua operação, como temperatura interna e sobretensão nos capacitores que o constitui.

Assim, é importante desenvolver um sistema de proteção contra sobretensão e sobretemperatura para evitar o risco de possíveis acidentes, pois a energia armazenada no supercapacitor pode alcançar patamares significativos, tal como (E17).

$$W_{SC} = \frac{1}{2} C_o V_C^2 = \frac{1}{2} 31 \cdot 250^2 = 968750J \quad (E17)$$

Quantitativamente, com dois módulos conectados em série, a energia armazenada se estabelece por volta de 1 MJ, que equivale, aproximadamente, a 232 gramas de TNT.

### Sistema de Proteção

Em virtude de o supercapacitor estudado ser utilizado para constituir um barramento cc-cc, um sistema de proteção foi desenvolvido para tal aplicação.

Os dados recebidos do *UMU* (resistência equivalente à temperatura interna e sinal de sobretensão), juntamente com a medição da tensão no barramento cc-cc, são enviados a um microcontrolador (PIC18F1320), onde é realizada a estratégia de operação do sistema de proteção.

De acordo com as medições recebidas, o microcontrolador realiza diversas operações, como: acionamento dos ventiladores do supercapacitor, aviso sonoro, apresentação dos dados via *display* e, inclusive, a inserção de uma carga resistiva para fazer o descarregamento do banco, nos casos de sobretensão ou desligamento. A Figura E.9 ilustra fotos dos protótipos implementados para tal finalidade.

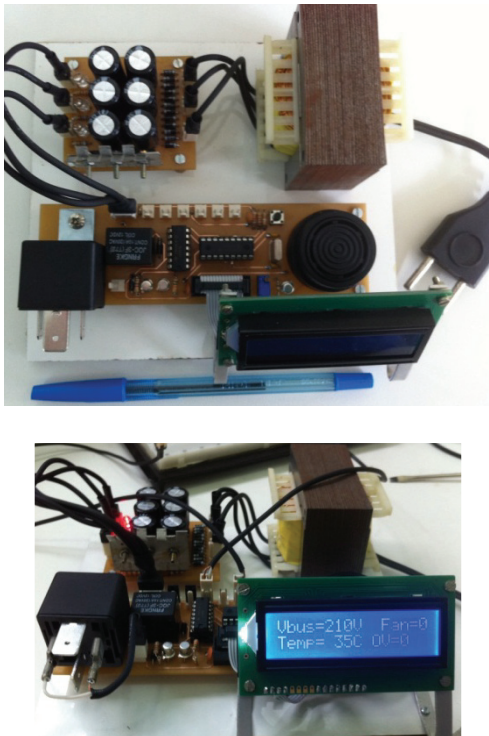


Figura E.10 - Protótipo do circuito de proteção.

## APÊNDICE F

### Projeto dos compensadores das malhas de corrente instantânea, tensão de barramento e corrente média do enrolamento primário do transformador do conversor cc-ca

#### Dados de Projeto

$P_o := 2000\text{W}$	Potência de saída
$V_{\text{sef}} := 220\text{V}$	Tensão secundária eficaz
$V_{\text{sp}} := V_{\text{sef}} \cdot \sqrt{2} = 311.12698\text{V}$	Tensão secundária de pico
$P_i := P_o = 2 \times 10^3 \text{W}$	Potência de entrada
$I_{\text{sp}} := 2 \cdot \frac{P_o}{V_{\text{sp}}} = 12.85649\text{A}$	Corrente secundária de pico
$I_{\text{sef}} := \frac{I_{\text{sp}}}{\sqrt{2}} = 9.09091\text{A}$	Corrente secundária eficaz
$V_{\text{trip}} := 12\text{V}$	Valor de pico da portadora triangular
$f_{\text{rede}} := 60\text{Hz}$	Frequência da rede
$f_s := 333 \cdot 60\text{Hz} = 19.98\text{kHz}$	Frequência de comutação
$n_p := 1$	Número de espiras do enrolamento primário
$n_s := 2$	Número de espiras do enrolamento secundário
$N_T := \frac{n_p}{n_s} = 0.5$	Relação de transformação do transformador
$V_{\text{pp}} := N_T \cdot V_{\text{sp}} = 155.56349\text{V}$	Tensão de primária de pico
$V_{\text{pef}} := \frac{V_{\text{pp}}}{\sqrt{2}} = 110\text{V}$	Tensão primária eficaz
$I_{\text{pp}} := \frac{I_{\text{sp}}}{N_T} = 25.71297\text{A}$	Corrente primária de pico
$I_{\text{pef}} := \frac{I_{\text{pp}}}{\sqrt{2}} = 18.18182\text{A}$	Corrente primária eficaz

