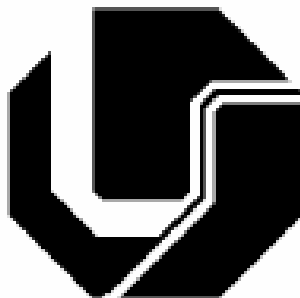


UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA  
Faculdade de Engenharia Elétrica  
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica



**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO  
DE UM SISTEMA DE ENERGIA  
BASEADO EM CÉLULA A COMBUSTÍVEL  
PARA INJEÇÃO DE POTÊNCIA NA REDE ELÉTRICA**

**HENRIQUE JOSÉ AVELAR**

Uberlândia  
Julho de 2012

HENRIQUE JOSÉ AVELAR

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO  
DE UM SISTEMA DE ENERGIA  
BASEADO EM CÉLULA A COMBUSTÍVEL  
PARA INJEÇÃO DE POTÊNCIA NA REDE ELÉTRICA**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, como requisito parcial para obtenção do título de Doutor em Ciências.

Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Banca Examinadora:

Prof. Ernane Antônio Alves Coelho, Dr. – FEELT/UFU (Orientador)

Prof. Maurício Aredes, Dr.-Ing. – COPPE/UFRJ

Prof. Walmir de Freitas Filho, Dr. – DSEE/UNICAMP

Prof. José Roberto Camacho, Dr. – FEELT/UFU

Prof. Luiz Carlos Gomes de Freitas, Dr. – FEELT/UFU

Uberlândia, 3 de julho de 2012

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA  
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO  
DE UM SISTEMA DE ENERGIA  
BASEADO EM CÉLULA A COMBUSTÍVEL  
PARA INJEÇÃO DE POTÊNCIA NA REDE ELÉTRICA**

Tese apresentada por **Henrique José Avelar** ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, como requisito parcial para obtenção do título de Doutor em Ciências, na área de concentração em Sistemas de Energia Elétrica.

---

Prof. Ernane Antônio Alves Coelho, Dr.  
Orientador

---

Prof. Alexandre Cardoso, Dr.  
Coordenador da Pós-Graduação

À minha esposa Íris,  
pelo amor e apoio durante a realização deste trabalho.

Ao meu filho Pedro,  
pela compreensão durante minha ausência.

Aos meus amigos e familiares,  
pela torcida pelo meu sucesso.

## AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador, Prof. Dr. Ernane Antônio Alves Coelho, por proporcionar estes anos de aprendizado.

Aos professores do NUPEP, pela experiência compartilhada nestes anos.

Ao Prof. Dr. José Roberto Camacho, pelos conhecimentos repassados na área de células a combustível e incentivo na busca de novos conhecimentos.

Aos colegas da pós-graduação, que compartilharam este caminho, pelas novas amizades criadas, em especial ao Emmanuel Cordeiro Dias, Diógenes Simão Rodovalho e Lucas Sampaio Garcia.

Ao aluno da iniciação científica, Marcelo Rodrigues da Silva Brito, que muito nos auxiliou na confecção dos circuitos de sensores e adaptadores utilizados no trabalho.

À FAPEMIG e ao CNPQ pelo suporte financeiro à presente pesquisa.

À CAPES pela bolsa Pro-doutoral, que me auxiliou durante alguns meses do trabalho.

“Não são as respostas que movem o mundo...  
são as perguntas”

(Canal FUTURA de televisão)

## Resumo

Este trabalho apresenta o estudo e desenvolvimento de uma fonte alternativa de energia, composta basicamente de uma célula a combustível, como órgão primário de geração, um conversor elevador *full-bridge* e um inversor monofásico PWM senoidal. Esta fonte pode operar de forma isolada, alimentando cargas locais, ou conectada à rede elétrica. É proposto um modelo elétrico para a célula a combustível, o qual considera as variações de temperatura em função da corrente em seus terminais. Este modelo foi desenvolvido a partir de ensaios em uma célula a combustível de 1,2kW, utilizando a identificação pelo método de mínimos quadrados com a aplicação de sinais binários pseudo-aleatórios e ferramentas de otimização. Também é apresentado um modelo por espaço de estados do estágio inversor-rede, que utiliza o controle via curvas características – potência ativa *versus* frequência ( $P \times \omega$ ) e potência reativa *versus* tensão ( $Q \times V$ ), com realimentação adicional da variação de potência ativa na fase do inversor, o qual permite análise da dinâmica e estabilidade do sistema inversor conectado à rede elétrica. Resultados experimentais e de simulação são apresentados para a validação dos modelos.

**Palavras-chave:** Fontes alternativas de energia, Células a combustível de membrana polimérica, Inversores, Paralelismo de inversores com a rede, DSP, Identificação de sistemas, Modelamento.

## Abstract

This work presents the study and development of an alternative source of energy, composed primarily of a fuel cell as the primary organ of generation, a full-bridge converter and a single-phase PWM inverter. This source can operate in standalone mode, feeding local loads, or connected to the grid. An electric model for the fuel cell is proposed, which considers changes in temperature as a function of current at its terminals. This model was developed from tests on a 1,2 kW fuel cell, using the identification by the least squares method with the application of pseudo-random binary signals and optimization techniques. To study the parallel connection with the electric grid is also presented a state space model of the PWM inverter connected to the grid, using active power – frequency ( $P \times \omega$ ) and reactive power – voltage ( $Q \times V$ ) droops control scheme, including an additional feedback from the active power variation on the inverter phase, which allows the analysis of the dynamics and stability of the inverter connected to the grid. Simulation and experimental results are presented to validate the models.

**Keywords:** Alternative energy sources, Proton exchange membrane fuel cell (PEMFC), Inverters, Grid connected, Digital Control, System Identification, and Modeling.



## Lista de Figuras

Figura 1.1 – Esquema da fonte alternativa de energia baseada em célula a combustível. ....	20
Figura 2.1 – Ônibus movido a hidrogênio: (a) EMTU – São Paulo (b) COPPE – Rio de Janeiro. ....	26
Figura 2.2 – Célula a combustível estacionária, do tipo PEM, de 50 kW. ....	27
Figura 2.3 – Sistemas de Reforma Autotérmica da Hytron, para produção de hidrogênio a partir da reforma de etanol ou gás natural. ....	27
Figura 2.4 – Planta de geração de energia elétrica a célula a combustível, instalada no Hospital Erasto Gaertner, Paraná – SC. ....	28
Figura 2.5 – Célula a combustível Nexa, de 1,2kW, da Ballard. ....	31
Figura 2.6 – Princípio de funcionamento de uma célula a combustível do tipo PEM. ....	32
Figura 2.7 – Diagrama esquemático da célula a combustível Nexa. ....	32
Figura 2.8 – Variação da tensão de ativação considerando a temperatura da célula como parâmetro. ....	36
Figura 2.9 – Montagem de laboratório para levantamento do comportamento estático e dinâmico da célula a combustível. ....	37
Figura 2.10 – Tela do <i>software</i> de supervisão da célula a combustível Nexa. ....	38
Figura 2.11 – Modelo para simulação do comportamento estático e dinâmico da célula a combustível, para o <i>software</i> PSIM®. ....	39
Figura 2.12 – Pulsos de corrente em torno de um ponto de funcionamento, como forma de manter a temperatura da célula em torno de 55°C. ....	40
Figura 2.13 – Curva estática de uma célula Nexa, de 1,2kW: pontos representam valores medidos; a curva representa valores simulados. ....	40
Figura 2.14 – Comparação do comportamento dinâmico real de uma célula Nexa, de 1,2kW, e do simulado, pra o teste de interrupção de corrente. ....	41
Figura 2.15 – Comparação do comportamento dinâmico real de uma célula Nexa, de 1,2kW, e do simulado, pra o teste de elevação de corrente. ....	41
Figura 2.16 – Modelo e parâmetros para simulação da célula Nexa, de 1,2kW. ....	42
Figura 2.17 – Variação da tensão e da temperatura da célula em função da corrente solicitada da célula Nexa, de 1,2kW. ....	43
Figura 3.1 – Inversor monofásico conectado ao barramento CA com realimentação extra de fase ( $\delta_2$ ) para melhoria no controlador (PAIVA, 2005). ....	46

Figura 3.2 – Comparação entre o controle por <i>droop</i> de frequência convencional e a realimentação adicional de deslocamento de fase.....	46
Figura 3.3 – Características de <i>droop</i> : (a) frequência–potência ativa (b) tensão–potência reativa.....	49
Figura 3.4 – Modelo linearizado para o <i>droop</i> frequência – potência ativa.....	49
Figura 3.5 – Lugar das raízes do sistema inversor-rede para variação paramétrica de $k_d$ , entre o Exemplo 1 ( $k_d = 0$ ) e o Exemplo 4 ( $k_d = 0,001$ ).....	59
Figura 3.6 – Resposta de fase do inversor para o Exemplo 1, $k_d=0$ (PAIVA, 2009).....	60
Figura 3.7 – Resposta de fase do inversor para o Exemplo 4, $k_d=0,001$ (PAIVA, 2009).....	60
Figura 3.8 – Comparação entre simulação do PSIM® e solução por Espaço de Estados da resposta de fase do inversor para o Exemplo 1, $k_d=0$ .....	61
Figura 3.9 – Comparação entre simulação do PSIM® e solução por Espaço de Estados da resposta de fase do inversor para o Exemplo 4, $k_d=0,001$ .....	61
Figura 3.10 – Comparação entre simulação do PSIM® e solução por Espaço de Estados das frequências do <i>droop</i> e do inversor, para o Exemplo 1, $k_d=0$ .....	62
Figura 3.11 – Comparação entre simulação do PSIM® e solução por Espaço de Estados da tensão do inversor, para o Exemplo 1, $k_d=0$ .....	63
Figura 3.12 – Comparação entre simulação do PSIM® e solução por Espaço de Estados das potências ativa e reativa, para o Exemplo 1, $k_d=0$ .....	63
Figura 3.13 – Comparação entre simulação do PSIM® e solução por Espaço de Estados das frequências do <i>droop</i> e do inversor, para o Exemplo 4, $k_d=0,001$ .....	64
Figura 3.14 – Comparação entre simulação do PSIM® e solução por Espaço de Estados da tensão do inversor, para o Exemplo 4, $k_d=0,001$ .....	64
Figura 3.15 – Comparação entre simulação do PSIM® e solução por Espaço de Estados das potências ativa e reativa, para o Exemplo 4, $k_d=0,001$ .....	65
Figura 3.16 – Lugar das raízes do sistema inversor-rede, com filtros de segunda ordem na medição das potências ativa e reativa, para variação paramétrica de $k_d$ , de zero a 0,001. ....	67
Figura 3.17 – Comparação entre sistemas com filtros de primeira e segunda ordens na medição das potências ativa e reativa, com $k_d = 0,001$ .....	67
Figura 3.18 – Comparação entre sistemas com filtros de primeira e segunda ordens na medição das potências ativa e reativa, com $k_d = 0$ .....	68
Figura 3.19 – Comparação entre dados experimentais providos por Paiva e solução por Espaço de Estados das potências ativa e reativa ( $k_d=0$ ) (PAIVA, 2006).....	69
Figura 3.20 – Comparação entre dados experimentais providos por Paiva e solução por Espaço de Estados das frequências do <i>droop</i> e do inversor ( $k_d=0$ ) (PAIVA, 2006).....	69

Figura 3.21 – Comparação entre dados experimentais providos por Paiva e solução por Espaço de Estados das potências ativa e reativa ( $k_d=0,001$ ) (PAIVA, 2006).....	70
Figura 3.22 – Comparação entre dados experimentais providos por Paiva e solução por Espaço de Estados das frequências do <i>droop</i> e do inversor ( $k_d=0,001$ ) (PAIVA, 2006).....	70
Figura 4.1 – Variação da temperatura com a corrente interna da célula <i>Nexa</i> , de 1,2kW. ....	73
Figura 4.2 – Variação da corrente interna da célula <i>Nexa</i> , de 1,2kW. ....	73
Figura 4.3 – Relação entre as correntes interna e externa da célula <i>Nexa</i> , de 1,2kW. ....	74
Figura 4.4 – Teste PRBS da célula <i>Nexa</i> , de 1,2kW, para corrente da célula de 5A. ....	79
Figura 4.5 – Teste PRBS da célula <i>Nexa</i> , de 1,2kW, para corrente da célula de 10A. ....	81
Figura 4.6 – Teste PRBS da célula <i>Nexa</i> , de 1,2kW, para corrente da célula de 15A. ....	83
Figura 4.7 – Teste PRBS da célula <i>Nexa</i> , de 1,2kW, para corrente da célula de 20A. ....	85
Figura 4.8 – Teste PRBS da célula <i>Nexa</i> , de 1,2kW, para corrente da célula de 25A. ....	87
Figura 4.9 – Variação dos parâmetros do modelo digitalizado em função da corrente na célula. ....	89
Figura 4.10 – Comparação entre temperatura da célula medida (Stack_T) e simulada (Tcell) com modelo digitalizado, utilizando parâmetros variáveis com a corrente.....	90
Figura 4.11 – Comparação entre temperatura da célula medida (Stack_T) e simulada (Tcell) utilizando a média dos parâmetros dos modelos digitalizados.....	90
Figura 4.12 – Comparação entre temperatura da célula medida (Stack_T) e simulada (Tcell) com modelo digitalizado, utilizando os parâmetros variáveis com a subida e descida da corrente, após otimizações do modelo. ....	92
Figura 4.13 – Comparação entre temperatura da célula medida (Stack_T) e simulada (Tcell) com modelo digitalizado, utilizando os parâmetros variáveis com a subida e descida da corrente, após a otimização final.....	93
Figura 4.14 – Comparação entre temperatura da célula medida (Stack_T) e simulada (Tcell) com modelo digitalizado, utilizando os parâmetros variáveis com a corrente, considerando mesmos valores de parâmetros para valores de corrente semelhante na subida e na descida. ....	94
Figura 4.15 – Circuito de simulação da célula a combustível, incluindo o modelo de temperatura.....	96
Figura 4.16 – Modelo de simulação da célula a combustível, incluindo o modelo de temperatura.....	97
Figura 4.17 – Comparação entre temperatura da célula medida (Stack_T) e simulada (Tcell) através do <i>software</i> PSIM, incluindo simulação de variação da	

temperatura ambiente ( $T_{amb}$ ) comparada com a temperatura ambiente medida ( $Air\_T$ ).....	98
Figura 4.18 – Comparação entre variáveis medidas da célula a combustível e obtidas por simulação através do <i>software</i> PSIM, incluindo o modelo de temperatura: corrente medida ( $Stack\_I$ ); tensão medida ( $Stack\_V$ ); correntes simuladas ( $I_{cell}$ e $I_{net}$ ); tensão simulada ( $V_{cell}$ ). .....	98
Figura 5.1 – Montagem para conexão inversor-rede e injeção de energia da célula a combustível à rede de energia elétrica. ....	100
Figura 5.2 – Inversor PWM senoidal utilizado nos testes de injeção de potência na rede.....	101
Figura 5.3 – Conversor CC-CC responsável pela elevação do nível de tensão da célula a combustível. ....	101
Figura 5.4 – Circuito de potência e medição para testes de conexão do inversor à rede elétrica. ....	102
Figura 5.5 – Esquema representativo do algoritmo <i>PLL</i> utilizado no programa de controle do inversor.....	103
Figura 5.6 – Representação das malhas de controle da tensão do inversor $V_o$ e da corrente no indutor $I_L$ , com desacoplamento da tensão de saída.....	104
Figura 5.7 – Defasamento entre tensão de referência e tensão de saída do inversor.....	105
Figura 5.8 – Compensação do defasamento no cálculo do reativo, para uma carga com potência reativa teórica de 217 VAR.....	106
Figura 5.9 – Circuito e esquema de controle para conexão inversor-rede. ....	107
Figura 5.10 – Circuito para testes de injeção de energia da célula a combustível na rede elétrica. ....	110
Figura 5.11 – Comparação entre dados experimentais e solução por Espaço de Estados das potências ativa ( $P_o$ ) e reativa ( $Q_o$ ) da saída do inversor para $k_d=0$ .....	111
Figura 5.12 – Comparação entre dados experimentais e solução por Espaço de Estados das frequências do <i>droop</i> e do inversor para $k_d=0$ . ....	111
Figura 5.13 – Comparação entre dados experimentais e solução por Espaço de Estados das fases do <i>droop</i> ( $\delta_I$ ), da malha extra ( $\delta_2$ ) e do inversor ( $\delta$ ) para $k_d=0$ . ....	112
Figura 5.14 – Comparação entre dados experimentais e solução por Espaço de Estados da tensão $E_{rms}$ do inversor para $k_d=0$ .....	112
Figura 5.15 – Comparação entre dados experimentais e solução por Espaço de Estados das potências ativa ( $P_o$ ) e reativa ( $Q_o$ ) da saída do inversor para $k_d=0,001$ .....	113
Figura 5.16 – Comparação entre dados experimentais e solução por Espaço de Estados das frequências do <i>droop</i> e do inversor para $k_d=0,001$ . ....	114
Figura 5.17 – Comparação entre dados experimentais e solução por Espaço de Estados das fases do <i>droop</i> ( $\delta_I$ ), da malha extra ( $\delta_2$ ) e do inversor ( $\delta$ ) para $k_d=0,001$ . ....	114

Figura 5.18 – Comparação entre dados experimentais e solução por Espaço de Estados da tensão $E_{rms}$ do inversor para $k_d=0,001$ .....	115
Figura 5.19 – Circuito para testes de injeção de energia da célula a combustível na rede elétrica. ....	116
Figura 5.20 – Potência ativa de saída do inversor, medida pelo <i>DSP</i> durante injeção de energia da célula a combustível na rede, e corrente da célula, medida pelo <i>software</i> da <i>Ballard</i> , para degraus de potência com $k_d=0$ . ....	117
Figura 5.21 – Potência reativa de saída do inversor, medida pelo <i>DSP</i> durante injeção de energia da célula a combustível na rede, para degraus de potência com $k_d=0$ . ....	118
Figura 5.22 – Frequência do inversor, medida pelo <i>DSP</i> durante injeção de energia da célula a combustível na rede, para degraus de potência com $k_d=0$ . ....	118
Figura 5.23 – Tensão de pico na saída do inversor, medida pelo <i>DSP</i> durante injeção de energia da célula a combustível na rede, para degraus de potência com $k_d=0$ . ....	119
Figura 5.24 – Tensão do barramento CC, medida pelo <i>DSP</i> durante injeção de energia da célula a combustível na rede, para degraus de potência com $k_d=0$ . ....	119
Figura 5.25 – Potência ativa de saída do inversor, medida pelo <i>DSP</i> durante injeção de energia da célula a combustível na rede, para degraus de potência com $k_d=0,001$ . ....	120
Figura 5.26 – Potência reativa de saída do inversor, medida pelo <i>DSP</i> durante injeção de energia da célula a combustível na rede, para degraus de potência com $k_d=0,001$ . ....	120
Figura 5.27 – Frequência do inversor, medida pelo <i>DSP</i> durante injeção de energia da célula a combustível na rede, para degraus de potência com $k_d=0,001$ . ....	121
Figura 5.28 – Tensão de pico na saída do inversor, medida pelo <i>DSP</i> durante injeção de energia da célula a combustível na rede, para degraus de potência com $k_d=0,001$ . ....	121
Figura 5.29 – Tensão do barramento CC, medida pelo <i>DSP</i> durante injeção de energia da célula a combustível na rede, para degraus de potência com $k_d=0,001$ . ....	122
Figura 5.30 – Valores da malha extra de fase, medida pelo <i>DSP</i> durante injeção de energia da célula a combustível na rede, para degraus de potência com $k_d=0,001$ . ....	122

## Lista de Tabelas

TABELA 1	Principais características das células a combustível .....	30
TABELA 2	Condições iniciais usadas nas simulações dos exemplos .....	53
TABELA 3	Valores e parâmetros usados nas simulações dos exemplos.....	56
TABELA 4	Pólos do sistema, calculados para os dois modelos .....	59
TABELA 5	Relação entre a corrente externa e interna da célula a combustível Nexa da Ballard .....	74
TABELA 6	Velocidades da ventoinha segundo a temperatura, para uma célula a combustível Nexa da Ballard. ....	75
TABELA 7	Valores dos parâmetros da função de transferência para $I_{\text{cell}}=5\text{A}$ , $T_s=1\text{s}$ .....	79
TABELA 8	Valores dos parâmetros da função de transferência para $I_{\text{cell}}=10\text{A}$ , $T_s=1\text{s}$ .....	81
TABELA 9	Valores dos parâmetros da função de transferência para $I_{\text{cell}}=15\text{A}$ , $T_s=1\text{s}$ .....	83
TABELA 10	Valores dos parâmetros da função de transferência para $I_{\text{cell}}=20\text{A}$ , $T_s=1\text{s}$ .....	85
TABELA 11	Valores dos parâmetros da função de transferência para $I_{\text{cell}}=25\text{A}$ , $T_s=1\text{s}$ .....	87
TABELA 12	Variação dos parâmetros da função discretizada de 2ª ordem em função da corrente da célula .....	88
TABELA 13	Variação dos parâmetros da função discretizada de 2ª ordem em função da corrente de entrada da célula .....	92
TABELA 14	Variação dos parâmetros da função discretizada de 2ª ordem em função da corrente de entrada da célula .....	93
TABELA 15	Parâmetros para simulação da célula a combustível.....	96
TABELA 16	Parâmetros e valores de equilíbrio usados nos experimentos com o inversor	109