$V_{cc} := 210V$	Tensão do barramento CC
$I_{cc} := \frac{P_i}{V_{cc}} = 9.52381A$	Corrente de entrada
$M := \frac{N_T \cdot V_{sp}}{V_{cc}} = 0.74078$	Índice de modulação
$\Delta I_{Lo} := \frac{6}{100} \cdot I_{sp} = 0.77139A$	Máxima ondulação de corrente no indutor (alta frequência)
$L_o := \frac{0.25 \cdot V_{cc}}{4 \cdot \Delta I_{Lo} \cdot f_s \cdot N_T} = 1.70318mH$	Indutância vista do secundário do transformador
$L_{ext} := L_o - 0.85 \cdot 10^{-3}H = 0.85318mH$	Indutor externo
$L_{ext} := 0.948H$	Valor ajudatado
$C_{bar} := 31.5F$	Capacitância do barramento cc
$K_{PWM} := \frac{1}{V_{trip}} = 0.08333 \frac{1}{V}$	Ganho do modulador
$K_{Vcc} := \frac{3.3}{210} = 0.01571$	Ganho do sensor de tensão
$K_{ip} := \frac{3.3}{25.7} = 0.1284$	Ganho do sensor de corrente do enrolamento primário
$K_{is} := \frac{3.3}{12.85} \frac{V}{A} = 0.25681\Omega$	Ganho do sensor de corrente do enrolamento secundário
$j := \sqrt{-1}$	Operador complexo



**Controle da corrente de instantânea**

**Determinação da planta para controle da corrente instantânea**

$$\omega := 1 \frac{\text{rad}}{\text{s}}, 5 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \dots 10^6 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$G_i(\omega) := \frac{j \cdot \omega \cdot 84.171}{3.61 \cdot 10^{-4} \cdot (j \cdot \omega)^2 + 4.965 \cdot 10^{-2} \cdot (j \cdot \omega) + 1.91 \cdot 10^{-3}} \cdot \text{A}$$

$$G_{i\text{mod}}(\omega) := 20 \cdot \log \left( \frac{|G_i(\omega)|}{1\text{A}} \right)$$

$$G_{i\text{fase}}(\omega) := \frac{180}{\pi} \arg(G_i(\omega))$$

**Determinação da função de transferência de laço aberto (FTLA) do sistema não compensado**

$$\text{FTLA}_i(\omega) := K_{\text{PWM}} \cdot K_{\text{is}} \cdot G_i(\omega)$$

$$\text{FTLA}_{i\text{mod}}(\omega) := 20 \log(|\text{FTLA}_i(\omega)|)$$

$$\text{FTLA}_{i\text{fase}}(\omega) := \left( \frac{180}{\pi} \right) \arg(\text{FTLA}_i(\omega))$$

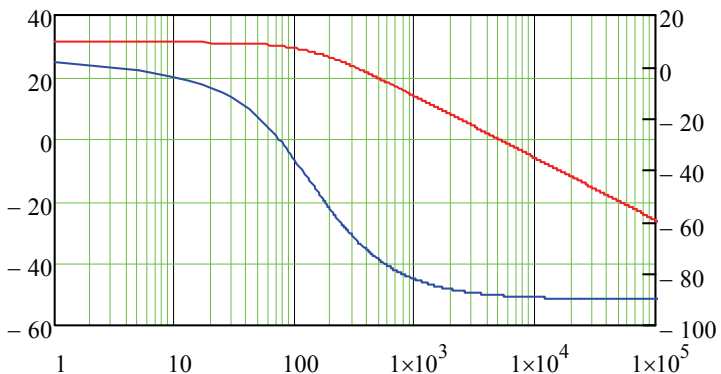


Figura F.1 -  $G_{i\text{mod}}$  em vermelho e  $G_{i\text{fase}}$  em azul.

## Determinação dos parâmetros do compensador Tipo PI

### Especificações para o sistema após a compensação

$$\omega_{c\_comp} := 2 \cdot \pi \cdot \frac{2 \cdot f_s}{10} = 2.51076 \times 10^4 \cdot \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$M_{\phi\_comp} := \frac{60\pi}{180} = 1.0472$$

### Cálculo dos parâmetros do compensador

$$C_i(s) = K_c \cdot \frac{(s + \omega_z)}{s}$$

$$\omega_z := \frac{\omega_{c\_comp}}{\tan(M_{\phi\_comp})} = 1.44959 \times 10^4 \frac{1}{\text{s}}$$

$$k_c := \frac{V_{trip} \cdot N_T \cdot L_o \cdot \omega_{c\_comp}}{V_{cc} \cdot K_{is}} \cdot \sqrt{\frac{(\tan(M_{\phi\_comp}))^2}{1 + (\tan(M_{\phi\_comp}))^2}} = 4.12019$$

$$C_i(\omega) := 4.12 \cdot \frac{(j \cdot \omega + 1.45 \cdot 10^4)}{j \cdot \omega}$$

$$C_{i\text{mod}}(\omega) := 20 \cdot \log(|C_i(\omega)|)$$

$$C_{i\text{fase}}(\omega) := \left( \frac{180}{\pi} \right) \arg(C_i(\omega))$$

### Análise dos resultados obtidos com a compensação

$$FTLA_{i\text{comp}}(\omega) := C_i(\omega) \cdot FTLA_i(\omega)$$

$$FTLA_{i\text{comp\_mod}}(\omega) := 20 \log(|FTLA_{i\text{comp}}(\omega)|)$$

$$FTLA_{i\text{comp\_fase}}(\omega) := \left( \frac{180}{\pi} \right) \arg(FTLA_{i\text{comp}}(\omega))$$

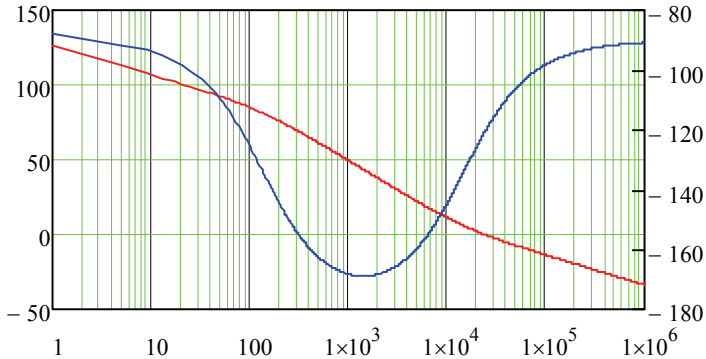


Figura F.2 -  $FTLA_{icomp\_mod}$  em vermelho e  $FTLA_{icomp\_fase}$  em azul.

**Controle da tensão do barramento cc**

**Determinação da planta para controle da tensão**

$$\omega := 0.00001 \frac{\text{rad}}{\text{s}}, 0.000015 \frac{\text{rad}}{\text{s}} .. 1 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$G_V(\omega) := \frac{V_{sp} \cdot V_{cc}}{j \cdot \omega \cdot 2 \cdot V_{cc}^2 \cdot C_{bar} + V_{sp} \cdot I_{sp}}$$

**Determinação da função de transferência de laço aberto (FTLA) do sistema não compensado**

$$K_{extra} := 40$$

$$FTLA_V(\omega) := \frac{K_{Vcc} \cdot K_{extra} \cdot G_V(\omega)}{K_{is}}$$

$$FTLA_{Vmod}(\omega) := 20 \log(|FTLA_V(\omega)|)$$

$$FTLA_{Vfase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \arg(FTLA_V(\omega))$$

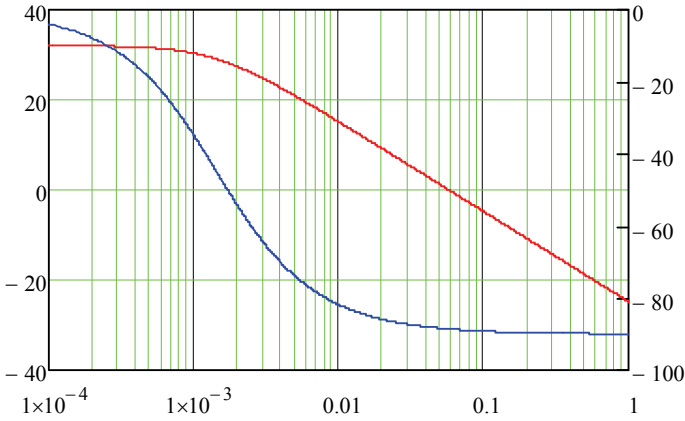


Figura F.3 -  $FTLA_{vmod}$  em vermelho e  $FTLA_{vfase}$  em azul.

### Projeto do compensador PI com filtro

$$\omega_z := 0.22 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$\omega_{c\_comp} := 0.37 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$\omega_{p2} := 31.5 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$k_c := \frac{\omega_{c\_comp} \cdot \sqrt{\omega_{c\_comp}^2 + \omega_{p2}^2}}{|FTLA_v(\omega_{c\_comp})| \cdot \sqrt{(\omega_{c\_comp}^2 + \omega_z^2)}} = 174.05555 \frac{1}{\text{s}}$$

$$C_v(\omega) := k_c \cdot \frac{(j \cdot \omega + \omega_z)}{j \cdot \omega \cdot (j \cdot \omega + \omega_{p2})}$$