## Lista de Símbolos e Abreviaturas

### Referentes à célula a combustível

$\alpha$	Coeficiente de transferência eletrônica [adimensional]
$\xi_1, \xi_2, \xi_3$ e $\xi_4$	Parâmetros da equação das perdas por ativação
$\eta$	Eficiência [adimensional]
$\tau$	Constante de tempo
$A$	Área útil da membrana da célula [m <sup>2</sup> ]
AFC	<i>Alkaline Fuel Cell</i>
Air_flow	Fluxo de ar [slpm]
Air_Pump_12_3	Tensão da bomba de ar – 12V/3 [V]
Air_Pump_perc	Percentagem da tensão (duty cycle) da bomba de ar [%]
Air_Stoic	Estequiometria do ar, calculada a partir do fluxo de massa de ar e do consumo de corrente [adimensional]
Air_T	Temperatura ambiente [°C]
$B$	Parâmetro de ajuste da curva estática da célula [V]
Battery_V	Tensão da bateria
Bridge_V	Tensão do sensor de hidrogênio [V]
$C$	Capacitância [F]
$C_{H_2}$	Concentração de hidrogênio [mol/cm <sup>3</sup> ]
$C_{O_2}$	Concentração de oxigênio [mol/cm <sup>3</sup> ]
DAFC	<i>Direct Alcohol Fuel Cell</i>
$E_0$	Máxima tensão teórica em circuito aberto
$E_N$	Tensão de circuito aberto de uma única célula
$F$	Constante de Faraday [96487 C/mol]
Fan_perc	Percentagem da tensão (duty cycle) da ventoinha [%]
$F_{pwm}$	Frequência de chaveamento do inversor [Hz]
Fuel_Cons	Consumo de hidrogênio [ℓ]
Fuel_P	Pressão de hidrogênio, que alimenta a célula [barg]
H2_Leak_perc	Percentual de vazamento de hidrogênio [%]
$i$	Corrente elétrica [A]
$I_{cell}$	Corrente da célula [A]
$i_L$	Corrente limite superior da célula a combustível [A]
$i_o$	Corrente limite inferior da célula a combustível [A]
$j$	Densidade de corrente elétrica [A/cm <sup>2</sup> ]
LFL	<i>Lower Flammability Limit</i> – limite inferior de flamabilidade do hidrogênio no ar [%]
MCFC	<i>Molten Carbonate Fuel Cell</i>
$n$	Número de moles do reagente [adimensional]
$n_c$	Número de células em um pilha [adimensional]
O2_perc	Concentração de oxigênio [%]
PAFC	<i>Phosphoric Acid Fuel Cell</i>
PEMFC	<i>Polymer Electrolyte Membrane Fuel Cell</i> ou <i>Proton Exchange Membrane Fuel Cell</i>
$P_{H_2}$	Pressão parcial de alimentação do gás hidrogênio [atm]
$P_{O_2}$	Pressão parcial de alimentação do gás oxigênio ou ar [atm]

PRBS	<i>Pseudo random binary signal</i>
Purge_Cell_V	Tensão de purga da célula [mV]
$R$	Resistência ou Constante universal dos gases [ $\Omega$ ou $8,314 \text{ J.K}^{-1}.\text{mol}^{-1}$ ]
$R^2$	Coeficiente de correlação
$R_s$	Resistência da membrana ou resistência série da célula [ $\Omega$ ]
SOFC	<i>Solide Oxide Fuel Cell</i>
Stack_I	Corrente interna da célula a combustível [A]
Stack_I2	Quadrado da corrente da célula a combustível [ $\text{A}^2$ ]
Stack_Power	Potência total, calculada a partir da corrente interna e da tensão da pilha [W]
Stack_T	Temperatura da célula a combustível [ $^{\circ}\text{C}$ ]
Stack_V	Tensão da célula a combustível [V]
$T$	Temperatura [ $^{\circ}\text{C}$ ou K]
$T_d$	Tempo de atraso do sistema [s]
$T_{p1}$	Inverso da frequência do pólo 1 do sistema [s]
$T_{p2}$	Inverso da frequência do pólo 2 do sistema [s]
$T_z$	Inverso da frequência do zero do sistema [s]
$V_{\Omega}$	Perdas ôhmicas [V]
$V_{activ}$	Perdas por ativação [V]
$V_{cell}$	Tensão da célula [V]
$V_{conc}$	Perdas por concentração [V]
$V_{max}$	Tensão da célula quando não há carga em seus terminais [V]
$y_{sim}$	Saída do sistema simulado [ $^{\circ}\text{C}$ ]
yz	Dados coletados no teste de temperatura da célula a combustível [ $^{\circ}\text{C}$ ]
yz <sub>med</sub>	Média dos dados coletados do teste de temperatura da célula [ $^{\circ}\text{C}$ ]

## Referentes à conexão inversor-rede

$\delta$	Ângulo de defasamento entre inversor e barramento [rad]
$\delta_e$	Ângulo de defasamento no ponto de equilíbrio [rad]
$\delta_l$	Fase do <i>droop</i> de frequência [rad]
$\delta_2$	Deslocamento de fase do inversor [rad]
$\Delta\delta$	Pequena variação do defasamento entre inversor e barramento [rad]
$\Delta\delta_0$	Condição inicial do defasamento entre inversor e barramento [rad]
$\Delta\dot{\delta}_{(t)}$	Derivada primeira do defasamento entre inversor e barramento [rad]
$\Delta\ddot{\delta}_{(t)}$	Derivada segunda do defasamento entre inversor e barramento [rad]
$\omega$	Frequência [rad/s]
$\omega_e$	Frequência do barramento CA [rad/s]
$\omega_f$	Frequência de corte dos filtros [rad/s]
$\omega_{inv\_e}$	Frequência do inversor no ponto de equilíbrio [rad/s]
$\dot{\omega}_{inv}$	Derivada da frequência do inversor [ $\text{rad/s}^2$ ]
$\Delta\omega$	Pequena variação da frequência do inversor [rad/s]
$\Delta\omega_{inv0}$	Condição inicial para a frequência do inversor [rad/s]
$\Delta\dot{\omega}_{inv0}$	Condição inicial da derivada da frequência do inversor [ $\text{rad/s}^2$ ]
$\Delta E$	Pequena variação da tensão na saída do inversor [ $V_{rms}$ ]
$\Delta P_e$	Pequena variação da potência ativa do inversor em torno do ponto de funcionamento [W]



$\Delta Q_e$	Pequena variação da potência reativa do inversor em torno do ponto de funcionamento [VAr]
$A$	Matriz de estados do inversor
$A_{ext}$	Matriz estendida de estados do inversor
$C_{dc}$	Capacitor do link DC [F]
$C_f$	Capacitor do filtro de saída do inversor [F]
$D$	Relação cíclica [adimensional]
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> – Processador digital de sinais
$E$	Tensão na saída do inversor [ $V_{rms}$ ]
$E_e$	Tensão na saída do inversor no ponto de equilíbrio [V]
$f$	Frequência [Hz]
$k_d$	Ganho da malha de fase [rad/W]
$k_p$	Ganho do <i>droop</i> de frequência [rad/s/W]
$k_{pE}, k_{p\delta}$	Constantes auxiliares da equação de potência ativa
$k_{qE}, k_{q\delta}$	Constantes auxiliares da equação de potência reativa
$k_v$	Ganho do <i>droop</i> de tensão [V/VAr]
$L_f$	Indutor do filtro de saída do inversor [H]
$n_d$	Número de intervalos de atraso $T_d$
$L$	Indutância [H]
$P$	Potência ativa [W]
$P_{avg}$	Potência ativa média entregue pelo inversor [W]
$P_e$	Potência ativa do inversor no ponto de equilíbrio [W]
$Q$	Potência reativa [VAr]
$Q_{avg}$	Potência reativa média entregue pelo inversor [VAr]
$Q_e$	Potência reativa do inversor no ponto de equilíbrio [VAr]
RMS	<i>Root Mean Square</i> – valor médio quadrático
$S$	Potência aparente [VA]
$V$	Tensão no barramento CA [ $V_{rms}$ ]
$X$	Reatância da linha de transmissão [ $\Omega$ ] ou \vetor de estados do inversor
$X_{ext}$	Vetor estendido de estados do inversor
$X_{ext0}$	Vetor estendido de condições iniciais
$\dot{X}$	Derivada do vetor de estados do inversor
$\dot{X}_{ext}$	Derivada do vetor estendido de estados do inversor
$Z$	Impedância da linha de transmissão [ $\Omega$ ]

## SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	19
1.1	Objetivos gerais.....	19
1.2	Objetivos Específicos .....	21
1.3	Contribuição da presente tese.....	22
1.4	Desenvolvimento do texto.....	24
2	A CÉLULA A COMBUSTÍVEL DE MEMBRANA POLIMÉRICA.....	25
2.1	Aplicações de células a combustível .....	25
2.2	Tipos de célula a combustível .....	28
2.3	Célula a Combustível de Membrana Polimérica.....	31
2.4	Modelo da Célula a Combustível de Membrana Polimérica.....	33
2.4.1	Características da Célula a Combustível de Membrana Polimérica.....	34
2.5	Descrição da montagem para levantamento do modelo da célula a combustível .....	37
2.6	Modelo de simulação de uma célula a combustível de membrana polimérica .....	39
2.7	Comparação dos resultados experimentais e de simulação.....	39
2.8	Conclusão .....	43
3	CONEXÃO PARALELA DE UM INVERSOR MONOFÁSICO À REDE ELÉTRICA.....	44
3.1	Técnica de controle do paralelismo via curvas $P_{x\omega}$ e $Q_{xV}$ .....	44
3.2	Malha de Controle com Realimentação de Fase .....	45
3.3	Análise de pequenos sinais.....	47
3.4	Modelo Polinomial .....	49
3.5	Modelo por Espaço de Estados de um Inversor Monofásico Conectado à Rede de Energia.....	50
3.6	Condições iniciais para o modelo linearizado.....	53
3.7	Resposta do modelo polinomial no tempo .....	54
3.8	Resultados de simulações.....	55
3.9	Análise da influência da ordem do filtro .....	65
3.10	Comparação com resultados experimentais .....	68
3.11	Conclusão .....	71

4	MODELO DE TEMPERATURA DE UMA CÉLULA A COMBUSTÍVEL DE MEMBRANA POLIMÉRICA .....	72
4.1	Levantamento do modelo de temperatura da célula .....	72
4.1.1	Relação entre a corrente imposta pela carga e a corrente interna da célula .....	73
4.1.2	Modelo de temperatura da célula .....	75
4.1.3	Modelo linear por partes .....	88
4.1.4	Otimização do modelo .....	91
4.2	Simulação incluindo o modelo de temperatura .....	95
4.3	Conclusão .....	99
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA INJEÇÃO DE ENERGIA DA CÉLULA A COMBUSTÍVEL NA REDE ELÉTRICA .....	100
5.1	Descrição da montagem para injeção de energia da célula a combustível na rede ..	100
5.2	Descrição do circuito inversor .....	102
5.3	<i>Software</i> de controle .....	102
5.3.1	Algoritmo de sincronismo com a rede ( <i>PLL</i> ) .....	103
5.3.2	Malhas de tensão e corrente .....	103
5.3.3	Considerações sobre a medição de potência reativa .....	104
5.4	Circuito completo para conexão inversor-rede .....	106
5.5	Comparação do modelo com resultados experimentais .....	108
5.6	Resultados experimentais de injeção de potência da célula a combustível na rede ..	115
5.7	Conclusão .....	123
	CONCLUSÃO .....	124
	REFERÊNCIAS .....	129
	APÊNDICE A – DIMENSIONAMENTO DO CONTROLE DO INVERSOR .....	134
	APÊNDICE B – PROGRAMA DE CONTROLE DO INVERSOR PELO DSP .....	140
	APÊNDICE C – MODELO DE TEMPERATURA DA CÉLULA A COMBUSTÍVEL .....	157
	ANEXO A – SENSORES DE TENSÃO E CORRENTE .....	160

# **1 INTRODUÇÃO**

Os estudos sobre energias alternativas têm-se acentuado nas últimas décadas, devido aos problemas ambientais causados pelas fontes de energia utilizadas atualmente, mais especificamente o petróleo e o carvão. Dentre as fontes de energia mais promissoras, o hidrogênio tem merecido destaque nas publicações científicas e na mídia, pelo seu uso em células a combustível para unidades geradoras de emergência e em veículos de passeio e transporte público.

Entretanto, o custo de produção de energia elétrica através das células a combustível ainda é elevado, além de apresentar riscos inerentes à utilização do hidrogênio, gás altamente inflamável e explosivo, cuja chama é praticamente invisível. Todos estes riscos, aliados ao custo elevado das células a combustível e das instalações necessárias para o armazenamento do hidrogênio, restringem as pesquisas nessa área a poucas instituições. Desta forma, modelos de simulação que representem as características das células a combustível se tornam uma importante ferramenta para a disseminação desta tecnologia, expandindo os horizontes de pesquisa nesta área.

Simultaneamente, o desenvolvimento das fontes de energia a partir das células a combustível também se tornou importante para a geração de energia em locais de difícil acesso, bem como para o estudo de fontes de geração de energia para conexão à rede.

## **1.1 Objetivos gerais**

O presente trabalho tem por objetivo utilizar uma célula a combustível de membrana polimérica como unidade geradora de energia conectada à rede elétrica e desenvolver um modelo para emular da célula a combustível, incluindo o efeito da temperatura gerada internamente.

A tensão gerada pela célula a combustível é contínua e de valor reduzido, entre 20 V e 50 V na célula utilizada no presente projeto. Além disso, esta tensão varia com a corrente drenada de seus terminais, sendo assim, a tensão da célula deve ser elevada a aproximadamente 380 V para ser aplicada ao inversor que irá injetar a energia da célula na rede elétrica. Conversores de único estágio podem ser utilizados para potências menores

(GARCIA *et al.*, 2010, 2010a), mas para valores mais elevados é necessária a elevação da tensão da célula por um conversor CC-CC separado do estágio inversor. O conversor elevador utilizado neste trabalho consiste da topologia *full-bridge* e é resultado de um trabalho de mestrado em desenvolvimento no Laboratório de Eletrônica de Potência da Universidade Federal de Uberlândia.

O inversor de tensão constitui-se de um módulo conversor da Semikron controlado por um processador digital de sinais (*Digital Signal Processor – DSP*), cuja lógica permitirá o controle da potência ativa a ser injetada na rede.

O esquema proposto está representado na Figura 1.1, sendo constituído da célula a combustível Nexa da Ballard como uma fonte de energia primária, um conversor CC-CC elevador, um inversor de tensão com um filtro de saída LC e um módulo de controle baseado no DSP. Um computador é utilizado para armazenamento dos dados transmitidos pelos sistemas de aquisição.

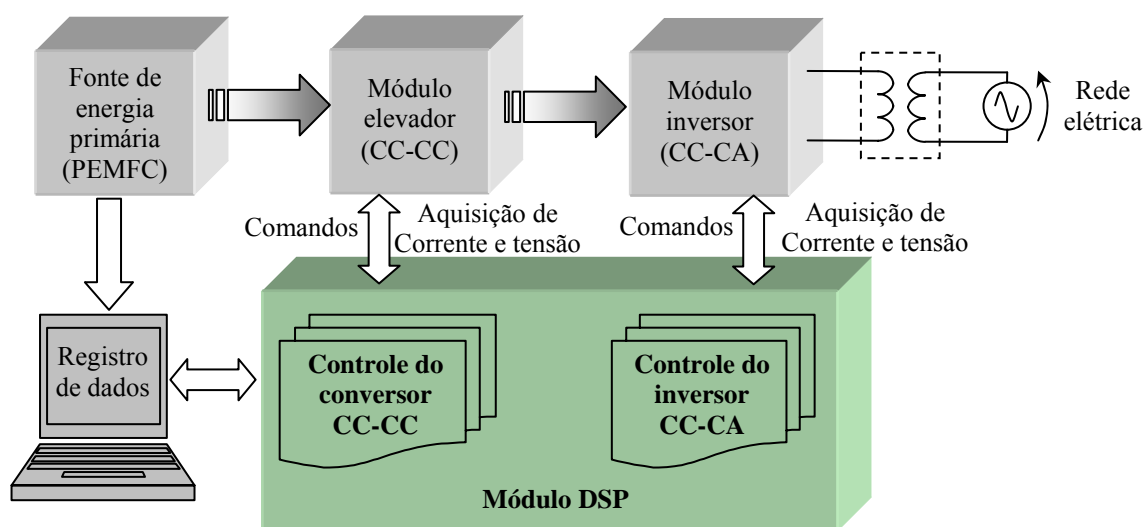


Figura 1.1 – Esquema da fonte alternativa de energia baseada em célula a combustível.

Os modelos de célula a combustível apresentados na literatura consideram algumas características de comportamento tais como a variação da tensão de saída em função da corrente drenada da célula, da temperatura interna da célula, da pressão de hidrogênio e de oxigênio. A tensão nos terminais da célula não varia instantaneamente com corrente, caracterizando um efeito capacitivo, associado a uma constante de tempo elétrica (COSTA, 2005). Embora muitos dos modelos apresentados levem em conta a temperatura

para um ponto específico de operação da célula, muitos não consideram sua variação em relação à corrente fornecida em seus terminais (AVELAR *et al.*, 2009).

Alguns autores apresentaram estudos para extração de parâmetros de modelos que incluem a variação da temperatura da célula com a corrente. Outeiro (2008) utiliza o método de otimização *simulated annealing* para ajustar parâmetros do modelo da célula, acrescentando um modelo de primeira ordem que descreve a variação da temperatura com a corrente, considerando uma constante de tempo fixa para o fenômeno. Gao *et al.* (2009a, 2009b, 2009c, 2010) mostraram que a constante de tempo térmica depende de vários fatores, incluindo a variação da velocidade da ventoinha de refrigeração da célula. Ramos-Paja (2010) também utilizou balanço de energia para determinar a variação de temperatura da célula, considerando a temperatura é dependente da energia produzida pela reação, da potência fornecida pela célula e da quantidade de calor desprendido, considerando o calor irradiado, e desprendido por ventilação natural e forçada.

É importante que tal dinâmica seja considerada no modelo, mais lenta que a do efeito capacitivo, representando o aumento da temperatura interna da célula com o aumento da corrente exigida em seus terminais. Através do modelo, incluindo o efeito da variação térmica, é possível a realização de estudos de simulação, permitindo a avaliação operacional da cascata célula/conversor-elevador/inversor.

## 1.2 Objetivos Específicos

Para concretizar os objetivos gerais citados, outros objetivos específicos foram buscados ao longo da pesquisa, quais sejam:

- ✓ Levantar as características estática e dinâmica da célula a combustível utilizada no projeto, modelo Nexa produzido pela Ballard;
- ✓ Determinar um modelo da célula a combustível, incluindo o efeito de variação da temperatura interna com a corrente nos terminais da célula;
- ✓ Realizar ensaios com a célula a combustível, para fins de validação do modelo;
- ✓ Determinar o modelo do inversor de tensão, em relação ao controle das potências ativa e reativa a serem injetadas na rede;
- ✓ Produzir resultados de ensaios e de simulação do inversor de tensão conectado à rede de energia, para fins de validação do modelo;
- ✓ Implementar a lógica de controle digital do inversor (malhas de corrente, tensão e potência) no DSP;
- ✓ Conectar a célula ao módulo elevador e este ao inversor, para injeção de energia da célula a combustível na rede elétrica.

### 1.3 Contribuição da presente tese

As contribuições deste trabalho são:

- ✓ Levantamento de um modelo da célula a combustível que represente a variação da temperatura desta em função de sua corrente;

A célula a combustível tem-se destacado como uma promissora fonte de energia na atualidade, existindo vários modelos para simulação e estudo do seu comportamento (CORREA, 2001; 2004; COSTA, 2005, 2006a, 2006b; LACHICHI, 2005; YU, 2004; ALI, 2008; ARSOV, 2008). Muitos destes modelos apesar de ter a temperatura da célula como parâmetro a consideram constante, entretanto, a temperatura da célula a combustível varia com a corrente solicitada em seus terminais (AVELAR *et al.*, 2009), devido às perdas internas e ao calor desprendido pela reação, necessitando inclusive de refrigeração. Novos trabalhos têm estudado a variação da temperatura da célula a combustível em função da corrente (OUTEIRO, 2008; GAO, 2009; RAMOS-PAJA, 2010). O modelo desenvolvido nesta tese vem colaborar com este assunto, procurando levantar uma função de transferência parametrizada em função do ponto de funcionamento determinado pela corrente da célula, visando assim melhorar a representatividade do modelo para variações de temperatura e carga.

- ✓ Determinação do modelo por espaço de estados que represente o comportamento do controle de potência do inversor, na vizinhança de um ponto de equilíbrio (análise de pequenos sinais);

Paiva (2005, 2006, 2009) introduziu uma realimentação adicional da variação de potência ativa na fase do inversor, no controle da conexão de um inversor monofásico à rede elétrica via curvas características potência ativa *versus* frequência ( $P \times \omega$ ) e potência reativa *versus* tensão ( $Q \times V$ ) – controle por *droop*  $P \times \omega$  e  $Q \times V$ . O modelo apresentado reproduziu bem a dinâmica do sistema, mas apresentava pequenas discrepâncias durante o transitório, desta forma, foi desenvolvido um modelo por espaço de estados (AVELAR *et al.*, 2012) que permitiu determinar as condições iniciais corretas para o modelo, representando fielmente o comportamento deste sistema, tal modelo é apresentado no Capítulo 3 desta tese.

- ✓ Implementação digital do controle do inversor e das malhas de potência.

Nos estudos apresentados por Coelho (1999, 2000, 2002), Martins (2004, 2004a) e Paiva (2005, 2006, 2009) sobre paralelismo de inversores, o controle das malhas de potência era digital, mas o controle do inversor era feito de forma analógica. Contribuindo com os estudos de Santos Filho (2009), que apresentou estudos sobre o controle digital no paralelismo de inversores, é apresentado nesta tese o controle digital de todo o conjunto, malha de potência e inversor. É importante frisar que no caso do presente trabalho o controlador é implementado em um processador de ponto-fixado.

- ✓ Estudo do impacto da elevação da ordem do filtro de medição de potência na dinâmica do sistema;

Uma das propostas para trabalhos futuros apresentadas na tese de Paiva (2006) foi a “Avaliação do desempenho do sistema considerando os filtros passa-baixa de mais alta ordem, objetivando uma melhoria na resposta dinâmica do sistema”. Esta tese vem contribuir com o estudo deste tema, apresentando a análise da influência de ordem dos filtros de potências, no item 3.9 do Capítulo 3, onde se verificou que a elevação da ordem dos filtros torna o sistema mais oscilatório, levando-o para mais próximo da instabilidade.

- ✓ Apresentação dos resultados experimentais de injeção de energia da célula a combustível na rede.

Nos trabalhos de conexão à rede desenvolvidos por Coelho (1999, 2000, 2002), Martins (2004, 2004a) e Paiva (2005, 2006, 2009) não havia um saldo positivo de injeção de potência ativa na rede, pois a energia entregue à rede era retirada noutro ponto de conexão para alimentação do estágio de entrada dos inversores (retificador trifásico com filtro capacitivo). O objetivo era apenas demonstrar a eficácia da técnica de controle de injeção de energia na rede, mas no balanço geral, devido às perdas, havia um pequeno saldo negativo. Assim, visto pela rede, não havia injeção de energia, mas apenas um pequeno consumo.



## 1.4 Desenvolvimento do texto

O primeiro capítulo apresenta uma introdução ao assunto, os objetivos gerais, objetivos específicos e as perspectivas de contribuição do presente trabalho.

No segundo capítulo é feita a revisão da literatura sobre células a combustível de membrana polimérica, destacando as principais equações que regem o comportamento da célula a combustível utilizada neste trabalho. Neste capítulo também é identificado um modelo de temperatura da célula a combustível através da utilização de sinais binários pseudo-aleatórios de corrente e o método de identificação por mínimos quadrados, seguido da otimização do modelo de temperatura obtido.

No terceiro capítulo é levantado o modelo de pequenos sinais por espaço de estados que descreve a ligação do inversor de tensão à rede elétrica, apresentando resultados confrontados com simulações do sistema e dados experimentais disponíveis na literatura, a fim de demonstrar o funcionamento da estrutura e comprovar a eficácia do modelo desenvolvido.

No quarto capítulo é identificado o modelo de temperatura da célula a combustível, utilizando testes com sinais binários pseudo-aleatórios (*PRBS*) sobrepostos a níveis fixos de corrente solicitados nos terminais da mesma, representando diversos pontos de funcionamento. Resultados obtidos pelos modelos levantados são confrontados com a temperatura medida. A otimização pelo método *simulated annealing* permitiu a obtenção de um modelo que reproduz fielmente a variação da temperatura da célula em função da corrente solicitada.

O quinto capítulo apresenta os resultados de injeção de energia da célula a combustível na rede elétrica. Neste capítulo é apresentado o *software* de controle do sistema, incluindo considerações sobre o sincronismo do inversor com a rede de energia (*PLL*), a medição de potências ativa e reativa, as malhas de corrente e tensão, e a malha de controle de potência via curvas características  $P \times \omega$  e  $Q \times V$ .

Por fim são apresentadas as conclusões gerais do presente trabalho e as propostas de desenvolvimento futuro, bem como os produtos gerados pela pesquisa.

## 2 A CÉLULA A COMBUSTÍVEL DE MEMBRANA POLIMÉRICA

Neste capítulo são apresentadas algumas aplicações desta emergente fonte de energia, as características das células a combustível existentes no mercado e, mais especificamente, as características construtivas e operacionais de uma célula a combustível de membrana polimérica (*Polymer Electrolyte Membrane Fuel Cell / Proton Exchange Membrane Fuel Cell – PEMFC*). A seguir é apresentado o modelo eletroquímico da PEMFC e os procedimentos utilizados no levantado modelo da mesma.

### 2.1 Aplicações de células a combustível

O grande apelo no uso de células a combustível se deve a algumas vantagens em relação às fontes de energias convencionais, a saber (BARBIR, 2005):

- Maior eficiência em relação aos motores a combustão, tornando-as atrativas para uso em veículos e na geração de energia;
- Baixa emissão de poluentes, característica ideal para uso no transporte público, como forma de reduzir o efeito estufa, e em ambientes fechados como residências e submarinos;
- Redução na dependência da matriz de combustíveis fósseis, o que passa a ser uma questão de segurança nacional para vários países;
- Simplicidade e possibilidade de redução no custo de fabricação, pois é constituída de camadas repetitivas de componentes, facilitando a fabricação em série;
- Não existência de partes móveis, possibilitando o aumento do tempo de vida útil;
- Construção modular, permitindo o aumento gradativo da capacidade de geração de uma planta de energia, ou a geração de energia de forma distribuída;
- Baixo nível de ruído, sendo primordial em unidades portáteis e na geração de energia em hospitais e em aplicações militares;
- Tamanho e peso variados, possibilitando seu uso desde pequenos aparelhos eletrônicos, passando por automóveis, até a geração de energia para edifícios e plantas de maior porte.

Dentre as iniciativas de destaque no estudo, uso e assimilação das tecnologias de célula a combustível no Brasil tem-se os projetos de ônibus movidos a hidrogênio, o projeto de gerador estacionário a célula a combustível, o projeto de reformador de metanol e gás natural para produção de hidrogênio e a utilização geração de energia com uso de célula a combustível com propósito de redução da emissão poluentes.

Os ônibus apresentados na Figura 2.1 utilizam energia da célula a combustível e de baterias recarregáveis, com regeneração da energia de frenagem. O foco dos projetos é demonstrar a funcionalidade e confiabilidade de ônibus movidos a hidrogênio em condições reais de operação, bem como a infra-estrutura associada (BRASIL, 2008).

O projeto de ônibus a hidrogênio em São Paulo foi resultado de um consórcio formado por oito empresas nacionais e estrangeiras, dentre as quais a Ballard fabricante da célula a combustível. Este entrou em funcionamento em 2010, para transporte de passageiros no Corredor Metropolitano São Mateus – Jabaquara. A produção de hidrogênio é feita a partir da eletrólise da água, a partir de uma planta instalada na Empresa Metropolitana de Transportes Urbanos de São Paulo – EMTU (SÃO PAULO, 2006).

A revista eletrônica InovaBrasil destaca que o ônibus desenvolvido pelo Instituto Alberto Luiz Coimbra de Pós-Graduação e Pesquisa de Engenharia – COPPE / UFRJ, em parceria com a Federação das Empresas de Transportes de Passageiros do Estado do Rio de Janeiro – FETRANSPO, e com as secretarias municipal e estadual de transportes do Estado do Rio de Janeiro, é o primeiro a ser desenvolvido com tecnologia 100% nacional e tem autonomia de 300 km (INOVABRASIL, 2010).



Figura 2.1 – Ônibus movido a hidrogênio: (a) EMTU – São Paulo (b) COPPE – Rio de Janeiro. Fonte: (a) São Paulo (2006); (b) InovaBrasil (2010).

O uso da célula a combustível para geração de energia elétrica estacionária também já é realizada no Brasil, a exemplo da unidade geradora de 50 kW (Figura 2.2)

desenvolvida pela empresa Electrocell, com uso de célula a combustível do tipo PEM (ELECTROCELL, 2006).



Figura 2.2 – Célula a combustível estacionária, do tipo PEM, de 50 kW.  
Fonte: Electrocell (2006).

A produção de hidrogênio pode ser obtida a partir da eletrólise da água ou a partir de fluidos que contenham hidrogênio, como o etanol (álcool) e o gás natural. O sistema de reforma autotérmica apresentado na Figura 2.3 produz hidrogênio a partir do etanol ou de gás natural, foi desenvolvido pela Hytron, empresa nascida no Laboratório de Hidrogênio da UNICAMP em janeiro de 2004.



Figura 2.3 – Sistemas de Reforma Autotérmica da Hytron, para produção de hidrogênio a partir da reforma de etanol ou gás natural.  
Fonte: Hytron. Disponível em: < <http://www.hytron.com.br> >. Acesso em: 5 jul. 2012.

Apesar do custo elevado, a importação de tecnologia também é um caminho para a assimilação de novas tecnologias, como no caso da compra de célula a combustível por um hospital em parceria com um instituto de pesquisa, para geração estacionária com o intuito de reduzir a poluição que era gerada por antigas caldeiras alimentadas por combustível fóssil. Na Figura 2.4 é apresentada uma planta de energia elétrica com o intuito de aquecer a água para os pacientes do Hospital Erasto Gaertner, Paraná-SC (PORTAL GLOBO, 2010).



Figura 2.4 – Planta de geração de energia elétrica a célula a combustível, instalada no Hospital Erasto Gaertner, Paraná – SC.  
Fonte: Portal Globo (2010).

## 2.2 Tipos de célula a combustível

Apesar do princípio de funcionamento das células a combustível ter sido descoberto a mais de um século e meio por William Grove, apenas a partir da década de 60 esta tecnologia encontrou motivação para seu uso e desenvolvimento, no início corrida espacial, e somente nas últimas décadas, devido ao apelo ecológico, vem sendo mais difundida e tem encontrado aplicações comerciais (COSTA, 2005).

Existem no mercado vários tipos de células a combustível, a saber (COSTA, 2005, p.5-7, LE, 2003):

- PEMFC (*Polymer Electrolyte Membrane Fuel Cell / Proton Exchange Membrane Fuel Cell*) – Tem como eletrólito uma membrana polimérica (*Nafion*), que deve trabalhar umidificada, e temperatura de operação abaixo de 100°C.
- DAFC (*Direct Alcohol Fuel Cell*) – Semelhante à PEMFC, diferencia-se desta por possuir um reformador que retira o hidrogênio diretamente do álcool.
- AFC (*Alkaline Fuel Cell*) – Foi o primeiro tipo de célula a combustível, usado como bateria e suprimento de água para astronautas no programa espacial norte americano. Utiliza um eletrólito líquido de hidróxido de potássio (KOH) e trabalha com temperatura de operação entre 100°C e 250°C. Apesar de seu alto rendimento, tem um custo elevado e é muito susceptível à contaminação por dióxido de carbono, que mesmo em mínimas quantidades pode comprometer o seu funcionamento.
- PAFC (*Phosphoric Acid Fuel Cell*) – utiliza ácido fosfórico como eletrólito. Foi o primeiro tipo de célula a combustível usada comercialmente. Devido à alta temperatura de operação permite a co-geração de energia, aumentando o seu rendimento e tornando-a viável para uso em planta estática de geração de energia.
- MCFC (*Molten Carbonate Fuel Cell*) – Utiliza eletrólito líquido a base de lítio-potássio ou lítio-sódio. Este eletrólito é fundido, possuindo uma alta temperatura de operação (aproximadamente 650°C), sendo assim deve gerar energia continuamente ou ser aquecida para não perder a sua função.
- SOFC (*Solide Oxide Fuel Cell*) – Utiliza eletrólito sólido a base de Ytria-Zircônio, construídos em sistemas planares ou tubulares. Sua alta temperatura de operação (entre 700°C e 1000°C) também é propícia à co-geração, utiliza materiais cerâmicos.

Várias características diferenciam as células a combustível, principalmente a temperatura de operação e tipo de eletrólito. Cada qual possui características, vantagens e desvantagens, mas todas elas com o mesmo princípio básico: a geração de energia elétrica a partir da reação do hidrogênio e oxigênio. A TABELA 1 apresenta as principais características dos tipos de células a combustível citadas acima.

TABELA 1  
Principais características das células a combustível

	PEMFC	DAFC	AFC	PAFC	MCFC	SOFC
<b>Eletrólito</b>	Membrana polimérica	Membrana polimérica	Hidróxido de potássio	Ácido fosfórico	Lítio, potássio, carbonatos fundidos	Óxidos de yttria e zircônio
<b>Temperatura de operação</b>	60°C – 90°C	70°C – 90°C	70°C – 200°C	175°C – 200°C	600°C – 700°C	700°C – 1000°C
<b>Eficiência</b>	40% a 45%	50% a 55%	55% a 60% 83% (teórica)	42% a 47%	55% a 60%	40% a 45%
<b>Vida útil estimada</b>	>5000h	>2500h	>5000h	45000h a 50000h	30000h	60000h
<b>Vantagens</b>			Alta eficiência (83% teórica)	Moderadamente tolerante ao CO (< 2 %)	Tolerante a CO; Eletrodos a base de Ni	Tolerante a CO
<b>Desvantagens</b>	Intolerante a CO (< 10 ppm)	Vida útil reduzida	Intolerante a CO <sub>2</sub>			
<b>Aplicações</b>	– Veículos – Geração estacionária	– Veículos	– Espaçonaves – Veículos	– Geração estacionária	– Geração estacionária	– Geração estacionária
<b>Combustível</b>	H <sub>2</sub>	Álcool/Água	H <sub>2</sub>	H <sub>2</sub>	H <sub>2</sub> , CH <sub>4</sub> , CO	H <sub>2</sub> , CH <sub>4</sub> , CO
<b>Catalisador</b>	Platina	Platina/Rutênio	Platina	Platina	Níquel-Cromo	Níquel-Zircônia
<b>Íon migrante</b>	H <sup>+</sup>	H <sup>+</sup>	OH <sup>-</sup>	H <sup>+</sup>	CO <sub>3</sub> <sup>2-</sup>	O <sup>2-</sup>
<b>Oxidante</b>	Ar	Ar	Ar+Água	Ar	Ar+CO <sub>2</sub>	Ar
<b>Potência típica</b>	< 250kW	< 50kW	< 50 kW	50kW – 300kW	300kW – 3MW	50kW – 5MW
<b>Reação anódica</b>	$H_2 \rightarrow 2H^+ + 2e^-$	$CH_3OH + H_2O \rightarrow CO_2 + 6H^+ + 6e^-$	$H_2 + 2(OH)^- \rightarrow 2H_2O + 2e^-$	$H_2 \rightarrow 2H^+ + 2e^-$	$H_2 + CO_3^{2-} \rightarrow H_2O + CO_2 + 2e^-$	$H_2 + O^{2-} \rightarrow H_2O + 2e^-$
<b>Reação catódica</b>	$\frac{1}{2} O_2 + 2H^+ + 2e^- \rightarrow H_2O$	$\frac{3}{2} O_2 + 6H^+ + 6e^- \rightarrow 3H_2O$	$\frac{1}{2} O_2 + H_2O + 2e^- \rightarrow H_2O + 2(OH)^-$	$\frac{1}{2} O_2 + 2H^+ + 2e^- \rightarrow H_2O$	$\frac{1}{2} O_2 + CO_2 + 2e^- \rightarrow H_2O$	$O_2 + 2e^- \rightarrow O^{2-}$
<b>Reação total na célula</b>	$H_2 + \frac{1}{2} O_2 \rightarrow H_2O$	$CH_3OH + \frac{3}{2} O_2 \rightarrow CO_2 + 2H_2O$	$H_2 + \frac{1}{2} O_2 \rightarrow H_2O$	$H_2 + \frac{1}{2} O_2 \rightarrow H_2O$	$H_2 + \frac{1}{2} O_2 \rightarrow H_2O$	$H_2 + \frac{1}{2} O_2 \rightarrow H_2O$

Fonte: adaptado de Costa (2005), Serra (2005) e Wendt (2000).

### 2.3 Célula a Combustível de Membrana Polimérica

Nesta pesquisa é utilizada uma célula a combustível de membrana polimérica fabricada pela Ballard, modelo Nexa, adquirida da Heliocentris pelo Laboratório de Eletrônica de Potência, apresentada na Figura 2.5.

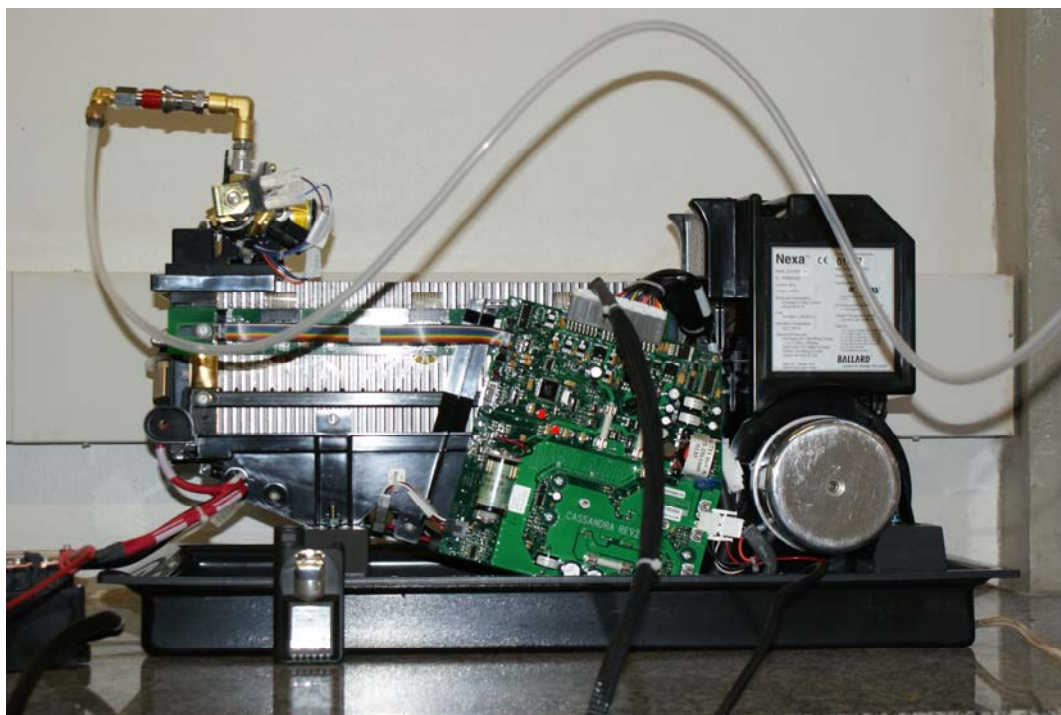
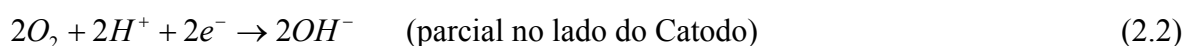
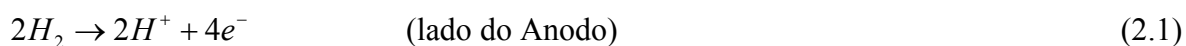


Figura 2.5 – Célula a combustível Nexa, de 1,2kW, da Ballard.

A constituição física e o princípio de funcionamento de uma célula a combustível de membrana polimérica é apresentado na Figura 2.6. Na figura podem ser observados os dutos por onde passam o oxidante (oxigênio ou ar) e o combustível (hidrogênio). Estes dutos são sulcos de pequena espessura fresados em lados opostos de uma placa rígida (placa separadora bipolar), constituída de material condutor e impermeável aos gases (COSTA, 2005). A cada molécula de  $H_2$  adsorvida pela membrana, dois elétrons seguem pelo circuito elétrico externo, enquanto os íons positivos ( $H^+$ ) caminham através da membrana no sentido anodo-catodo, no lado do catodo uma molécula de  $O_2$  se associa a quatro íons  $H^+$  formando duas moléculas de água ( $H_2O$ ):





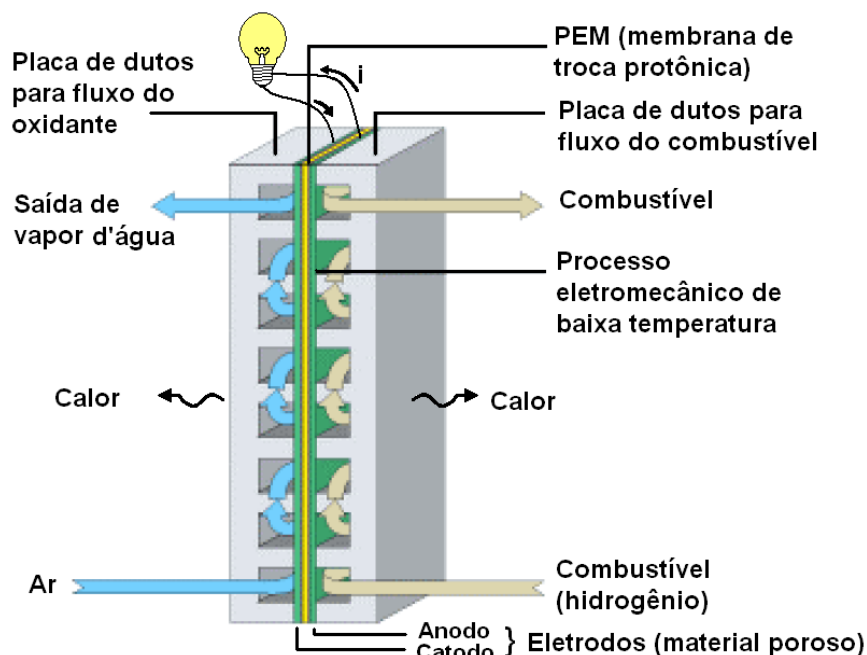


Figura 2.6 – Princípio de funcionamento de uma célula a combustível do tipo PEM.  
Fonte: adaptado de BALLARD, 2003, p.3.

A Figura 2.7 apresenta o diagrama esquemático da célula a combustível Nexa, onde podem ser observados os sensores (representados por círculos) das variáveis monitoradas pelo circuito de controle da célula.

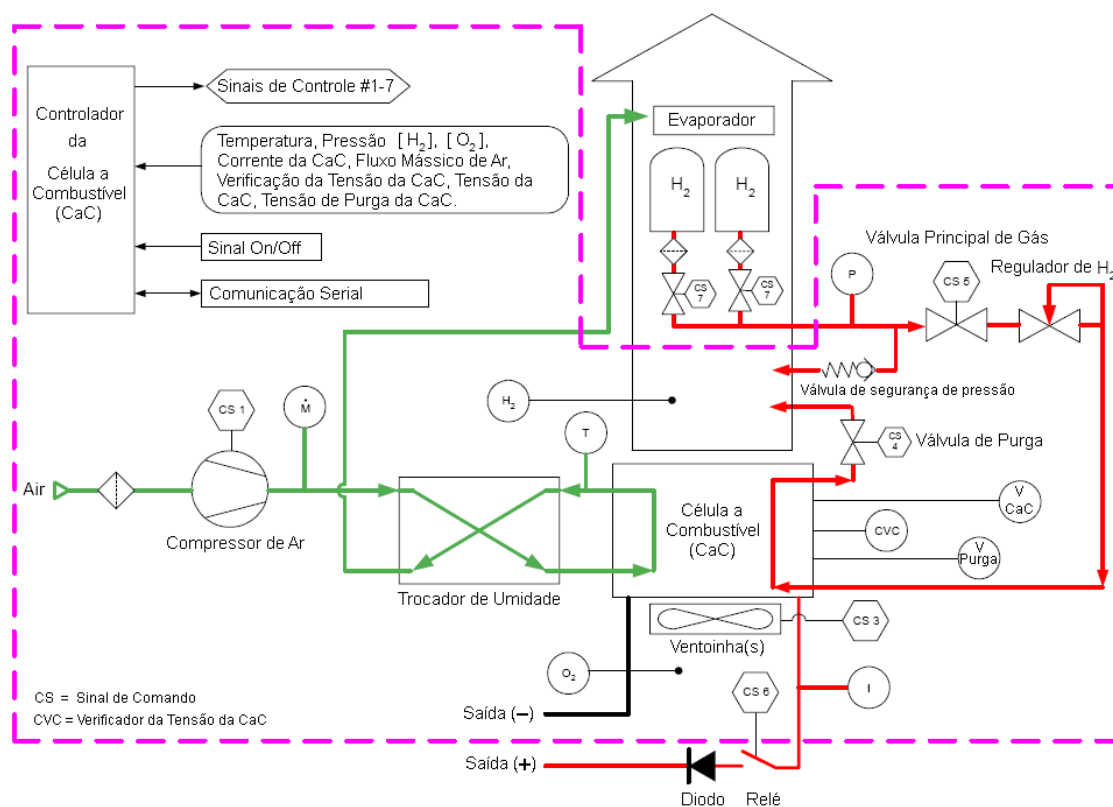


Figura 2.7 – Diagrama esquemático da célula a combustível Nexa.  
Fonte: adaptado de BALLARD, 2003, p.2.