### FT de laço aberto compensado

$$\omega := 0.001 \frac{\text{rad}}{\text{s}}, 0.005 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \dots 1000 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$FTLA_{vcomp}(\omega) := C_v(\omega) \cdot FTLA_v(\omega)$$

$$FTLA_{vcomp\_mod}(\omega) := 20 \cdot \log(|FTLA_{vcomp}(\omega)|)$$

$$FTLA_{vcomp\_fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_{vcomp}(\omega))$$

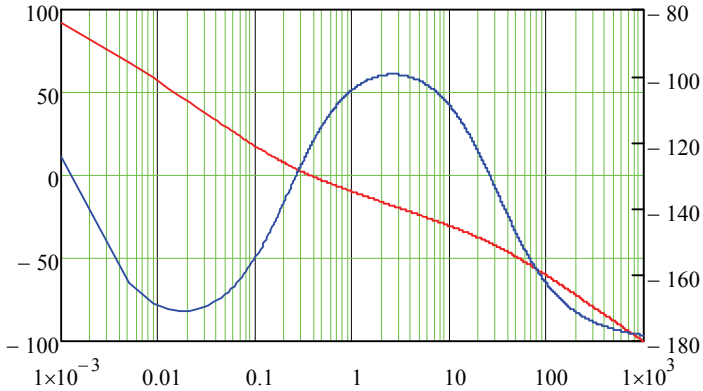


Figura F.4 -  $FTLA_{vcomp\_mod}$  em vermelho e  $FTLA_{vcomp\_fase}$  em azul.

### Controle do valor médio da corrente do enrolamento primário do transformador

#### Determinação da planta para controle da corrente média

$$G_{imed1}(\omega) := \frac{77.02j \cdot \omega + 5.92589}{1.87 \times 10^{-4} \cdot (j \cdot \omega)^2 + 0.02482j \cdot \omega + 9.57803 \times 10^{-4}}$$

$$G_{imed2}(\omega) := \frac{0.20041j \cdot \omega}{0.40105j \cdot \omega + 0.03086}$$

$$FTMF_{imed}(\omega) := \frac{C_i(\omega) \cdot K_{PWM} \cdot G_{imed1}(\omega)}{1 + K_{is} C_i(\omega) \cdot K_{PWM} \cdot G_{imed1}(\omega) \cdot G_{imed2}(\omega) \cdot (1A)}$$

### Função de transferência do filtro passa-baixas

$$FPB(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\zeta\omega_c s + \omega_c^2}$$

Definição:  $\zeta := 0.707$

$$f_{\text{corte}} := 1.5\text{Hz}$$

$$FPB(\omega) := \frac{39.4}{(j \cdot \omega)^2 + 8.88j \cdot \omega + 39.4}$$

### Função de transferência de laço aberto (FTLA) do sistema não compensado

$$FTLA_{\text{imed}}(\omega) := FTMF_{\text{imed}}(\omega) \cdot FPB(\omega)$$

$$FTLA_{\text{imed\_mod}}(\omega) := 20 \cdot \log(|FTLA_{\text{imed}}(\omega) \cdot V|)$$

$$FTLA_{\text{imed\_fase}}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_{\text{imed}}(\omega))$$

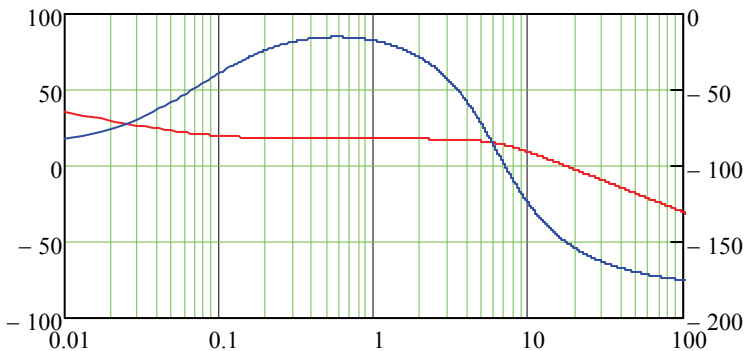


Figura F.5 -  $FTLA_{\text{imed\_mod}}$  em vermelho e  $FTLA_{\text{imed\_fase}}$  em azul.