## 2.4 Modelo da Célula a Combustível de Membrana Polimérica

Nas últimas décadas, muitos estudos têm sido feitos sobre o funcionamento e operação das células a combustível. Vários modelos de simulação foram elaborados, permitindo uma melhor compreensão desta nova e promissora fonte de energia (CORREA, 2001; 2004; COSTA, 2005, 2006a, 2006b; LACHICHI, 2005; YU, 2004; ALI, 2008; ARSOV, 2008).

Alguns destes modelos são baseados nas reações químicas que ocorrem dentro da célula a combustível (CORREA, 2001; LACHICHI, 2005; ARSOV, 2008), outros empregam circuitos elétricos para representar a célula em torno de um ponto de funcionamento (SERPA, 2004; MARQUEZINI, 2008), além daqueles baseados em componentes eletrônicos que têm comportamento análogo às equações das células a combustível (YU, 2004; ARSOV, 2008). Vários modelos baseados em reações eletroquímicas permitem a inserção de parâmetros das células a combustível, como temperatura da célula, pressão de hidrogênio e oxigênio, corrente de saída da célula, entre outros.

Muitos dos modelos desenvolvidos consideram a temperatura da célula constante, o que não é verdade, já que as perdas internas e o calor desprendido pela reação acabam por elevar a temperatura da célula, necessitando inclusive de refrigeração. Com a disseminação do assunto, novos trabalhos têm estudado o efeito da temperatura no comportamento da célula a combustível (OUTEIRO, 2008; GAO *et al.*, 2009; RAMOS-PAJA, 2010).

Um modelo de uma célula a combustível com membrana polimérica (*Proton Exchange Membrane Fuel-Cell* – PEMFC) desenvolvido para uso em *softwares* de simulação de circuitos eletrônicos é descrito no próximo capítulo, permitindo a simulação de circuitos eletrônicos conectados ao modelo da célula (COELHO *et al.*, 2008; AVELAR *et al.*, 2009). Tal modelo é baseado nas equações eletroquímicas da célula e em componentes eletrônicos, permitindo a inserção de diversos parâmetros de uma célula a combustível real. Inicialmente o modelo considerava a temperatura interna constante, mas testes mostraram ser possível a elaboração de um modelo linear por partes que possibilite a representação da variação da temperatura em função da variação da corrente solicitada da célula.

### 2.4.1 Características da Célula a Combustível de Membrana Polimérica

Apesar de teoricamente independentes, a tensão a vazio e corrente de curto circuito de uma célula a combustível guardam entre si um grau de proporcionalidade determinado pelos aspectos construtivos, os quais vinculam o tamanho da pilha (proporcional à tensão) à sua seção transversal (proporcional à corrente). Sendo assim, uma célula de potência em torno de 2kW não pode fornecer uma tensão elevada. As principais equações que representam as reações químicas que ocorrem em uma célula a combustível de membrana polimérica (PEMFC) são destacadas a seguir.

A tensão de circuito aberto de uma única célula, levando em conta o efeito da temperatura, é obtida pela Equação 2.4 (COSTA, 2005). Nesta equação,  $E_o$  é a máxima tensão teórica de uma célula a combustível em circuito aberto (1,229V);  $T$  é a temperatura da célula (em graus Kelvin);  $R$  é a constante universal dos gases (8314 JK/mol);  $F$  é a constante de Faraday (96487 C);  $P_{H_2}$  é a pressão do hidrogênio (atm) e  $P_{O_2}$  é a pressão do oxigênio (atm).

$$E_N = E_o + \frac{R T}{2 F} \left( \ln(P_{H_2}) + \frac{1}{2} \ln(P_{O_2}) \right) \quad (2.4)$$

Quando a célula está alimentando uma carga, ocorrem perdas internas que reduzem a tensão de saída da mesma. Estas são: perdas ôhmicas, devido à resistência interna da célula; perdas por ativação, relacionadas à energia necessária para vencer a dupla camada dos eletrodos; perdas por concentração, devido à redução da concentração dos reagentes quando consumidos pela reação (COSTA, 2005).

A Equação 2.5 representa as perdas ôhmicas, em que  $R_s$  é a resistência da membrana e eletrodos e  $i$  é a corrente da célula.

$$V_\Omega = R_s i \quad (2.5)$$

A Equação 2.6 representa as perdas por ativação, sendo:  $\alpha$  o coeficiente de transferência de carga, que depende da reação e do material que compõe o eletrodo (LACHICHI, 2005);  $n$  corresponde ao número de moles do reagente;  $i_o$  é a corrente a partir da qual ocorre uma queda acentuada na tensão da célula (próximo à condição a vazio).

$$V_{ativ} = \frac{R T}{\alpha n F} \ln \left( \frac{i}{i_o} \right) \quad (2.6)$$

Alguns autores definem as perdas por ativação através da Equação 2.7, onde  $i$  é a corrente da célula em *Ampères*,  $\xi_i$  representa coeficientes que dependem do modelo da célula, e valores que são obtidos através das equações básicas que definem a cinética da célula e seu o comportamento termodinâmico e eletromecânico (CORREA, 2004).

$$V_{ativ} = -(\xi_1 + \xi_2.T + \xi_3.T.\ln(C_{O_2}) + \xi_4.T.\ln(i)) \quad (2.7)$$

Na Equação 2.8,  $C_{O_2}$  representa a concentração de oxigênio, calculada através da Equação 2.9.

$$C_{O_2} = \frac{P_{O_2}}{5,08 \times 10^6 \times e^{\left(\frac{-498}{T}\right)}} \quad (2.8)$$

Os parâmetros  $\xi_1$ ,  $\xi_3$  e  $\xi_4$  são constantes, mas  $\xi_2$  é calculado por (CORREA, 2004; RSLAN *et al.*, 2010):

$$\xi_2 = 0,00286 + 0,0002 \times \ln(A) + 4,3 \times 10^{-5} \times \ln(C_{H_2}) \quad (2.9)$$

Sendo que a concentração de hidrogênio no cálculo de  $\xi_2$  (Equação 2.10) é dada por (RSLAN *et al.*, 2010):

$$C_{H_2} = \frac{P_{H_2}}{1,09 \times 10^6 \times e^{\left(\frac{77}{T}\right)}} \quad (2.10)$$

As perdas de ativação calculadas pela Equação 2.7 representam um comportamento próximo do real, uma vez que a tensão da célula aumenta com o aumento de sua temperatura, fato que pode ser observado em vários experimentos apresentados na literatura (COSTA, 2006a; ALI, 2008; ARSOV, 2008; AVELAR *et al.*, 2009).

A Figura 2.8 mostra como a variação da tensão de ativação, considerando os casos das Equações 2.6 e 2.7, mostrando que o cálculo pela Equação 2.7 reflete o comportamento observado na prática. A Equação 2.6 também é válida, mas o valor de  $\alpha$  deve ser determinado para cada temperatura em que esta equação for aplicada.

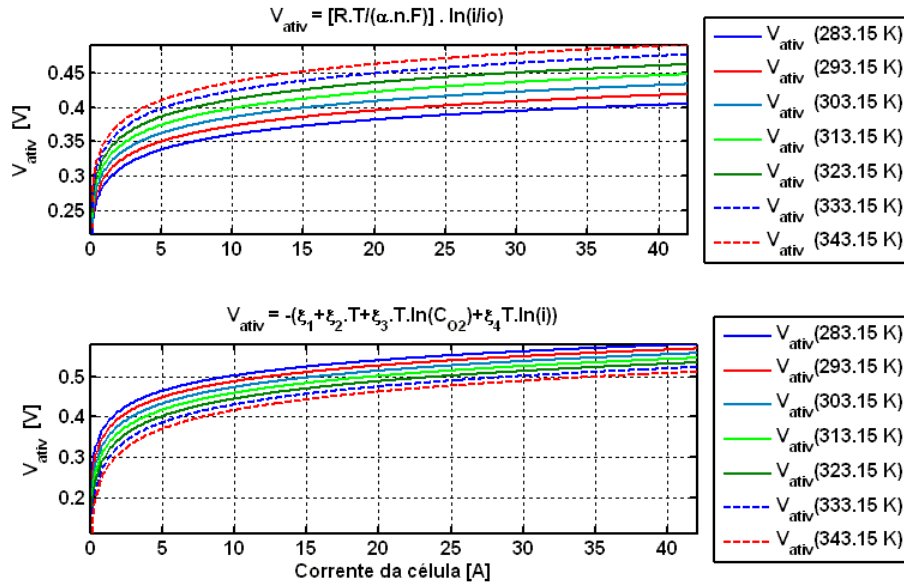


Figura 2.8 – Variação da tensão de ativação considerando a temperatura da célula como parâmetro.

A Equação 2.11 representa as perdas por concentração, onde  $i_L$  é a corrente limite, acima da qual a tensão da célula cai abruptamente (próximo à condição de carga plena).

$$V_{conc} = -\frac{R T}{n F} \ln\left(1 - \frac{i}{i_L}\right) \quad (2.11)$$

Um melhor ajuste para as perdas de concentração em relação à curva estática da célula ( $V \times I$ ) pode ser obtido através da Equação 2.12 (CORREA, 2004), onde  $B$  representa o parâmetro que permite este ajuste na curva estática da célula.

$$V_{conc} = -B \ln\left(1 - \frac{i}{i_L}\right) \quad (2.12)$$

Certos parâmetros internos da célula são difíceis de obter, mas testes simples permitem descobrir alguns deles, como, por exemplo, o teste de interrupção de corrente (SERPA, 2004), que permite obter o valor da resistência interna da célula, a tensão de ativação e o valor da constante de tempo da célula. Este método sugere que a brusca variação de tensão na célula correspondente à perda ôhmica da célula e a variação de tensão posterior seja correspondente à perda por ativação, desprezando as perdas por concentração, desde que a célula esteja operando abaixo das condições limite.

## 2.5 Descrição da montagem para levantamento do modelo da célula a combustível

Para obter as características de funcionamento da célula a combustível Nexa, de 1,2kW fabricada pela empresa Ballard, a mesma foi alimentada com gás hidrogênio com nível de pureza maior que 99,999%, como especificado pelo fabricante. A corrente solicitada da célula é controlada por uma carga eletrônica, modelo EL1500 fabricada pela empresa Heliocentris, a qual permite a possibilidade de definição remota do valor da corrente da carga, através da porta serial de um computador, além de registrar os valores de tensão e corrente em seus terminais, correspondentes à tensão e corrente da saída da célula a combustível. Uma ponteira de corrente e outra de tensão, conectadas a um osciloscópio digital, permitem o registro dos transitórios de curta duração que ocorrem nas variações de carga. A Figura 2.9 mostra a configuração utilizada nos testes com a célula a combustível.

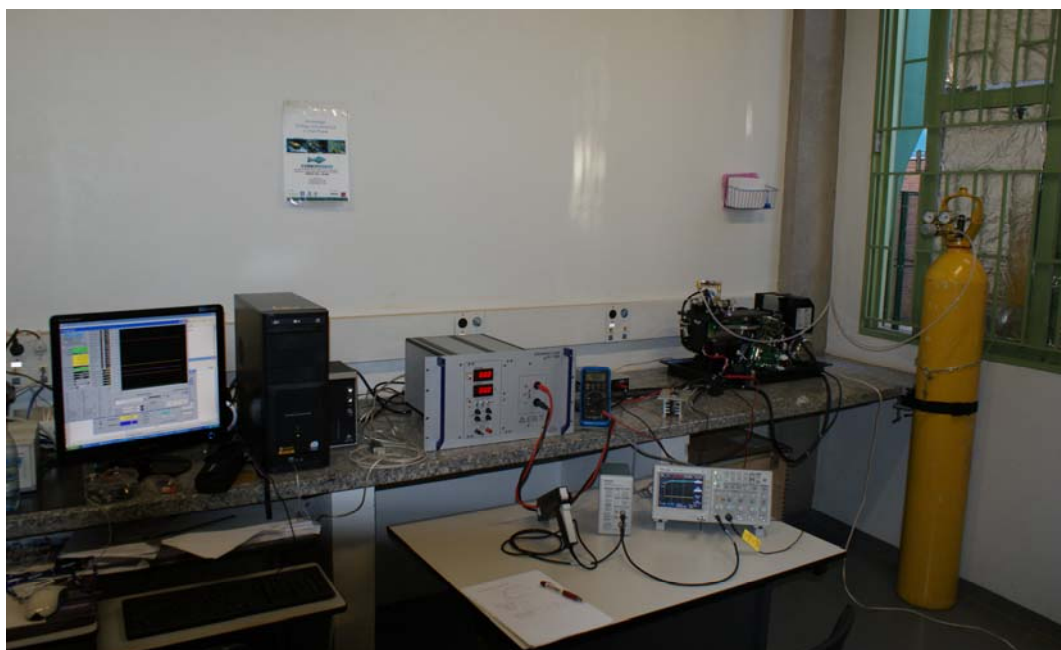


Figura 2.9 – Montagem de laboratório para levantamento do comportamento estático e dinâmico da célula a combustível.

A célula a combustível Nexa dispõe de um software para monitoramento e registro dos dados coletados durante o funcionamento da célula. São monitorados dezessete tipos de dados da pilha a combustível: (1) temperatura interna (Stack\_T [°C]); (2) tensão nos terminais (Stack\_V [V]); (3) corrente interna, incluindo as correntes das cargas parasitas e placas de controle (Stack\_I [A]); (4) pressão de hidrogênio, que entra no módulo de alimentação a montante do regulador de pressão de entrada (Fuel\_P [barg]); (5) percentual de vazamento de hidrogênio, onde 100% indica 10.000 ppm ou 25% do LFL

(*lower flammability limit* – limite inferior de flamabilidade) do hidrogênio no ar (H2\_Leak\_perc [%]); (6) consumo de hidrogênio (Fuel\_Cons [ℓ]); (7) concentração de oxigênio, medido nas proximidades do controlador (O2\_perc [%]); (8) temperatura ambiente, medida nas proximidades do controlador (Air\_T [°C]); (9) tensão de purga da célula (Purge\_Cell\_V [mV]); (10) tensão da bateria (Battery\_V [V]); (11) fluxo de ar (Air\_flow [slpm]); (12) tensão da bomba de ar – 12V/3 (Air\_Pump\_12\_3 [V]); (13) tensão do sensor de hidrogênio (Bridge\_V [V]); (14) percentagem da tensão (*duty cycle*) da bomba de ar (Air\_Pump\_perc [%]); (15) percentagem da tensão (*duty cycle*) da ventoinha (Fan\_perc [%]); (16) potência total, calculada a partir da corrente interna e da tensão da pilha (Stack\_Power [W]); (17) estequiometria do ar, calculada a partir do fluxo de massa de ar e do consumo de corrente (Air\_Stoic [adimensional]).

A Figura 2.10 mostra a tela do *software* de supervisão da célula a combustível. Os dados coletados são gravados em arquivo *csv* (formato texto com valores separados por vírgula), para análise posterior.

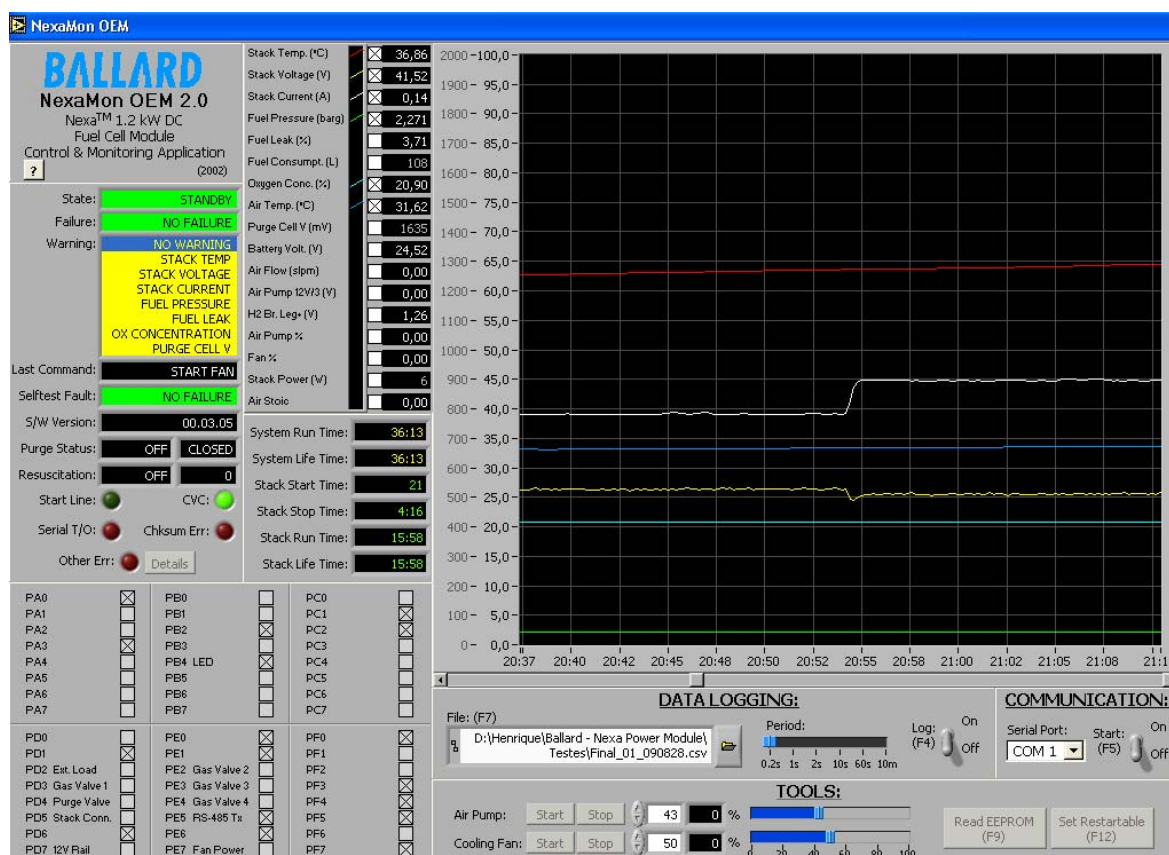


Figura 2.10 – Tela do *software* de supervisão da célula a combustível Nexa.

## 2.6 Modelo de simulação de uma célula a combustível de membrana polimérica

O modelo apresentado na Figura 2.11 é baseado nas reações químicas que ocorrem em uma célula a combustível de membrana polimérica, descritas por meio de fontes de tensão dependentes da corrente e de parâmetros da célula, com possibilidade de alteração do número de células para ajuste da tensão da pilha, além de permitir a simulação dos comportamentos estático e dinâmico (COELHO *et al.*, 2008; AVELAR *et al.*, 2009).

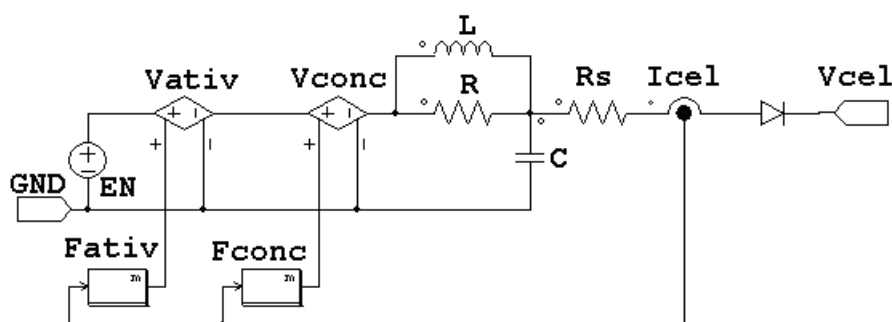


Figura 2.11 – Modelo para simulação do comportamento estático e dinâmico da célula a combustível, para o *software* PSIM®.

Considerando o número de células em uma pilha ( $n_c$ ), a tensão final da célula representada pelo modelo da Figura 2.11 é calculada por:

$$V_{cell} = n_c (E_N - V_{ativ} - V_{conc} - V_{\Omega}) \quad (2.13)$$

## 2.7 Comparação dos resultados experimentais e de simulação

Para obter os parâmetros estáticos e dinâmicos de uma célula a combustível de membrana polimérica, foram realizados testes nos laboratórios da Universidade Federal de Uberlândia, em uma célula da *Ballard*, de 1,2 kW, modelo *Nexa*.

Em tais testes, a temperatura de operação da célula foi mantida constante através da aplicação de pequenos pulsos de corrente em torno de uma corrente de operação, como indicado na Figura 2.12, mantendo desta forma a temperatura em torno de 55°C. Este procedimento foi necessário devido ao fato de que as equações que descrevem o comportamento da célula são dependentes da temperatura.



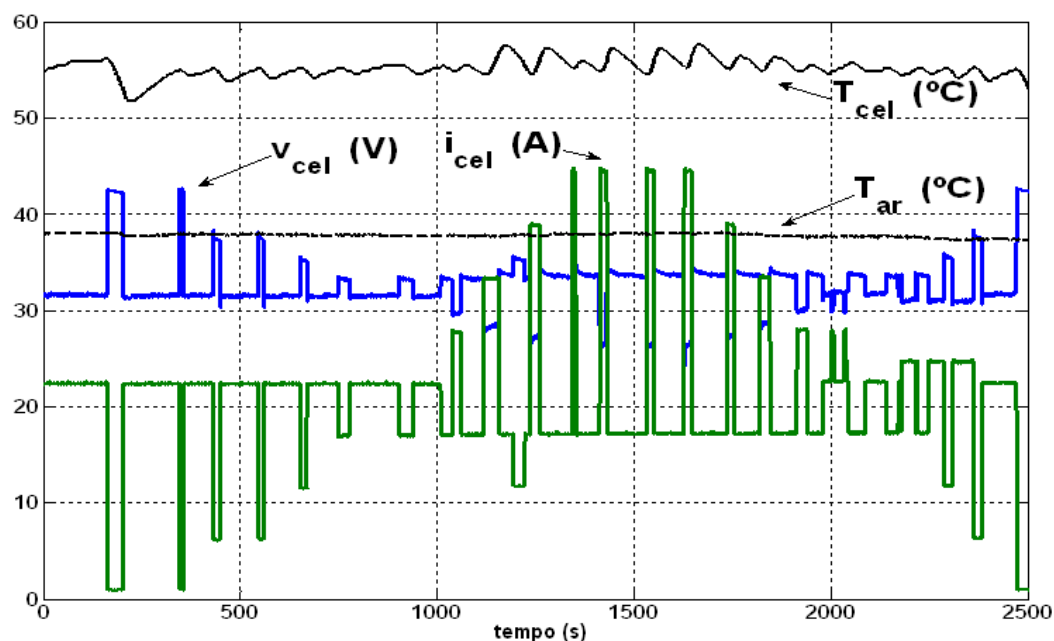


Figura 2.12 – Pulsos de corrente em torno de um ponto de funcionamento, como forma de manter a temperatura da célula em torno de 55°C.

A Figura 2.13 mostra a comparação da curva estática obtida através de experimentos, a uma temperatura constante de 55 °C, com a curva estática obtida através de simulação. O erro máximo foi de 3% (AVELAR *et al.*, 2009), comprovando a eficiência do modelo.

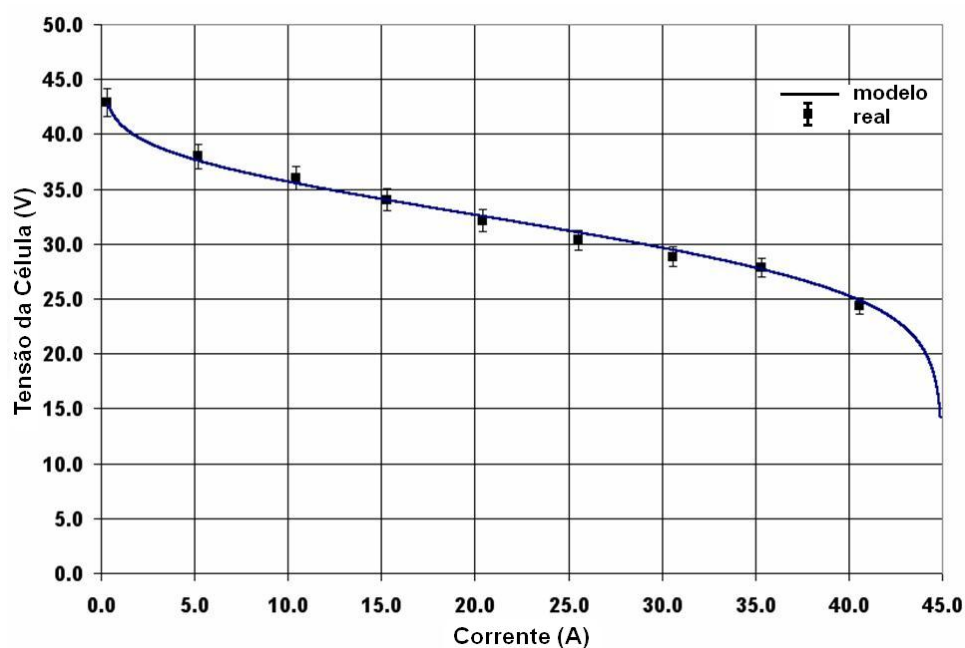


Figura 2.13 – Curva estática de uma célula Nexa, de 1,2kW: pontos representam valores medidos; a curva representa valores simulados.

A Figura 2.14 mostra a comparação do comportamento dinâmico real e simulado da célula em questão para o teste de interrupção de corrente (AVELAR *et al.*, 2009), em que o modelo obtido apresenta um erro máximo de 3% em relação aos dados.

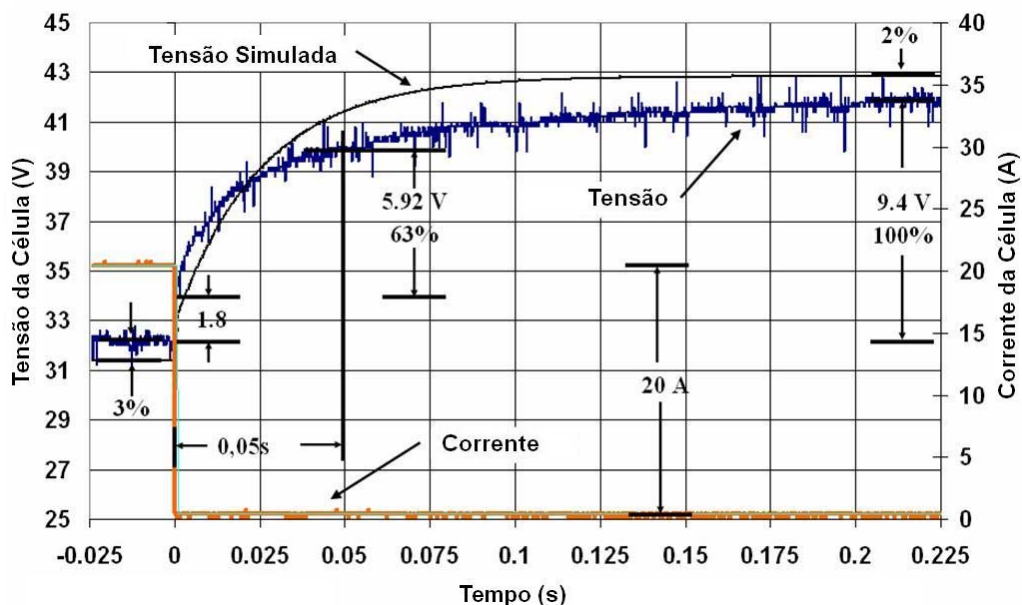


Figura 2.14 – Comparação do comportamento dinâmico real de uma célula *Nexa*, de 1,2kW, e do simulado, pra o teste de interrupção de corrente.

A Figura 2.15 mostra a comparação do comportamento dinâmico real e simulado da célula em questão para o teste de elevação de corrente (AVELAR *et al.*, 2009), em que o modelo obtido apresenta um erro máximo de 3% em relação aos dados.

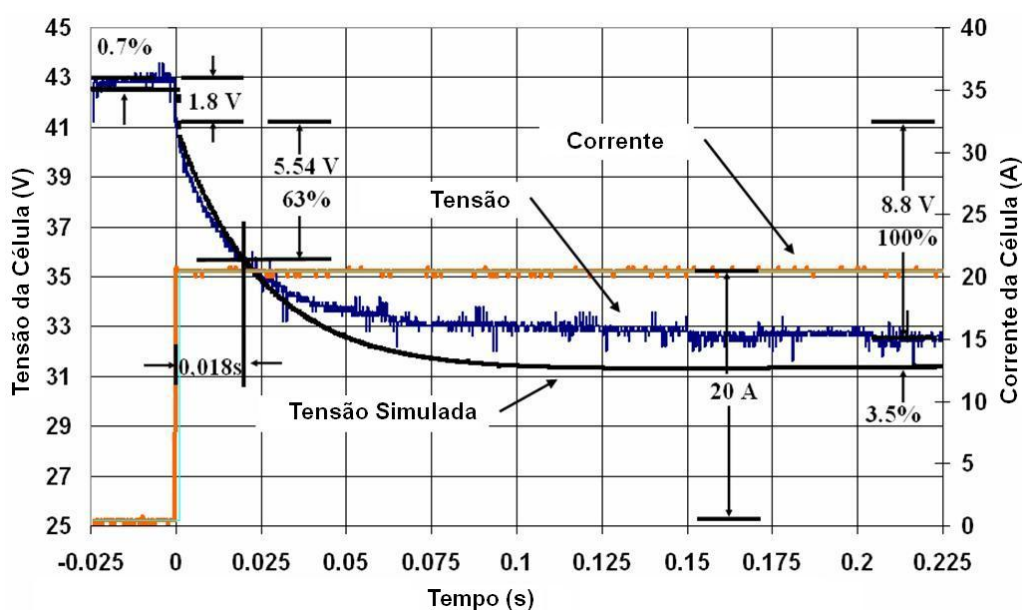


Figura 2.15 – Comparação do comportamento dinâmico real de uma célula *Nexa*, de 1,2kW, e do simulado, pra o teste de elevação de corrente.

Com o teste de interrupção de corrente, é obtida a constante de tempo da célula ( $\tau$ ) e os parâmetros dinâmicos para o circuito simulador da célula, conforme as equações a seguir.

$$R_s = \frac{\Delta V}{\Delta I} \quad (2.14)$$

$$C = \frac{\tau}{R_s} \quad (2.15)$$

$$R = \frac{R_s}{2} \quad (2.16)$$

$$L = 10 \times \tau \times R_s \quad (2.17)$$

A Figura 2.16 mostra o modelo para simulação da célula com os parâmetros obtidos através dos testes efetuados. Com este modelo foram obtidos resultados bem próximos daqueles levantados nos testes de laboratório, tanto para o comportamento estático (Figura 2.13) quanto para o comportamento dinâmico (Figura 2.14 e Figura 2.15).

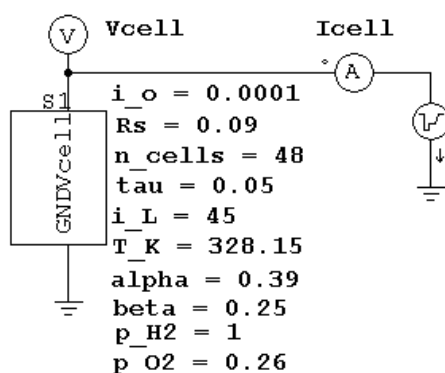


Figura 2.16 – Modelo e parâmetros para simulação da célula *Nexa*, de 1,2kW.

Este primeiro modelo trabalha com temperatura constante, mas como pode ser observado na Figura 2.17, a temperatura da célula não é constante, variando com a corrente solicitada da célula.

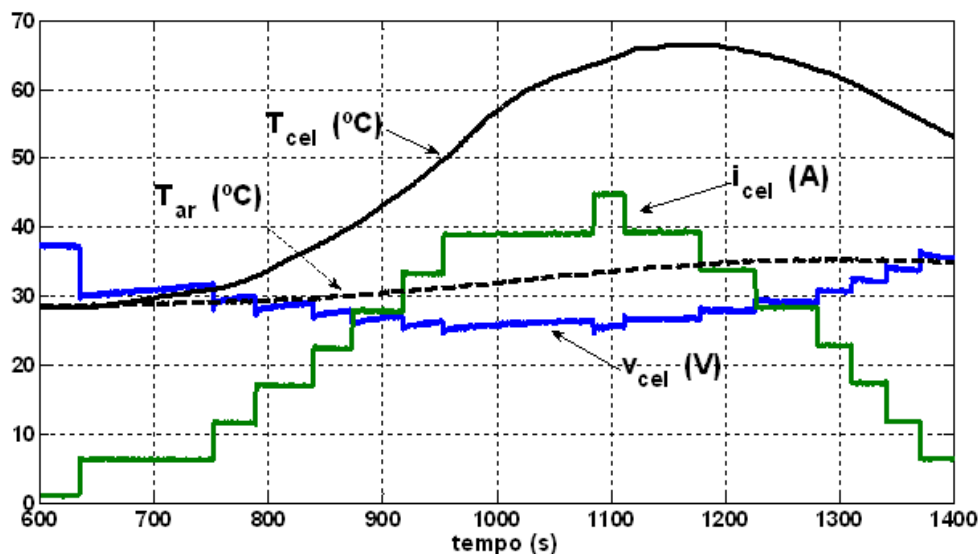


Figura 2.17 – Variação da tensão e da temperatura da célula em função da corrente solicitada da célula Nexa, de 1,2kW.

Para inserir no modelo a variação de temperatura da célula em função da corrente solicitada em seus terminais, um modelo de temperatura será levantado Capítulo 4, a partir de testes em diferentes correntes de operação da célula.

## 2.8 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas as características de uma célula a combustível de membrana polimérica (PEMFC), bem como as principais equações que regem o comportamento estático e dinâmico da mesma.

Tais equações foram utilizadas no modelamento de uma célula a combustível Nexa, de 1,2kW, fabricada pela Ballard, para utilização em software de simulação de circuitos eletrônicos – PSIM. Os parâmetros para o modelo foram levantados através de testes em laboratório.

O modelo representou bem os comportamentos dinâmicos e estáticos da célula, para uma dada temperatura de funcionamento.

No próximo capítulo será apresentada uma técnica de conexão de um inversor monofásico com a rede de energia e o desenvolvimento do modelo de espaço de estados que representa o sistema.

### 3 CONEXÃO PARALELA DE UM INVERSOR MONOFÁSICO À REDE ELÉTRICA

Este capítulo descreve um sistema inversor monofásico com conexão à rede elétrica, o qual utiliza a realimentação de fase introduzida por Paiva (2005, 2006, 2009), apresentando um novo modelo de espaço de estados para este sistema, auxiliando na determinação das condições iniciais do sistema. Também são apresentadas simulações do sistema no software PSIM<sup>®</sup>, as quais são comparadas com resultados de simulação do modelo por espaço de estados a fim de verificar a eficácia do mesmo na representação do sistema.

#### 3.1 Técnica de controle do paralelismo via curvas $P_x\omega$ e $Q_xV$

O paralelismo de inversores em sistemas de energia distribuídos, ou a conexão de fontes de energia à rede, é mais confiável quando ocorre sem comunicação entre os inversores, ou entre a fonte e a rede (COELHO, 1999; COELHO, 2002; SANTOS FILHO, 2009). Desta forma, a técnica de controle de inversores através da curva característica tensão/frequência (*droop control*) é a preferida, pois não utiliza de conexões entre os inversores e não existe a relação mestre-escravo (COELHO, 1999; COELHO, 2002; SANTOS FILHO, 2009; GOLESTAN, 2009). Este método é derivado do controle de sistemas elétricos de potência e sua característica dinâmica pode ser obtida pela técnica de análise de pequenos sinais, usando técnicas lineares (COELHO, 1999). O estudo de um inversor monofásico conectado à rede CA foi apresentado por Coelho (1999), onde foi mostrado que a velocidade de resposta do sistema em paralelo aumenta com o aumento dos coeficientes do *droop*, no entanto, isto implica a redução no amortecimento do sistema, tornando-o mais próximo da instabilidade.

Muitas técnicas de controle para conectar inversores ao barramento da rede de energia elétrica ou a um barramento de inversores isolados da rede (*island grids*) têm sido propostas: Martins (2004) propôs uma realimentação extra das oscilações de potência ativa na tensão do inversor para aumentar o amortecimento do sistema, o qual é análogo ao PSS (*Power System Stabilizer*) em SEP (Sistemas Elétricos de Potência); Guerrero *et al.* (2007,

2009) apresentaram um *loop* de impedância virtual associado a compensadores PD (proporcional e derivativo) para melhorar a distribuição de potência e a estabilidade do sistema; Paiva (2005, 2006, 2009) propôs a realimentação das oscilações de potência ativa na fase, com o intuito de melhorar a resposta dinâmica mantendo o amortecimento do sistema.

A estratégia proposta por Paiva (2005, 2006, 2009) aproveita o fato dos inversores não apresentarem inércia, como ocorre nas máquinas síncronas, sendo possível a implementação de pequenos saltos de fase. Tal estratégia permite aumentar o amortecimento do sistema sem apresentar maiores oscilações na potência reativa, como a estratégia apresentada por Martins (2004, 2004a).

O modelo polinomial proposto por Paiva (2005, 2006, 2009) é representado por uma equação homogênea que descreve o comportamento do sistema ao retornar para o ponto de equilíbrio quando deslocado para um determinado ponto vizinho a este. Para prever tal comportamento, os estados neste ponto vizinho devem ser determinados precisamente. Entretanto, existe uma dificuldade natural para o estabelecimento das condições iniciais da fase e suas derivadas, gerando assim algumas divergências entre o modelo e simulação para alguns resultados apresentados.

Para contornar tal dificuldade, propõe-se neste trabalho um modelo por equações de estado para descrever o comportamento de um inversor conectado a uma barra infinita, utilizando o controlador introduzido por Paiva (2005, 2006, 2009). O modelo por espaço de estados permite a determinação das condições iniciais de um dado ensaio de forma mais simples.

Para mostrar a eficácia do novo modelo, resultados de resposta do modelo são comparados com resultados simulações e com resultados experimentais apresentados por Paiva (2005, 2006, 2009).

### 3.2 Malha de Controle com Realimentação de Fase

O controlador proposto por Paiva (2006) para conectar um inversor monofásico ao barramento da rede de energia elétrica CA é apresentado na Figura 3.1. O inversor é composto de uma ponte completa (quatro IGBTs e quatro diodos de roda livre) e um filtro passa-baixa ( $R_f$ ,  $L_f$  e  $C_f$ ). O inversor é conectado ao barramento através de uma impedância de linha ( $R+jX$ ).

O controlador na Figura 3.1 consiste de: duas malhas internas (corrente e tensão), ambas com compensadores PI; uma malha externa de potência com um bloco de cálculo de potências; os *droops* convencionais de frequência e tensão; e a malha de realimentação de fase proposta, a fim de melhorar o amortecimento do sistema (PAIVA, 2005, 2006, 2009). A malha de realimentação de fase provoca um deslocamento na fase  $\delta$ , que representa o ângulo entre a tensão do inversor  $E$  e a tensão do barramento  $V$ , resultando em um menor desvio na frequência do inversor e um amortecimento na dinâmica do sistema.

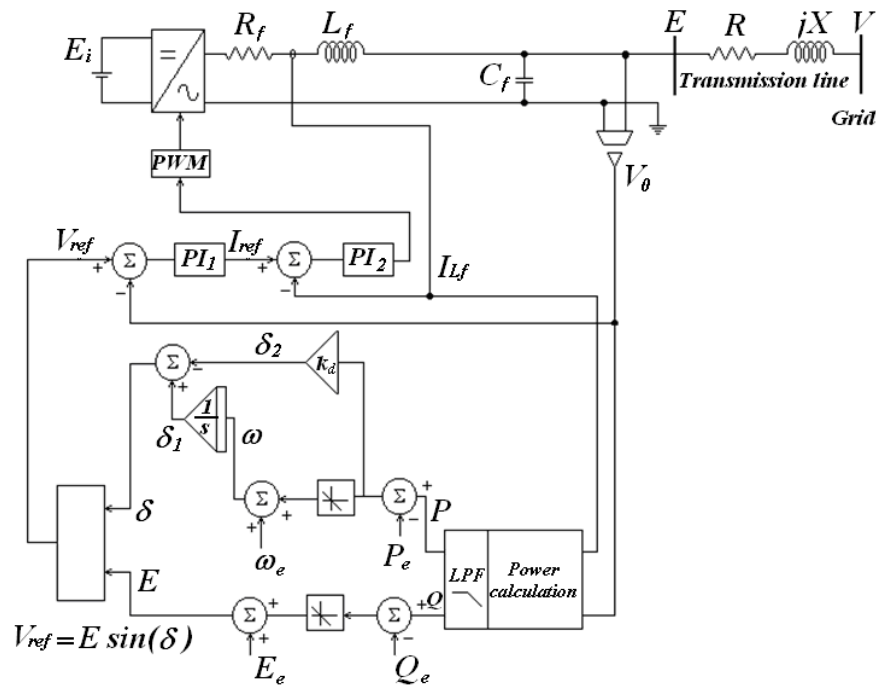


Figura 3.1 – Inversor monofásico conectado ao barramento CA com realimentação extra de fase ( $\delta_2$ ) para melhoria no controlador (PAIVA, 2005).

A Figura 3.2 destaca a malha de realimentação proposta por Paiva (2005), a qual provoca um deslocamento adicional na fase do inversor em relação ao termo de fase definido pelo controle do *droop* de frequência.

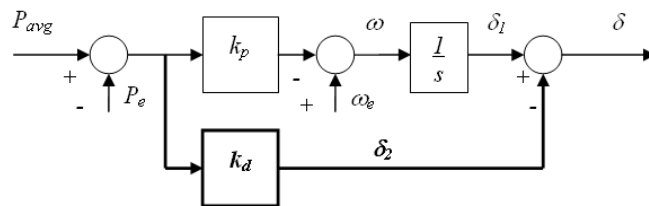


Figura 3.2 – Comparação entre o controle por *droop* de frequência convencional e a realimentação adicional de deslocamento de fase.

De acordo com a Figura 3.2, para obter um modelo mais preciso do comportamento do sistema, os dois sinais de realimentação de fase devem ser considerados separadamente durante o processo de desenvolvimento das equações:

$$\delta = \delta_1 + \delta_2 \quad (3.1)$$

### 3.3 Análise de pequenos sinais

Esta seção apresenta o modelo polinomial para obter os pólos do sistema (PAIVA, 2005, 2006, 2009) e o desenvolvimento do modelo por espaço de estados. A precisão do modelo proposto neste trabalho é alcançada pela correta determinação dos valores iniciais.

As potências, ativa e reativa, transferidas do inversor para o barramento CA são descritas por (3.2) e (3.3), respectivamente, considerando a impedância da linha de transmissão.

$$P = \frac{RE^2 - REV \cos \delta + XEV \sin \delta}{R^2 + X^2} \quad (3.2)$$

$$Q = \frac{XE^2 - XEV \cos \delta - REV \sin \delta}{R^2 + X^2} \quad (3.3)$$

Nas expressões acima,  $R$  e  $X$  representam a resistência e a reatância da linha,  $\delta$  é o ângulo de fase entre a tensão de saída do inversor  $E$  e a tensão do barramento infinito  $V$ .

Por meio da análise de pequenos sinais, considerando pequenos distúrbios em torno de um ponto de equilíbrio definido por  $\{\delta_e, E_e, V_e\}$ , as equações anteriores podem ser linearizadas como:

$$\Delta P = \frac{\partial P}{\partial E} \Delta E + \frac{\partial P}{\partial \delta} \Delta \delta \quad (3.4)$$

$$\Delta Q = \frac{\partial Q}{\partial E} \Delta E + \frac{\partial Q}{\partial \delta} \Delta \delta \quad (3.5)$$

Onde o símbolo  $\Delta$  denota o pequeno desvio da variável em torno de seu ponto de equilíbrio.



Utilizando (3.2) e (3.3) para calcular as derivadas parciais de (3.4) e (3.5), obtém-se:

$$\Delta P = k_{pE} \Delta E + k_{p\delta} \Delta \delta \quad (3.6)$$

$$\Delta Q = k_{qE} \Delta E + k_{q\delta} \Delta \delta \quad (3.7)$$

As constantes  $k_{pE}$ ,  $k_{p\delta}$ ,  $k_{qE}$  e  $k_{q\delta}$  são dadas por:

$$k_{pE} = \frac{1}{R^2 + X^2} (2.R.E - R.V.\cos\delta + X.V.\sin\delta) \quad (3.8)$$

$$k_{p\delta} = \frac{1}{R^2 + X^2} (R.E.V.\sin\delta + X.E.V.\cos\delta) \quad (3.9)$$

$$k_{qE} = \frac{1}{R^2 + X^2} (2.X.E - X.V.\cos\delta - R.V.\sin\delta) \quad (3.10)$$

$$k_{q\delta} = \frac{1}{R^2 + X^2} (X.E.V.\sin\delta - R.E.V.\cos\delta) \quad (3.11)$$

As potências ativa e reativa medidas passam por um filtro de primeira ordem, com frequência de corte  $\omega_f$ , sendo representas por (3.12) e (3.13):

$$P_{avg} = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} P_{(s)} \quad (3.12)$$

$$Q_{avg} = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} Q_{(s)} \quad (3.13)$$

É importante notar que o filtro de medição apresenta uma banda passante muito menor que aquela dos controladores internos ao inversor, sendo que o desempenho geral do sistema será fortemente influenciado por este fato (COELHO, 1999). Além disto, a ordem do filtro também determina a ordem da equação característica (VASQUEZ, 2009a, 2009b).