### Determinação dos parâmetros do compensador tipo P

$$\omega_{c\_comp} := 9.42 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$K_c := \frac{1}{\left| \text{FTLA}_{imed}(\omega_{c\_comp}) \right|} = 0.31631V$$

$$C_{imed}(\omega) := K_c$$

### Análise dos resultados obtidos com a compensação

$$\text{FTLA}_{imed\_comp}(\omega) := \text{FTLA}_{imed}(\omega) \cdot C_{imed}(\omega)$$

$$\text{FTLA}_{imed\_comp\_mod}(\omega) := 20 \cdot \log\left(\left| \text{FTLA}_{imed\_comp}(\omega) \right| \right)$$

$$\text{FTLA}_{imed\_comp\_fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg\left(\text{FTLA}_{imed\_comp}(\omega)\right)$$

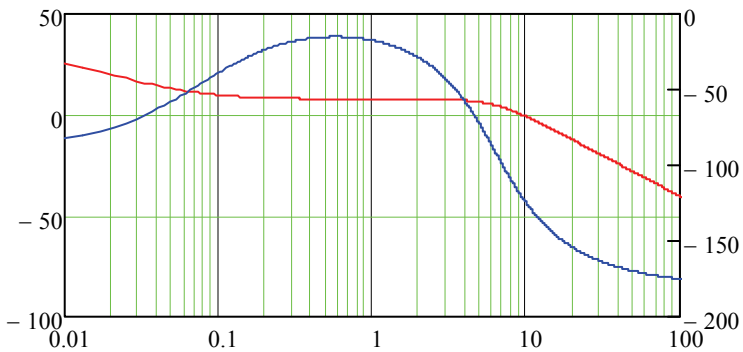


Figura F.6 -  $\text{FTLA}_{imed\_comp\_mod}$  em vermelho e  $\text{FTLA}_{imed\_comp\_fase}$  em azul.







### Condicionamento de sinal e controle do estágio de processamento da energia proveniente do aerogerador

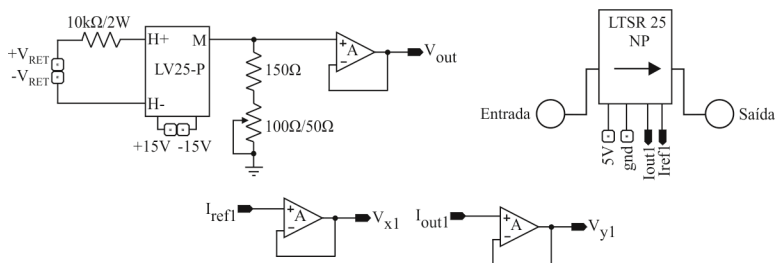


Figura G.2 – Leitura e buferização da tensão e corrente no barramento de entrada do conversor *Boost* QTN.

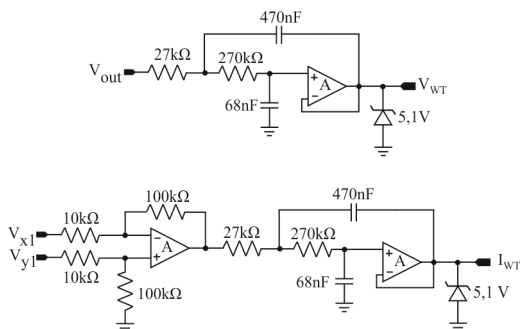


Figura G.3 – Subtração do offset e filtragem da amostra de corrente de saída e filtragem da tensão do barramento cc.

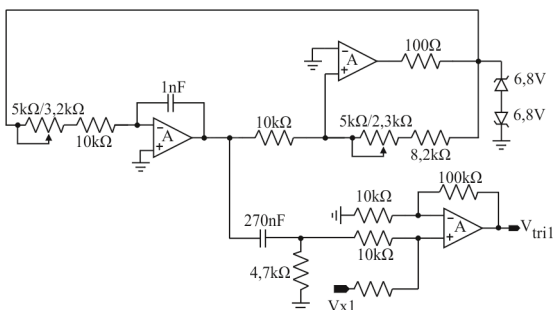


Figura G.4 - Geração da portadora triangular de 50 kHz.

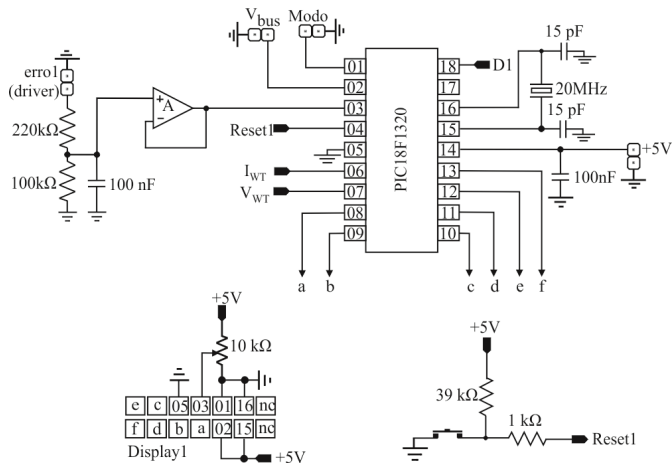


Figura G.5 – Central de lógica: rastreamento de máxima potência; *reset* manual e *display*.