A frequência  $\omega$  e a tensão  $E$  de saída do inversor são controladas por características (*droops*) definidas por (3.14) e (3.15), respectivamente, representadas graficamente na Figura 3.3.

$$\omega = \omega_e - k_p (P - P_e) \quad (3.14)$$

$$E = E_e - k_v (Q - Q_e) \quad (3.15)$$

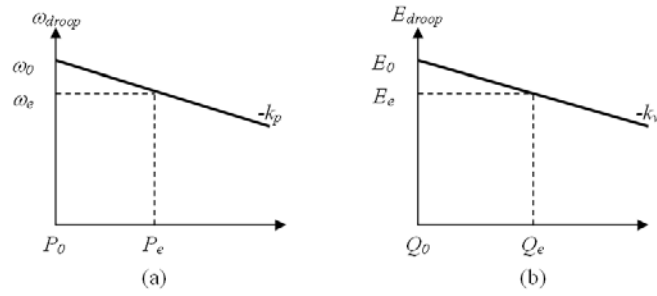


Figura 3.3 – Características de *droop*: (a) frequência–potência ativa (b) tensão–potência reativa.

Considerando pequenas variações em torno do ponto de funcionamento e lembrando que as potências envolvidas no controle são filtradas, as equações anteriores podem ser escritas como:

$$\Delta\omega = -k_p \Delta P_{avg} \quad (3.16)$$

$$\Delta E = -k_v \Delta Q_{avg} \quad (3.17)$$

### 3.4 Modelo Polinomial

O modelo linearizado para a frequência e para o ângulo é visto na Figura 3.4, mostrando que, diferentemente do modelo apresentado por Paiva (2005), a derivada do ângulo  $\delta$  é igual à frequência do inversor  $\omega_{inv}$ , e não igual à frequência do barramento infinito  $\omega$ . Esta pequena diferença irá permitir a determinação correta das condições iniciais do sistema. Assim,  $\delta$  é a fase do inversor,  $\delta_1$  é a fase do *droop* de frequência e  $\delta_2$  é o deslocamento de fase acrescentado por Paiva (2005), a fim de melhorar o amortecimento do sistema.

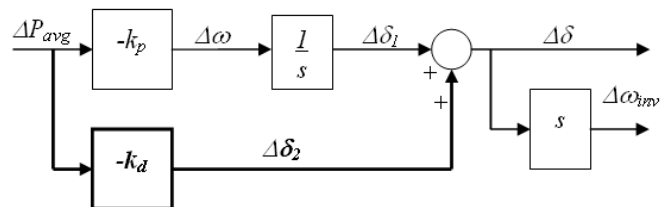


Figura 3.4 – Modelo linearizado para o *droop* frequência – potência ativa.

A partir da Figura 3.4, pode-se definir a fase linearizada do inversor como:

$$\Delta\delta = \left( \frac{-k_p}{s} - k_d \right) \Delta P_{avg} \quad (3.18)$$

Substituindo (3.6) em (3.12) e posteriormente em (3.18), obtém-se:

$$\Delta\delta = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} \left( \frac{-k_p}{s} - k_d \right) (k_{pE} \Delta E + k_{pd} \Delta\delta) \quad (3.19)$$

Da mesma forma, substituindo (3.7) em (3.13) e posteriormente em (3.17), após algumas manipulações (PAIVA, 2005) obtém-se a equação homogênea do sistema para o ângulo de fase do inversor, cujas raízes são os pólos do sistema linearizado:

$$s^3 \Delta\delta + as^2 \Delta\delta + bs \Delta\delta + c \Delta\delta = 0 \quad (3.20)$$

Onde as constantes  $a$ ,  $b$  e  $c$  são:

$$a = (2 + k_v k_{qE} + k_d k_{pd}) \omega_f \quad (3.21)$$

$$b = \left[ (1 + k_v k_{qE}) \omega_f + k_p k_{pd} + (k_{pd} + k_v k_{pd} k_{qE} - k_v k_{qd} k_{pE}) k_d \omega_f \right] \omega_f \quad (3.22)$$

$$c = (k_{pd} + k_v k_{pd} k_{qE} - k_v k_{qd} k_{pE}) k_p \omega_f^2 \quad (3.23)$$

### 3.5 Modelo por Espaço de Estados de um Inversor Monofásico Conectado à Rede de Energia

A partir da Figura 3.3 e da Figura 3.4, considerando ainda como ideal o inversor, e pequenas variações em torno do ponto de funcionamento do sistema da Figura 3.1, o modelo por espaço de estados pode então ser definido.

Derivando (3.18) e reescrevendo em função de  $\Delta\omega$  e  $\Delta P_{avg}$ , obtém-se:

$$s \Delta\delta = \Delta\omega - k_d s \Delta P_{avg} \quad (3.24)$$

Substituindo (3.12) em (3.24) e fazendo algumas manipulações matemáticas, obtém-se:

$$s \Delta\dot{\delta} = (s + \omega_f) \Delta\omega - k_d \omega_f k_{pE} s \Delta E - (1 + k_d k_{pd}) \omega_f \Delta\dot{\delta} \quad (3.25)$$

Substituindo (3.12)-(3.13) em (3.16)-(3.17), tem-se que:

$$\Delta\omega = -\frac{k_p\omega_f}{s + \omega_f}\Delta P \quad (3.26)$$

$$\Delta E = -\frac{k_v\omega_f}{s + \omega_f}\Delta Q \quad (3.27)$$

Substituindo (3.26) e (3.27) em (3.25), obtém-se:

$$s\Delta\dot{\delta} = -k_p\omega_f\Delta P - k_d\omega_f^2k_{pE}k_v\Delta Q + k_d\omega_f^2k_{pE}\Delta E - (1 + k_dk_{pd})\omega_f\Delta\dot{\delta} \quad (3.28)$$

Substituindo agora (3.4) e (3.7) em (3.28), tem-se que:

$$\begin{aligned} s\Delta\dot{\delta} = & (k_dk_vk_{q\delta}k_{pE}\omega_f - k_pk_{p\delta})\omega_f\Delta\delta + \\ & \left( (1 + k_vk_{qE})k_d\omega_f - k_p \right) k_{pE}\omega_f\Delta E - (1 + k_dk_{pd})\omega_f\Delta\dot{\delta} \end{aligned} \quad (3.29)$$

Neste ponto é importante frisar que, da Figura 3.4, a derivada primeira da fase do inversor ( $d\delta / dt$ ) não é a frequência do *droop* ( $\omega$ ), mas sim a frequência do inversor ( $\omega_{inv}$ ), sendo estas as variáveis de estado do modelo aqui proposto:

$$\Delta\dot{\delta}_{(t)} = \Delta\omega_{inv(t)} \quad \text{ou} \quad s\Delta\delta_{(s)} = \Delta\omega_{inv(s)} \quad (3.30)$$

Então, a derivada de  $\Delta\omega_{inv}$  será:

$$\begin{aligned} \Delta\dot{\omega}_{inv} = & (k_d\omega_fk_{pE}k_vk_{Q\delta} - k_pk_{P\delta})\omega_f\Delta\delta - (1 + k_dk_{pd})\omega_f\Delta\omega_{inv} + \\ & \left( (1 + k_vk_{QE})k_d\omega_f - k_p \right) k_{pE}\omega_f\Delta E \end{aligned} \quad (3.31)$$

Substituindo (3.7) em (3.27), a última variável de estado é obtida:

$$\Delta\dot{E} = -k_vk_{Q\delta}\omega_f\Delta\delta - (1 + k_vk_{QE})\omega_f\Delta E \quad (3.32)$$

O sistema homogêneo linearizado, para pequenos distúrbios em torno do ponto de equilíbrio  $\{\delta_e \ \omega_{inv\_e} \ E_e\}$ , representado por:

$$\dot{X} = AX \quad (3.33)$$

Onde  $X$  é o vetor de estados, representado em (3.34), e  $A$  é a matriz de estados, representado em (3.35).

$$X = [\Delta\delta \quad \Delta\omega_{inv} \quad \Delta E]^T \quad (3.34)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ \left( \begin{matrix} k_d k_v k_{Q\delta} k_{PE} \omega_f \\ -k_p k_{P\delta} \end{matrix} \right) \omega_f & -(1 + k_d k_{P\delta}) \omega_f & \left( \begin{matrix} (1 + k_v k_{QE}) k_d \omega_f \\ -k_p \end{matrix} \right) k_{PE} \omega_f \\ -k_v k_{Q\delta} \omega_f & 0 & -(1 + k_v k_{QE}) \omega_f \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

Para calcular outras variáveis importantes, como a frequência do *droop* e as potências ativa e reativa, será definida em (3.36) uma expansão do sistema, a ser adicionado à matriz  $A$  e ao vetor de estados  $X$ .

$$\begin{cases} \Delta\dot{\omega} = -k_p k_{P\delta} \omega_f \Delta\delta + \omega_f \Delta\omega - k_p k_{PE} \omega_f \Delta E \\ \Delta\dot{P}_{avg} = k_{P\delta} \omega_f \Delta\delta + k_{PE} \omega_f \Delta E - \omega_f \Delta P_{avg} \\ \Delta\dot{Q}_{avg} = k_{Q\delta} \omega_f \Delta\delta + k_{QE} \omega_f \Delta E - \omega_f \Delta Q_{avg} \end{cases} \quad (3.36)$$

O sistema homogêneo linearizado estendido, para pequenas perturbações em torno do ponto de equilíbrio  $\{\delta_e \ \omega_{inv\_e} \ E_e \ \omega_e \ P_e \ Q_e\}$ , será:

$$\dot{X}_{ext} = A_{ext} X_{ext} \quad (3.37)$$

Onde  $X_{ext}$  é o vetor de estados estendido, representado em (3.38), e  $A_{ext}$  é a matriz de estados estendida, representada em (3.39).

$$X_{ext} = [\Delta\delta \quad \Delta\omega_{inv} \quad \Delta E \quad \Delta\omega \quad \Delta P_{avg} \quad \Delta Q_{avg}]^T \quad (3.38)$$

$$A_{ext} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \left( \begin{matrix} k_d k_v k_{Q\delta} k_{PE} \omega_f \\ -k_p k_{P\delta} \end{matrix} \right) \omega_f & -(1 + k_d k_{P\delta}) \omega_f & \left( \begin{matrix} (1 + k_v k_{QE}) k_d \omega_f \\ -k_p \end{matrix} \right) k_{PE} \omega_f & 0 & 0 & 0 \\ -k_v k_{Q\delta} \omega_f & 0 & -(1 + k_v k_{QE}) \omega_f & 0 & 0 & 0 \\ -k_p k_{P\delta} \omega_f & 0 & -k_p k_{PE} \omega_f & \omega_f & 0 & 0 \\ k_{P\delta} \omega_f & 0 & k_{PE} \omega_f & 0 & -\omega_f & 0 \\ k_{Q\delta} \omega_f & 0 & k_{QE} \omega_f & 0 & 0 & -\omega_f \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

A solução do sistema homogêneo (3.37) será:

$$X_{ext}(t) = e^{A_{ext} t} X_{ext0} \quad (3.40)$$

Onde  $X_{ext0}$  é o vetor de condições iniciais.

Para resolver este tipo de sistema, a precisão na determinação das condições iniciais é muito importante e será desenvolvida na próxima seção.

### 3.6 Condições iniciais para o modelo linearizado

As condições iniciais para o sistema linearizado são obtidas a partir dos valores dos parâmetros do circuito e do ponto de equilíbrio. A maioria destes valores é facilmente obtida, mas o valor da frequência inicial do inversor ( $\omega_{inv}$ ) não. A TABELA 2 mostra os valores iniciais conhecidos para o modelo linear do circuito.

TABELA 2  
Condições iniciais usadas nas simulações dos exemplos

CIRCUITO	MODELO
$P_{avg(0)} = 0$	$\Delta P_{avg(0)} = -P_e$
$Q_{avg(0)} = 0$	$\Delta Q_{avg(0)} = -Q_e$
$\omega_0 = \omega_e + k_p P_e$	$\Delta \omega_0 = k_p P_e$
$E_0 = E_e + k_v Q_e$	$\Delta E_0 = k_v Q_e$
$\delta_0 = k_d P_e$	$\Delta \delta_0 = -\delta_e + k_d P_e$
$\delta_{1(0)} = 0$	$\Delta \delta_{1(0)} = -\delta_e$
$\delta_{2(0)} = k_d P_e$	$\Delta \delta_{2(0)} = k_d P_e$

Para determinar a frequência do inversor, é necessário derivar (3.1), lembrando que a derivada de  $\delta$  é  $\omega_{inv}$  e a derivada de  $\delta_l$  é  $\omega$ , então:

$$\Delta \omega_{inv} = \Delta \omega + \Delta \dot{\delta}_2 \quad (3.41)$$

Da Figura 3.4, obtemos:

$$\Delta \delta_2 = -k_d \Delta P_{avg} \quad (3.42)$$

Substituindo  $\Delta P_{avg}$  e depois  $\Delta P$  de (3.6) em (3.41):

$$s \Delta \delta_2 = -k_d k_{pE} \omega_f \Delta E - k_d k_{p\delta} \omega_f \Delta \delta - \omega_f \Delta \delta_2 \quad (3.43)$$

E finalmente, completando com os dados da TABELA 2, encontra-se a condição inicial para a frequência do inversor ( $\Delta\omega_{inv\_0}$ ):

$$\Delta\omega_{inv\_0} = k_p P_e - k_d k_{pE} \omega_f \Delta E_0 - k_d k_{p\delta} \omega_f \Delta\delta_0 - k_d \omega_f P_e \quad (3.44)$$

O ângulo de fase inicial é facilmente obtido, pois o inversor está inicialmente em fase com a tensão do barramento infinito, desta forma, basta somar o ângulo do barramento ao deslocamento de fase  $\delta_2$ . Logo,  $\Delta\delta_0$  será:

$$\Delta\delta_0 = -\delta_e + k_d P_{inv} \quad (3.45)$$

A condição inicial para a derivada da frequência do inversor ( $\Delta\omega_{inv}$ ) é obtida de (3.31):

$$\begin{aligned} \Delta\dot{\omega}_{inv0} = & \left( k_d k_v k_{p\delta} k_{pE} \omega_f - k_p k_{p\delta} \right) \omega_f \Delta\delta_0 - \left( 1 + k_d k_{pd} \right) \omega_f \Delta\omega_{inv0} + \\ & \left( \left( 1 + k_v k_{qE} \right) k_d \omega_f - k_p \right) k_{pE} \omega_f \Delta E_0 \end{aligned} \quad (3.46)$$

### 3.7 Resposta do modelo polinomial no tempo

Considerando os três pólos ( $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ ), a resposta temporal para este sistema é descrita como em (3.47):

$$\Delta\delta_{(t)} = C_1 e^{\lambda_1 t} + C_2 e^{\lambda_2 t} + C_3 e^{\lambda_3 t} \quad (3.47)$$

As constantes  $C_1, C_2$  e  $C_3$ , podem ser encontradas derivando (3.47) duas vezes, para gerar o sistema de equações (3.48).

$$\begin{cases} \Delta\delta_{(t)} = C_1 e^{\lambda_1 t} + C_2 e^{\lambda_2 t} + C_3 e^{\lambda_3 t} \\ \Delta\dot{\delta}_{(t)} = \lambda_1 C_1 e^{\lambda_1 t} + \lambda_2 C_2 e^{\lambda_2 t} + \lambda_3 C_3 e^{\lambda_3 t} \\ \Delta\ddot{\delta}_{(t)} = \lambda_1^2 C_1 e^{\lambda_1 t} + \lambda_2^2 C_2 e^{\lambda_2 t} + \lambda_3^2 C_3 e^{\lambda_3 t} \end{cases} \quad (3.48)$$

No sistema acima, a primeira equação corresponde à fase inicial do inversor ( $\Delta\delta_0$ ) e a segunda equação corresponde à frequência inicial do inversor ( $\Delta\omega_{inv0}$ ). A terceira equação, correspondente à derivada primeira da frequência do inversor (3.46):

Fazendo  $k_d=0$  a frequência do inversor e a frequência do *droop* passam a ser a mesma. Logo, de (3.46) pode ser obtida a condição inicial da derivada primeira da frequência inicial do *droop* de frequência:

$$\Delta\dot{\omega}_0 = -k_p k_{P\delta} \omega_f \Delta\delta_0 - k_p k_{PE} \omega_f \Delta E_0 + \omega_f \Delta\omega_0 \quad (3.49)$$

Reescrevendo o sistema (3.48) na sua forma matricial, obtém-se a equação para o cálculo das constantes da resposta temporal do modelo polinomial:

$$\begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \lambda_1 & \lambda_2 & \lambda_3 \\ \lambda_1^2 & \lambda_2^2 & \lambda_3^2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \Delta\delta_0 \\ \Delta\omega_{inv0} \\ \Delta\dot{\omega}_{inv0} \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

### 3.8 Resultados de simulações

Algumas simulações foram apresentadas por Paiva (2005) para validar o modelo polinomial para pequenos sinais. Estas correspondem a seis ensaios de partida do sistema para três pontos de operação distintos, conforme a TABELA 3. Os três ensaios iniciais representam o sistema sem a atuação da malha de fase ( $k_d = 0$ ) e os demais representam o sistema com a atuação da malha de realimentação de fase, para  $k_d = 0,001$ . Para efeito de comparação com o modelo apresentado por Paiva (2005), os mesmos exemplos foram simulados aqui com o *software* PSIM<sup>®</sup> e resolvidos através do modelo por espaço de estados e com as novas condições iniciais determinadas neste trabalho, com o *software* MATLAB<sup>®</sup>.



TABELA 3  
Valores e parâmetros usados nas simulações dos exemplos

Símbolo	Descrição	Unidade	Exemplo 1	Exemplo 2	Exemplo 3	Exemplo 4	Exemplo 5	Exemplo 6
$Z$	Impedância de linha	$\Omega$	$0,50+j3,44$	$0,50+j3,44$	$0,50+j3,44$	$0,50+j3,44$	$0,50+j3,44$	$0,50+j3,44$
$\omega_c$	Frequência do barramento CA	rad/s	377	377	377	377	377	377
$\omega_f$	Frequência de corte dos filtros	rad/s	7,54	7,54	7,54	7,54	7,54	7,54
$S$	Potência do barramento CA	VA	$500+j0$	$500+j250$	$500-j250$	$500+j0$	$500+j250$	$500-j250$
$P_e$	Potência ativa do inversor	W	513,6	513,6	513,6	513,6	513,6	513,6
$Q_e$	Potência reativa do inversor	VA	$+j74,79$	$+j343,5$	$-j156,5$	$+j74,79$	$+j343,5$	$-j156,5$
$V$	Tensão do barramento CA	$V_{rms}$	107,20	107,20	107,20	107,20	107,20	107,20
$E$	Tensão de saída do inversor	$V_{rms}$	110,69	118,48	102,96	110,69	118,48	102,96
$\delta$	Ângulo de carga entre inversor e barramento	rad	0,1454	0,1258	0,1679	0,1454	0,1258	0,1679
$k_p$	Ganho do <i>droop</i> de frequência	rad/s/W	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01
$k_v$	Ganho do <i>droop</i> de tensão	V/VAr	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01
$k_d$	Ganho da malha de fase	rad/W	0	0	0	0,001	0,001	0,001

Os pólos do sistema para cada exemplo da TABELA 3 podem ser calculados de duas formas: resolvendo a equação homogênea (3.20) ou determinando os autovalores da matriz  $A$  (3.35).

A título de exemplo o cálculo dos pólos referentes aos exemplos 1 e 4 é mostrado a seguir, utilizando o formato *long* do MATLAB<sup>®</sup>, que apresenta resultados com 12 casas decimais. Como pode ser visto, as diferenças entre os pólos calculados pela equação homogênea e pela matriz  $A$  ocorrem a partir do décimo quarto dígito significativo, portanto ambos os modelos geram os mesmos valores de pólos.

Os valores de  $k_{pE}$ ,  $k_{p\delta}$ ,  $k_{qE}$  e  $k_{q\delta}$  são determinados pelas equações 3.8 a 3.11 e independem do valor de  $k_d$ , tendo portanto os mesmos valores para os exemplos 1 e 4:

$$k_{pE} = 9,193098489214677$$

$$k_{p\delta} = 3413,538124361613$$

$$k_{qE} = 32,184483129969543$$

$$k_{q\delta} = 3,624978454611194$$

Determinando os pólos do Exemplo 1, pelo MATLAB<sup>®</sup>, para ambos os modelos:

a) Modelo polinomial:

$$s^3 \Delta\delta + as^2 \Delta\delta + bs \Delta\delta + c \Delta\delta = 0$$

$$a = 17,506710027999702$$

$$b = 332,5297681879833$$

$$c = 2565,050090260831$$

$$s^3 + 17,506710027999702 \times s^2 + 332,5297681879833 \times s + 2565,05009 = 0$$

Pólos: `lmbd = esort(roots([1 a b c]))`

$$-3,770336442621954 + 15,593707232140382i$$

$$-3,770336442621954 - 15,593707232140382i$$

$$-9,966037142755779$$

b) Modelo por espaço de estados:

$$A = \begin{bmatrix} -7,54 & -257,3807745768656 & -0,6931596260868 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & -0,2733233754777 & -9,9667100279997 \end{bmatrix}$$

Pólos: `lmbd = esort(eig(A))`

$$-3,770336442621963 + 15,593707232140396i$$

$$-3,770336442621963 - 15,593707232140396i$$

$$-9,966037142755774$$

Determinando os pólos do Exemplo 4, pelo MATLAB<sup>®</sup>, para ambos os modelos:

a) Modelo polinomial:

$$a = 43,244787485686260$$

$$b = 589,0347772140664$$

$$c = 2565,050090260831$$

$$s^3 + 43,24478749 \times s^2 + 589,0347772 \times s + 2565,05009 = 0$$

Pólos: `lmbd = esort(roots([1 a b c]))`

-9,966684824688029

-12,223667683442017

-21,054434977556216

b) Modelo por espaço de estados:

$$A = \begin{bmatrix} -33,2780774576866 & -257,3618289039909 & -0,0023075264544 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & -0,2733233754777 & -9,9667100279997 \end{bmatrix}$$

Pólos: `lmbd = esort(eig(A))`

-9,966684824688084

-12,223667683441933

-21,054434977556262

Os pólos relativos a todos os exemplos são apresentados na TABELA 4, com quatro casas decimais, onde se observa que os cálculos de ambos os modelos resultam os mesmos valores para todos os exemplos. Deve-se notar também que um dos pólos é independente do valor de  $k_d$ .