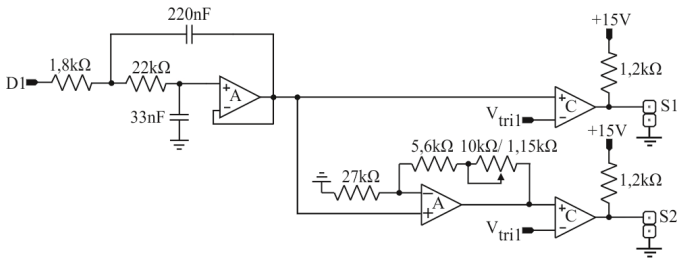


Figura G.6 – Geração dos sinais para acionamento dos interruptores.

**Condicionamento de sinal e controle do estágio de processamento da energia proveniente da célula a combustível**

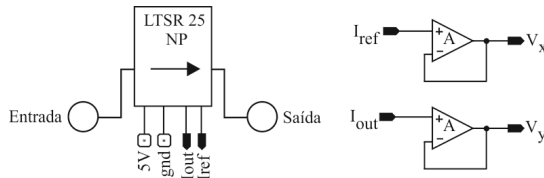


Figura G.7 – Leitura e bufferização da corrente de saída do conversor.

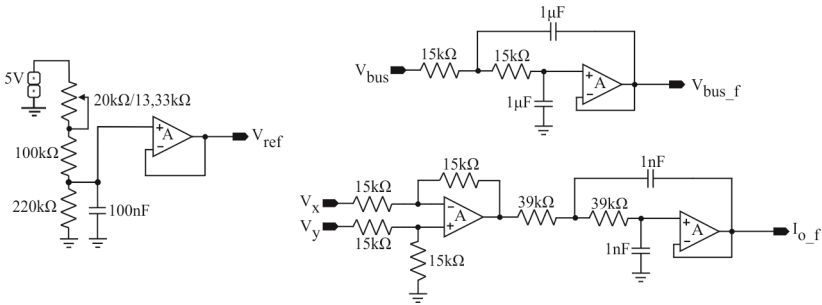


Figura G.8– Geração da referência de tensão, subtração do offset e filtragem da amostra de corrente de saída e filtragem da amostra da tensão do barramento cc.

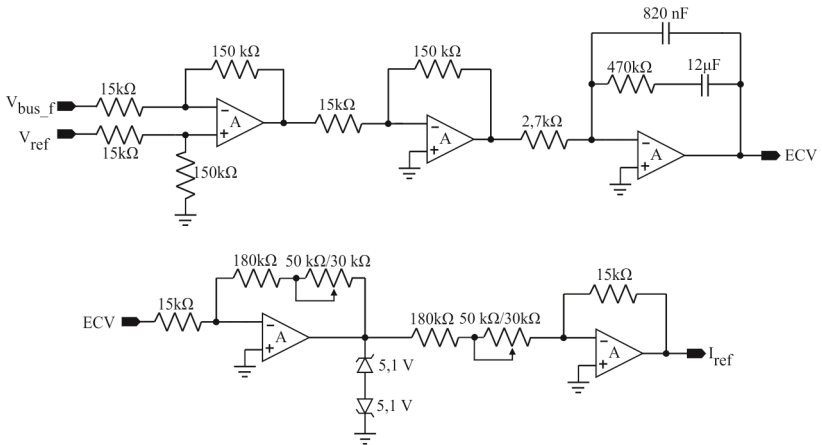


Figura G.9 – Malha de controle da tensão do barramento cc (geração da referência de corrente).

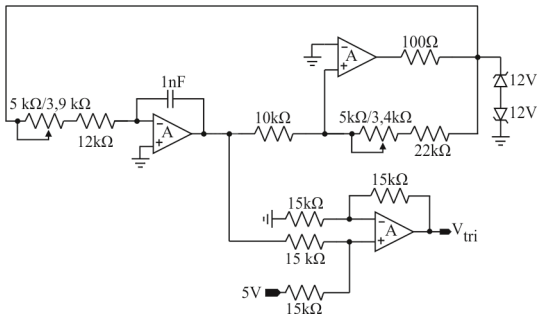


Figura G.10 – Geração da portadora triangular de 40 kHz.

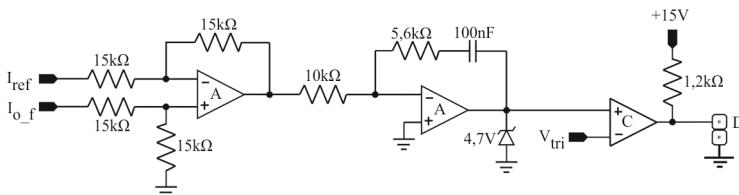


Figura G.11 – Malha de controle da corrente de saída e geração do sinal para acionamento do interruptor.

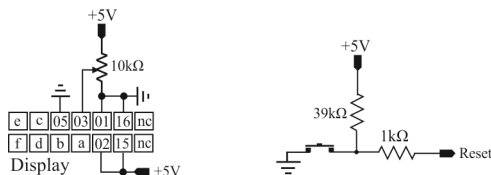
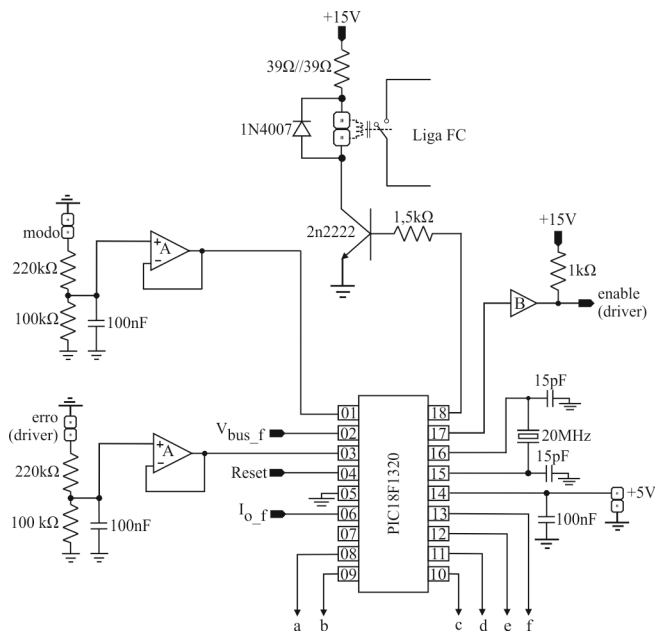


Figura G.12 – Central de lógica: detecção de erros, proteção, avisos e acionamento do modelo da célula a combustível.

**Condicionamento de sinal e controle do estágio de processamento da energia para interface com a rede elétrica**

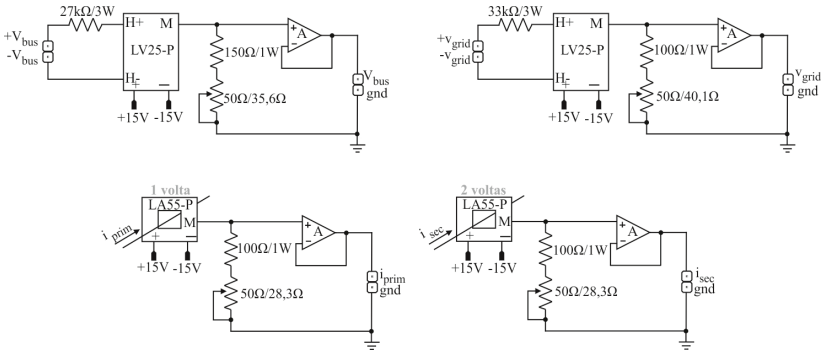


Figura G.13 - Leitura e buferização tensão do barramento cc, tensão da rede, corrente primária e corrente secundária.

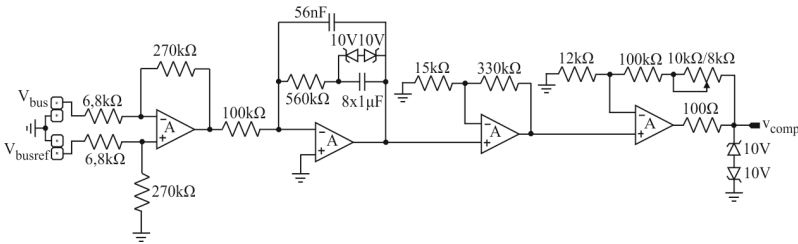


Figura G.14 – Malha pra controle da tensão do barramento cc.

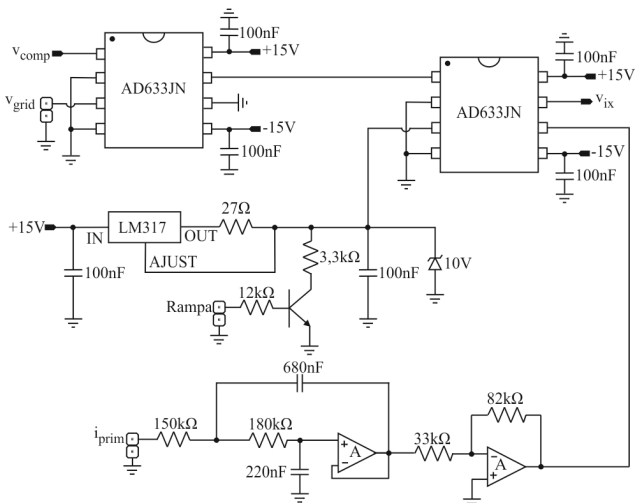


Figura G.15 – Geração da referência de corrente instantânea.