TABELA 4  
Pólos do sistema, calculados para os dois modelos

EXEMPLO	POLINOMIAL	MODELO POR ESPAÇO DE ESTADOS
EXEMPLO 1	$-3,7703 + j15,5937$ $-3,7703 - j15,5937$ $-9,9660$	$-3,7703 + j15,5937$ $-3,7703 - j15,5937$ $-9,9660$
EXEMPLO 2	$-3,7642 + j16,1651$ $-3,7642 - j16,1651$ $-10,3132$	$-3,7642 + j16,1651$ $-3,7642 - j16,1651$ $-10,3132$
EXEMPLO 3	$-3,7776 + j15,0013$ $-3,7776 - j15,0013$ $-9,6203$	$-3,7776 + j15,0013$ $-3,7776 - j15,0013$ $-9,6203$
EXEMPLO 4	$-21,0544$ $-12,2237$ $-9,9667$	$-21,0544$ $-12,2237$ $-9,9667$
EXEMPLO 5	$-23,1924$ $-11,8975$ $-10,2963$	$-23,1924$ $-11,8975$ $-10,2963$
EXEMPLO 6	$-18,6850$ $-12,7940$ $-9,6305$	$-18,6850$ $-12,7940$ $-9,6305$

A Figura 3.5 mostra o lugar das raízes partindo do Exemplo 1 ( $k_d = 0$ ) e caminhando para o Exemplo 2 ( $k_d = 0,001$ ). Observa-se que aumentando  $k_d$ , os pólos  $P_1$  e  $P_2$  tornam-se mais amortecidos. Note que o pólo  $P_3$  é independente de  $k_d$ .

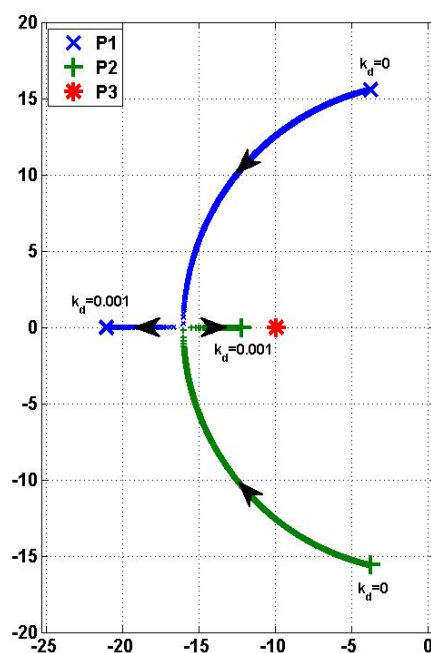


Figura 3.5 – Lugar das raízes do sistema inversor-rede para variação paramétrica de  $k_d$ , entre o Exemplo 1 ( $k_d = 0$ ) e o Exemplo 4 ( $k_d = 0,001$ ).

As simulações e soluções encontradas por Paiva (2005, 2006 e 2009) são reproduzidas na Figura 3.6 para o Exemplo 1, com  $k_d = 0$ , e Figura 3.7 para o Exemplo 4, com  $k_d = 0,001$ . Somente para  $k_d = 0$  a simulação foi superposta pela solução do modelo polinomial, para  $k_d = 0,001$  as soluções divergiram. Esta divergência ocorreu devido às condições iniciais incorretas: o deslocamento de fase devido ao  $k_d$  não foi considerado; a frequência inicial do *droop*  $\omega$  foi considerada no lugar da frequência inicial do inversor  $\omega_{inv}$ ; a derivada inicial da frequência do inversor ( $d\omega/dt$ ) foi considerada igual a zero, o que não é verdade, como indicado por (3.48).

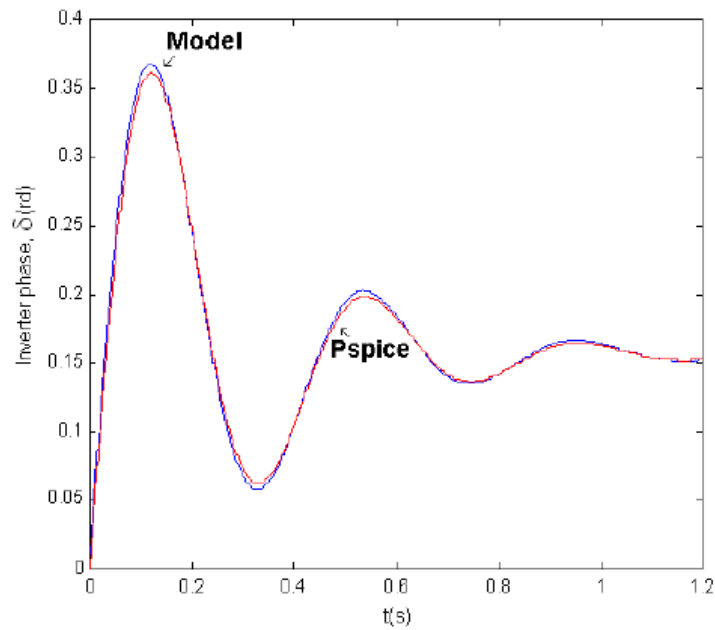


Figura 3.6 – Resposta de fase do inversor para o Exemplo 1,  $k_d=0$  (PAIVA, 2009).

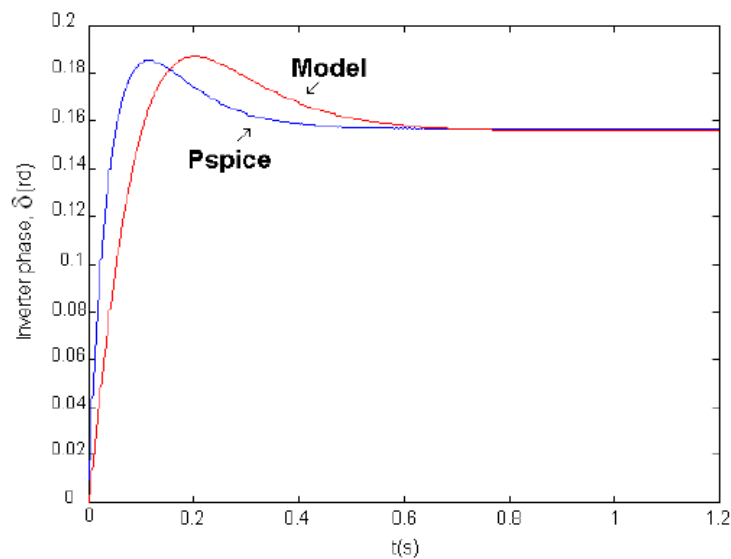


Figura 3.7 – Resposta de fase do inversor para o Exemplo 4,  $k_d=0,001$  (PAIVA, 2009).

Os mesmos exemplos anteriores foram utilizados para comparação entre as simulações e a solução utilizando o modelo por Espaço de Estados proposto neste trabalho, na Figura 3.8 para  $k_d = 0$  e na Figura 3.9 para  $k_d = 0,001$ . Em ambos os casos ocorreu superposição das curvas, comprovando a validade do modelo.

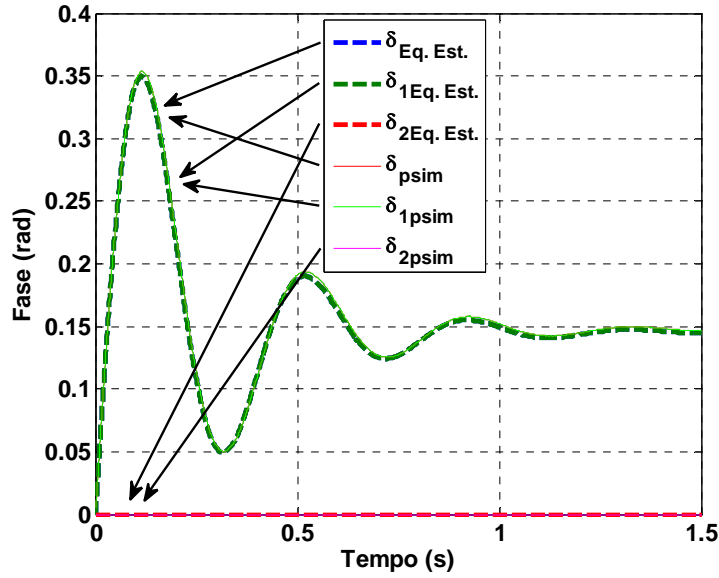


Figura 3.8 – Comparação entre simulação do PSIM® e solução por Espaço de Estados da resposta de fase do inversor para o Exemplo 1,  $k_d=0$ .

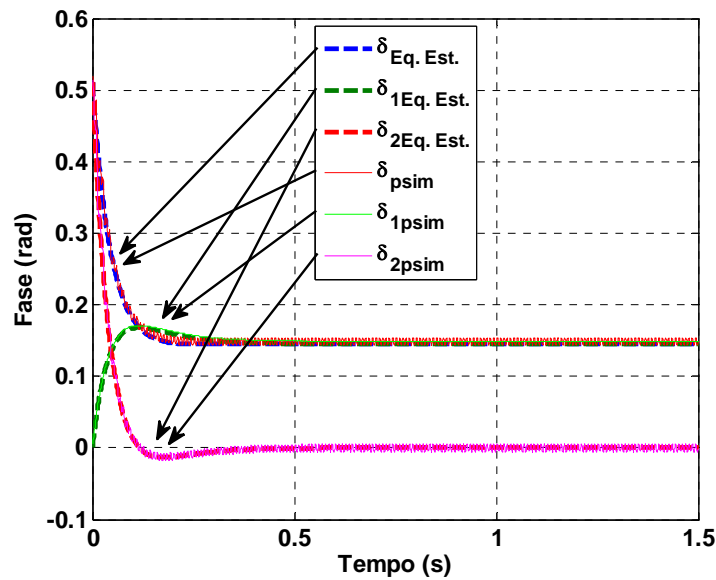


Figura 3.9 – Comparação entre simulação do PSIM® e solução por Espaço de Estados da resposta de fase do inversor para o Exemplo 4,  $k_d=0,001$ .

A diferença entre as fases do *droop* ( $\delta_i$ ) e da malha de amortecimento ( $\delta_2$ ) torna-se clara na Figura 3.9, onde o defasamento do inversor ( $\delta$ ) corresponde à soma destas fases.

O modelo por Espaço de Estados facilita a obtenção do comportamento dinâmico das grandezas do inversor, como as frequências do *droop* e do inversor e as potências ativa e reativa, estendendo a matriz de estados de forma a acomodar tais variáveis. Simulações com o PSIM<sup>®</sup> foram comparadas com as soluções obtidas com o modelo por Espaço de Estados Estendido, a fim de mostrar a semelhança entre as respostas obtidas.

As figuras 3.10 a 3.12 comparam as respostas para o Exemplo 1, com  $k_d = 0$ . A Figura 3.10 mostra que as frequências do *droop* ( $\omega$ ) e do inversor ( $\omega_{inv}$ ) são iguais quando  $k_d = 0$ . A Figura 3.11 compara a tensão do inversor ( $E$ ) e a Figura 3.12 as potências ativa ( $P$ ) e reativa ( $Q$ ).

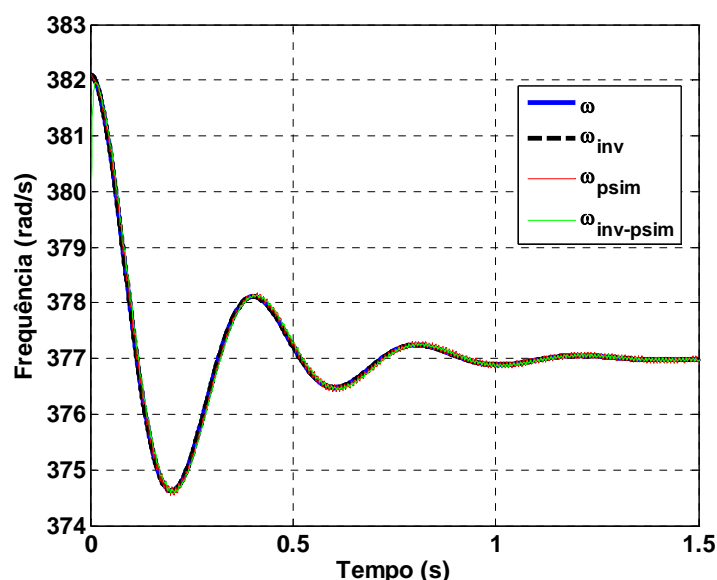


Figura 3.10 – Comparação entre simulação do PSIM<sup>®</sup> e solução por Espaço de Estados das frequências do *droop* e do inversor, para o Exemplo 1,  $k_d=0$ .

As Figuras 3.11 e 3.12 mostram alguma diferença entre as simulações e a resposta do modelo por Espaço de Estados em relação à tensão e potência reativa, respectivamente. Uma provável causa pode ser decorrente do fato de que o modelo usa a reatância da linha de transmissão, enquanto que a simulação usa a indutância. Sendo assim, a tensão calculada pelo modelo não varia durante os transitórios de fase, diferentemente da tensão simulada, esta diferença aparece na curva de potência reativa, como pode ser observado na Figura 3.12.

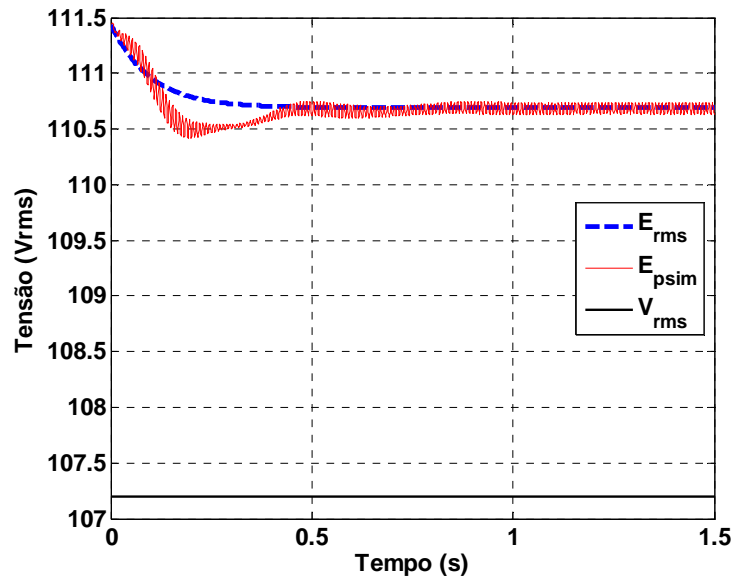


Figura 3.11 – Comparação entre simulação do PSIM® e solução por Espaço de Estados da tensão do inversor, para o Exemplo 1,  $k_d=0$ .

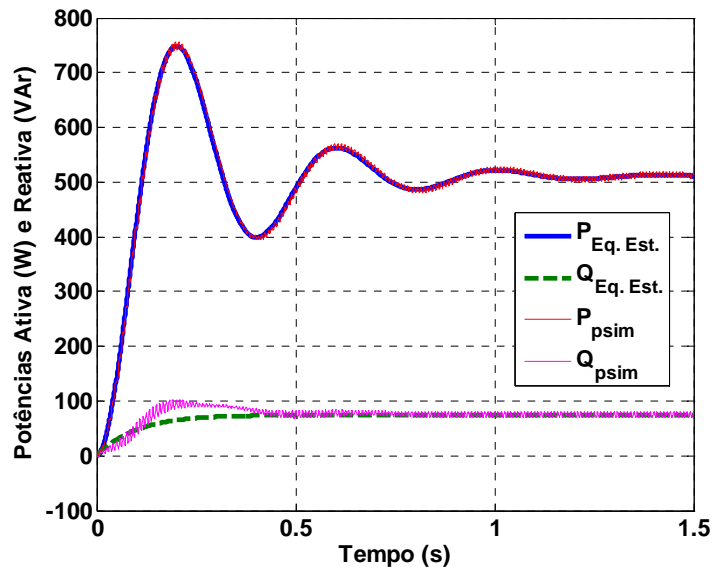


Figura 3.12 – Comparação entre simulação do PSIM® e solução por Espaço de Estados das potências ativa e reativa, para o Exemplo 1,  $k_d=0$ .

Analogamente, simulações com o PSIM® foram comparadas com as soluções obtidas com o modelo por Espaço de Estados Estendido, a fim de mostrar a semelhança entre as respostas obtidas para o Exemplo 4, com  $k_d = 0,001$ , o que é esperado devido à diferença entre as fases do *droop* ( $\delta_l$ ) e do inversor ( $\delta$ ). A Figura 3.13 mostra a diferença entre as frequências do *droop* ( $\omega$ ) e do inversor ( $\omega_{inv}$ ) quando  $k_d \neq 0$ . A Figura 3.14 compara a tensão do inversor ( $E$ ) e a Figura 3.15 as potências ativa ( $P$ ) e reativa ( $Q$ ).



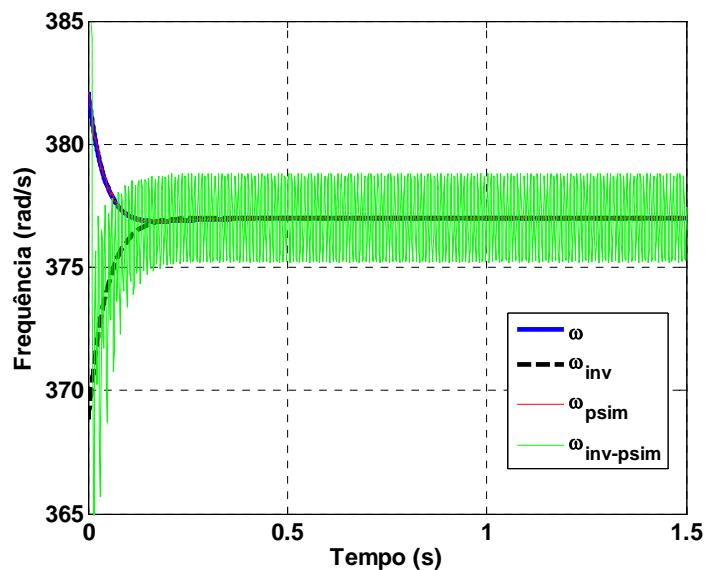


Figura 3.13 – Comparação entre simulação do PSIM® e solução por Espaço de Estados das frequências do *droop* e do inversor, para o Exemplo 4,  $k_d=0,001$ .

As figuras 3.14 e 3.15 mostram as mesmas diferenças entre a tensão do inversor ( $E$ ) e a potência reativa ( $Q$ ) encontradas nas figuras 3.11 e 3.12. A potência ativa apresentou-se bem próxima da simulação, mesmo com um valor não nulo de  $k_p$  na malha de amortecimento de fase ( $k_d \neq 0$ ).

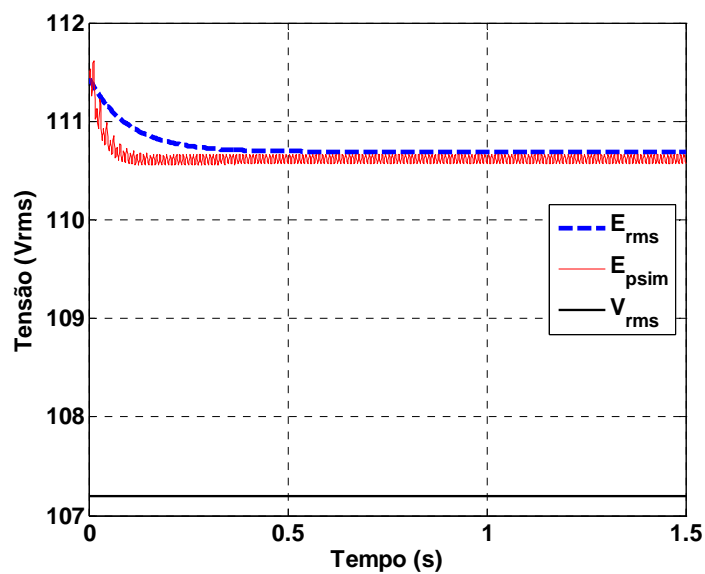


Figura 3.14 – Comparação entre simulação do PSIM® e solução por Espaço de Estados da tensão do inversor, para o Exemplo 4,  $k_d=0,001$ .

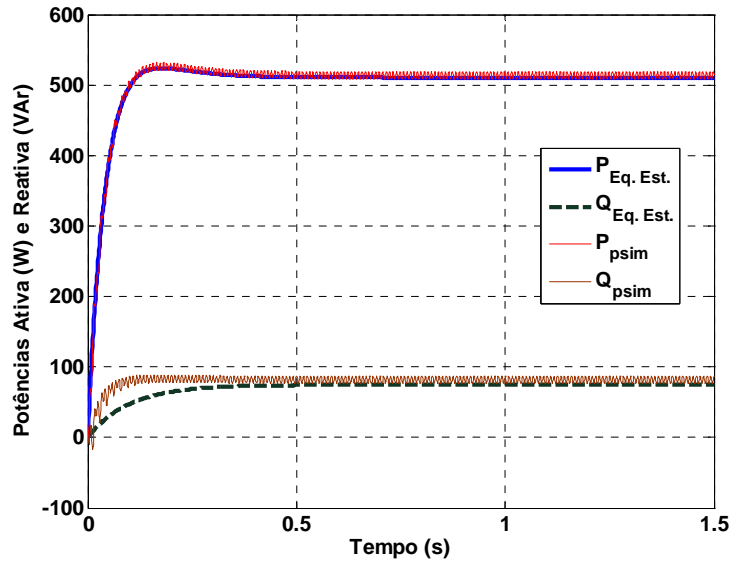


Figura 3.15 – Comparação entre simulação do PSIM® e solução por Espaço de Estados das potências ativa e reativa, para o Exemplo 4,  $k_d=0,001$ .

### 3.9 Análise da influência da ordem do filtro

A medição das potências ativa e reativa é de suma importância para o controlador e a dinâmica do controle do fluxo de potência é definida principalmente pelo comportamento dos filtros utilizados nestas medidas. Os filtros devem atenuar o componente oscilatório das potências, mas a redução da frequência de corte implica em uma dinâmica pobre para o controlador. Esta seção analisa o impacto da mudança da ordem do filtro no desempenho do sistema. Quanto maior a ordem do filtro maior será a ordem do sistema, assim, será analisado um filtro de segunda ordem.