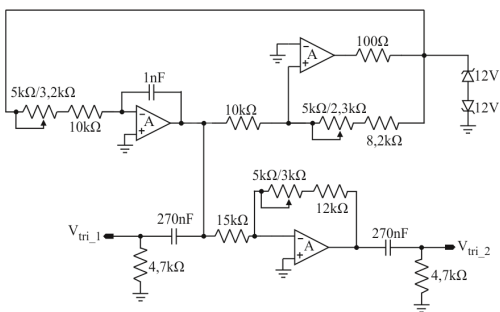


Figura G.16 – Geração das portadoras de 20 kHz triangulares defasadas de 180° entre si.

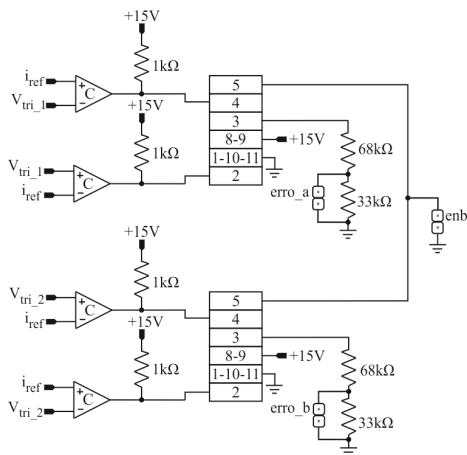


Figura G.17 – Geração dos sinais de comando dos interruptores e lógica de acionamento dos drivers.

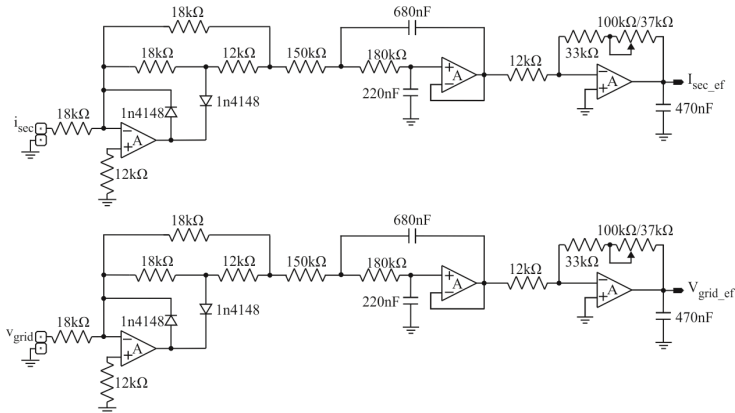


Figura G.18 – Circuitos de detecção de valor eficaz de grandezas senoidais.





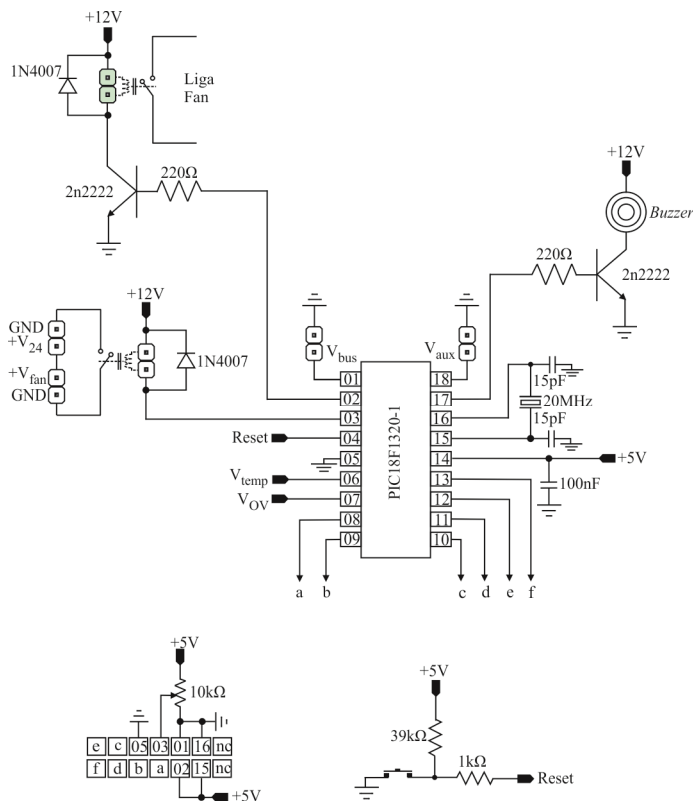


Figura G.21– Sistema de lógica de decisão externa voltado à proteção do banco de supercapacitores contra sobretensão, sobretemperatura e desbalanço de tensão.