Usando um procedimento similar ao utilizado nas seções 3.3 e 3.4, um novo modelo de pequenos sinais pode ser desenvolvido, considerando filtros de segunda ordem na medição das potências ativa e reativa, como descrito a seguir:

$$P_{med} = \frac{\omega_f^2}{s^2 + 2\xi\omega_f s + \omega_f^2} P_{(s)} \quad (3.51)$$

$$Q_{med} = \frac{\omega_f^2}{s^2 + 2\xi\omega_f s + \omega_f^2} Q_{(s)} \quad (3.52)$$

Substituindo (3.6) em (3.51) e posteriormente em (3.18), obtém-se:

$$\Delta\delta = \frac{\omega_f^2}{s^2 + 2\xi\omega_f s + \omega_f^2} \left( \frac{-k_p}{s} - k_d \right) (k_{pE}\Delta E + k_{pd}\Delta\delta) \quad (3.53)$$

Da mesma forma, substituindo (3.7) em (3.52) e posteriormente em (3.17), obtemos:

$$\Delta E = \frac{-k_v k_{qd} \omega_f^2 \Delta\delta}{s^2 + 2\xi\omega_f s + \omega_f^2 + k_v k_{qE} \omega_f^2} \quad (3.54)$$

Substituindo (3.54) em (3.53), após algumas manipulações obtém-se a equação homogênea de quinta ordem do sistema para o ângulo de fase do inversor, cujas raízes são os pólos do sistema linearizado:

$$s^5 \Delta\delta + a s^4 \Delta\delta + b s^3 \Delta\delta + c s^2 \Delta\delta + d s \Delta\delta + e \Delta\delta = 0 \quad (3.55)$$

Onde as constantes  $a, b, c, d$  e  $e$  são:

$$a = 4\xi\omega_f \quad (3.56)$$

$$b = (4\xi^2 + 2 + k_v k_{qE} + k_d k_{pd}) \omega_f^2 \quad (3.57)$$

$$c = (k_p k_{pd} + 4\xi\omega_f + k_v k_{qE} 2\xi\omega_f + k_d k_{pd} 2\xi\omega_f) \omega_f^2 \quad (3.58)$$

$$d = [k_p k_{pd} 2\xi + (1 + k_v k_{qE}) \omega_f + (k_{pd} + k_v k_{pd} k_{qE} - k_v k_{qd} k_{pE}) k_d \omega_f] \omega_f^3 \quad (3.59)$$

$$e = (k_{pd} + k_v k_{pd} k_{qE} - k_v k_{qd} k_{pE}) k_p \omega_f^4 \quad (3.60)$$

Fazendo  $k_d = 0$  no modelo encontrado, o sistema recai no caso apresentado por Coelho (1999), onde a realimentação de fase não estava presente.

Resultados de simulações considerando o modelo com os filtros de segunda ordem na medição de potência ativa e reativa são apresentados a seguir. Sabendo que o filtro de segunda ordem apresenta atenuação de 40dB por década, a frequência de corte dos filtros foi alterada para o dobro daquela dos filtros de primeira ordem considerados na seção anterior ( $2 \times 7,54$  rad/s), aumentando assim a banda de passagem dos filtros.

A Figura 3.16 mostra o lugar das raízes do sistema com filtros de segunda ordem, para  $k_d$  variando de zero a 0,001. Como pode ser observado na figura, o sistema é instável para  $k_d = 0$ , passando a ser estável para valores de  $k_d$  maiores que  $1,8E-4$ .

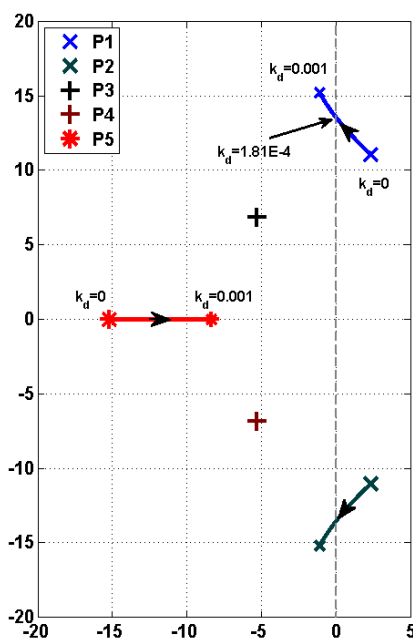


Figura 3.16 – Lugar das raízes do sistema inversor-rede, com filtros de segunda ordem na medição das potências ativa e reativa, para variação paramétrica de  $k_d$ , de zero a 0,001.

Comparações entre o desempenho dos sistemas considerando filtros de primeira e de segunda ordens nas medições de potência são apresentadas na Figura 3.18 (para  $k_d=0$ ) e na Figura 3.17 (para  $k_d=0,001$ ). Embora a largura de banda do filtro de segunda ordem tenha sido aumentada, o atraso introduzido pelo aumento da ordem do filtro reduz o amortecimento e torna o sistema oscilatório. O *ripple* na potência é reduzido, mas o sistema apresenta pólos complexos, que se tornam instáveis para pequenos valores de  $k_d$ , como pode ser observado na Figura 3.18.

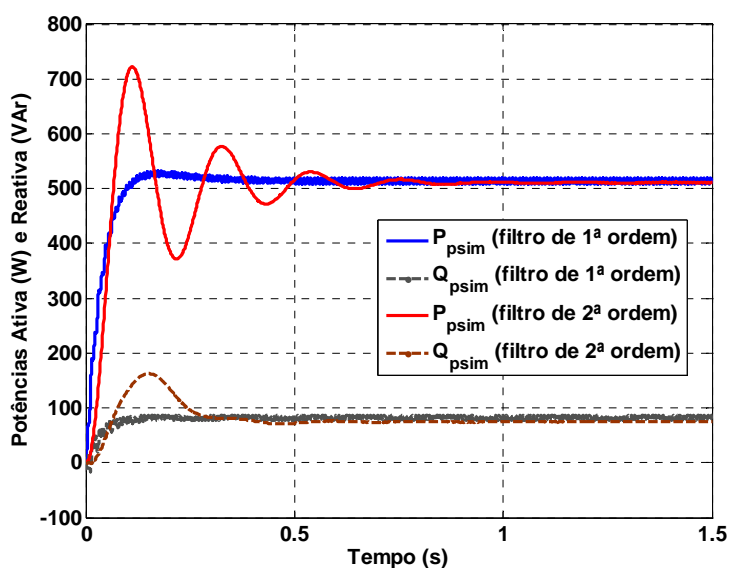


Figura 3.17 – Comparação entre sistemas com filtros de primeira e segunda ordens na medição das potências ativa e reativa, com  $k_d = 0,001$ .

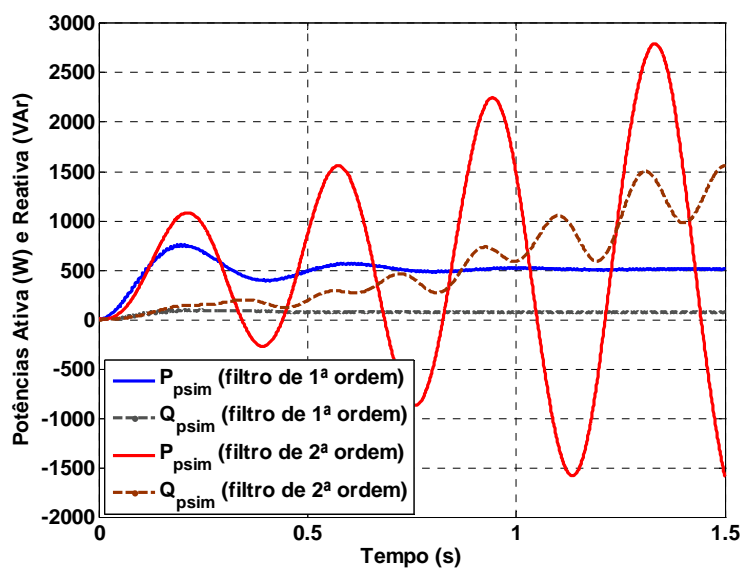


Figura 3.18 – Comparação entre sistemas com filtros de primeira e segunda ordens na medição das potências ativa e reativa, com  $k_d = 0$ .

### 3.10 Comparação com resultados experimentais

Resultados experimentais foram apresentados por Paiva (2005, 2006 e 2009) em comparação com o modelo proposto por ele para melhoria do amortecimento do sistema. Estes resultados são reproduzidos aqui, para comprovar a aproximação dos resultados práticos com o modelo por Espaço de Estados desenvolvido neste trabalho.

Os dados da planta utilizada nos experimentos de Paiva, no Laboratório de Eletrônica de Potência da Universidade Federal de Uberlândia, foram:

- Indutor do filtro de saída:  $L_f = 796\mu\text{H}$ ;
- Capacitor do filtro de saída:  $C_f = 60\mu\text{F}$ ;
- Capacitor do *link* DC:  $C_{dc} = 470\mu\text{F}$ ;
- Frequência de chaveamento do inversor:  $F_{pwm} = 18\text{kHz}$ .

Os parâmetros e condições utilizadas nos ensaios são especificados na TABELA 3.

A Figura 3.19 compara as potências ativa e reativa, e a Figura 3.20 compara as frequências do *droop* e do inversor, considerando os dados do Exemplo 1, ou seja, sem amortecimento ( $k_d = 0$ ).

A diferença no estado estacionário da potência reativa ocorre devido à precisão na medição da tensão (o erro de um volt na tensão medida causa um erro de  $1/k_v$  no cálculo da potência reativa).

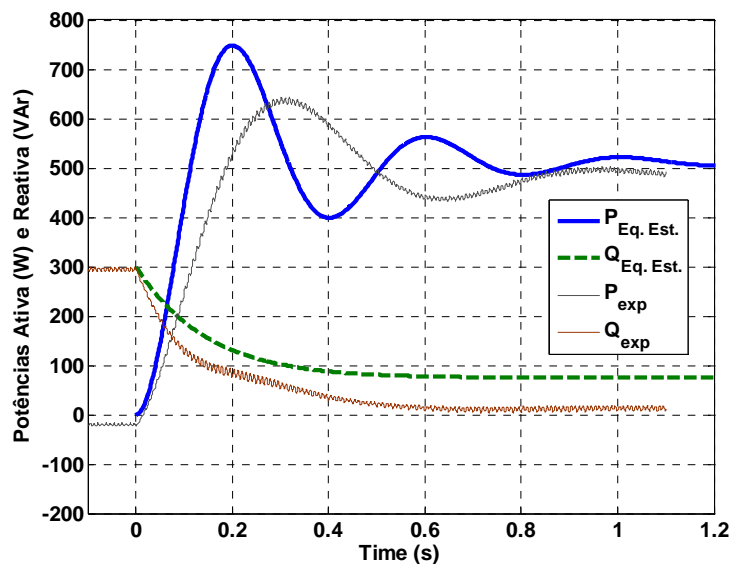


Figura 3.19 – Comparação entre dados experimentais providos por Paiva e solução por Espaço de Estados das potências ativa e reativa ( $k_d=0$ ) (PAIVA, 2006).

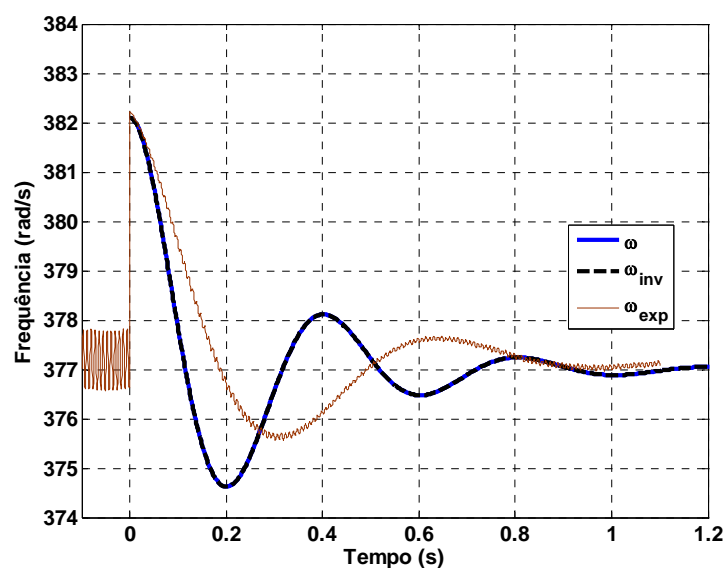


Figura 3.20 – Comparação entre dados experimentais providos por Paiva e solução por Espaço de Estados das frequências do *droop* e do inversor ( $k_d=0$ ) (PAIVA, 2006).

A Figura 3.21 compara as potências ativa e reativa e a Figura 3.22 compara as frequências do *droop* e do inversor, considerando o Exemplo 4, com  $k_d=0,001$ . Como na Figura 3.19, existem diferenças na potência reativa em estado estacionário.

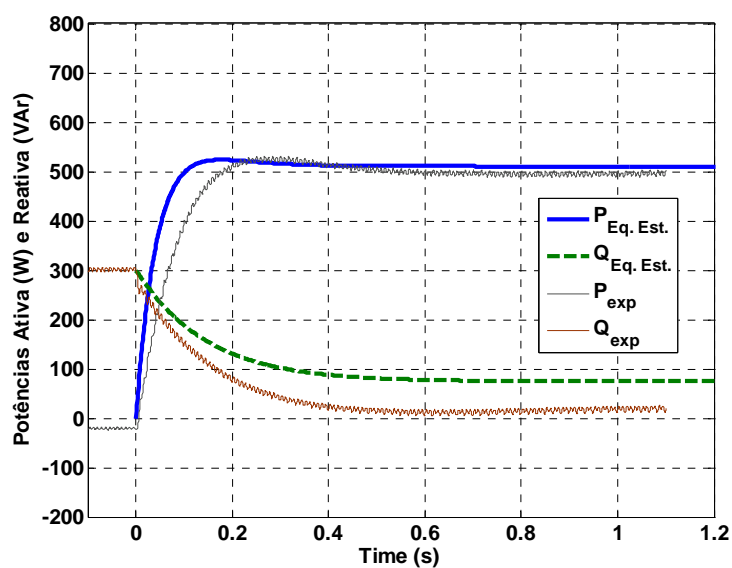


Figura 3.21 – Comparação entre dados experimentais providos por Paiva e solução por Espaço de Estados das potências ativa e reativa ( $k_d=0,001$ ) (PAIVA, 2006).

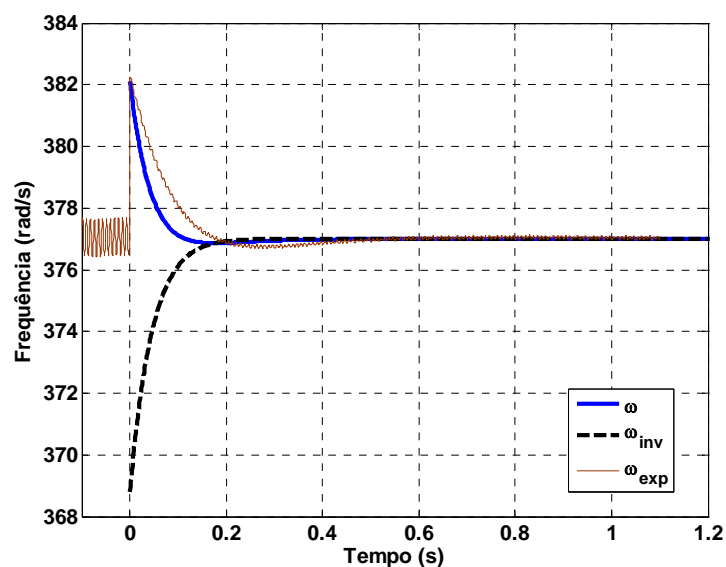


Figura 3.22 – Comparação entre dados experimentais providos por Paiva e solução por Espaço de Estados das frequências do *droop* e do inversor ( $k_d=0,001$ ) (PAIVA, 2006).

Em ambos os experimentos o valor inicial da potência reativa foi de 300 VAR, correspondendo à reatância do capacitor de saída do inversor ( $C_f$ ), antes deste ser colocado em funcionamento. Já a potência ativa apresenta um pequeno valor negativo, condizente com a resistência série do capacitor  $C_f$  e pequenos erros de medição.

É importante frisar que nos dados coletados por Paiva (2006) a frequência adquirida ( $\omega_{\text{exp}}$ ) é a da característica  $P \times \omega$  e, portanto, não corresponde à frequência do inversor ( $\omega_{\text{inv}}$ ) para  $k_d \neq 0$ .

### 3.11 Conclusão

Os resultados apresentados comprovam que o modelo por Espaço de Estados desenvolvido representa satisfatoriamente o sistema. Diferente do modelo polinomial, este explicita os estados de interesse do sistema, facilitando a identificação das condições iniciais para um dado transitório em estudo.

O modelo estendido permite uma melhor compreensão das relações entre frequência e fase do sistema, quando da utilização da malha de realimentação de fase.

No próximo capítulo será apresentado o desenvolvimento do modelo de temperatura da célula a combustível Nexa, relacionando a variação de temperatura da célula com a corrente solicitada em seus terminais.



## **4 MODELO DE TEMPERATURA DE UMA CÉLULA A COMBUSTÍVEL DE MEMBRANA POLIMÉRICA**

No item 2.6 do Capítulo 2 foi apresentado um modelo de simulação de uma célula a combustível de membrana polimérica, para uma dada temperatura de operação. Naquele Capítulo também foi mostrado que a temperatura da célula varia de acordo com a corrente solicitada em seus terminais. Para incluir o efeito da variação de temperatura com a corrente solicitada da célula, será apresentado no presente Capítulo um modelo de temperatura da célula a combustível Nexa.

### **4.1 Levantamento do modelo de temperatura da célula**

Durante os testes na célula a combustível foi observado o aumento da temperatura interna da célula com a corrente, como mostra a Figura 4.1, provocando um aumento na tensão da mesma conforme previsto nas equações que regem o seu comportamento, após a redução da tensão devido ao aumento de corrente. Assim, se faz necessário a obtenção de um modelo de temperatura interna em função da corrente da célula.

Na Figura 4.1 também pode ser notado que a corrente interna da célula aumenta à medida que a corrente exigida em seus terminais de saída aumenta, já que os degraus de corrente solicitada em seus terminais têm a mesma variação enquanto que a corrente interna da célula apresenta degraus maiores para maiores valores de corrente. Este fato ocorre devido ao aumento da corrente dos componentes periféricos da célula, com o aumento da velocidade da ventoinha para refrigerar a célula, em função do aumento da temperatura interna, e o aumento da velocidade da bomba de ar, já que a quantidade de oxigênio necessária é proporcional à corrente exigida. Estas características também devem ser levadas em conta no modelo de simulação da célula.

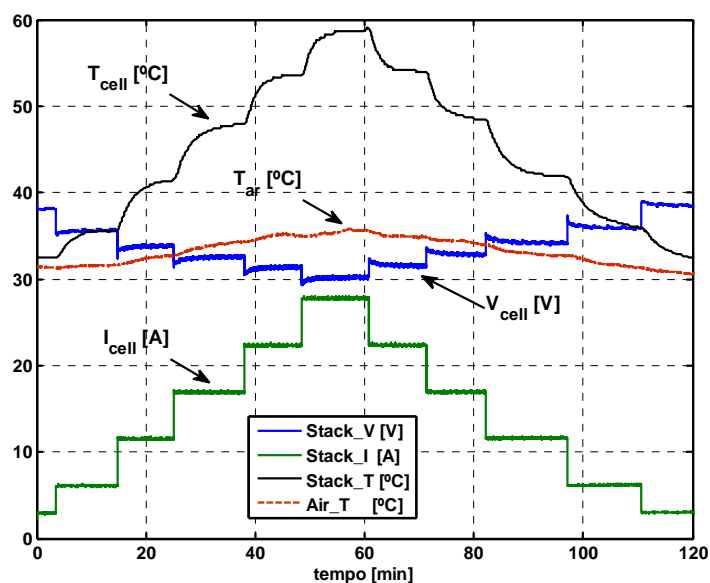


Figura 4.1 – Variação da temperatura com a corrente interna da célula *Nexa*, de 1,2kW.

#### 4.1.1 Relação entre a corrente imposta pela carga e a corrente interna da célula

A corrente interna da célula a combustível é maior que corrente imposta pela carga devido aos componentes acessórios, como a ventoinha, a bomba de ar e a placa do circuito de controle. Antes de obter o modelo de temperatura, a relação entre estas correntes deve ser determinada, já que a variável medida no simulador é a corrente solicitada pela carga.

A Figura 4.2 mostra um teste com corrente imposta, onde a corrente na célula é maior que a corrente solicitada pela carga nos terminais da célula.

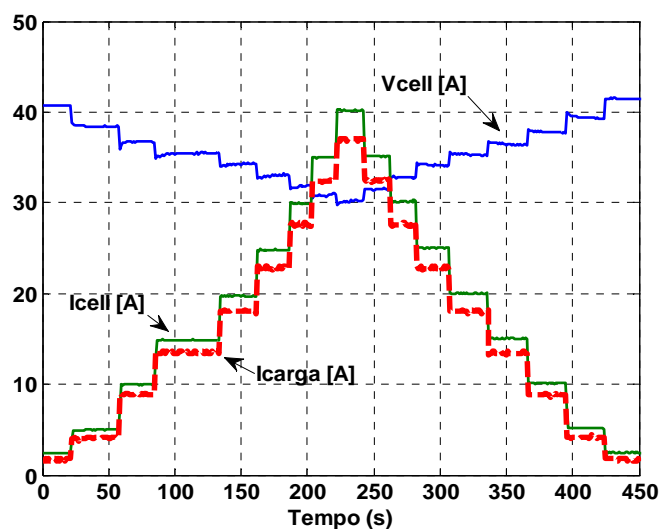


Figura 4.2 – Variação da corrente interna da célula *Nexa*, de 1,2kW.

A TABELA 5 relaciona a corrente solicitada nos terminais pela carga com a corrente interna da célula a combustível.

TABELA 5	
Relação entre a corrente externa e interna da célula a combustível Nexa da Ballard	
CORRENTE INTERNA DA CÉLULA [A]	CORRENTE NA CARGA [A] (AIR_T = 33,5°C)
2	1,13
5	3,92
10	8,56
15	13,2
20	17,8
25	22,5
30	27,1
35	31,8
40	36,4

A partir dos dados da TABELA 5, nota-se uma relação linear entre a corrente interna e a corrente nos terminais da célula, conforme mostrado na Figura 4.3. Com esta relação, pode-se determinar a corrente de carga necessária para obter um dado valor de corrente interna à célula.

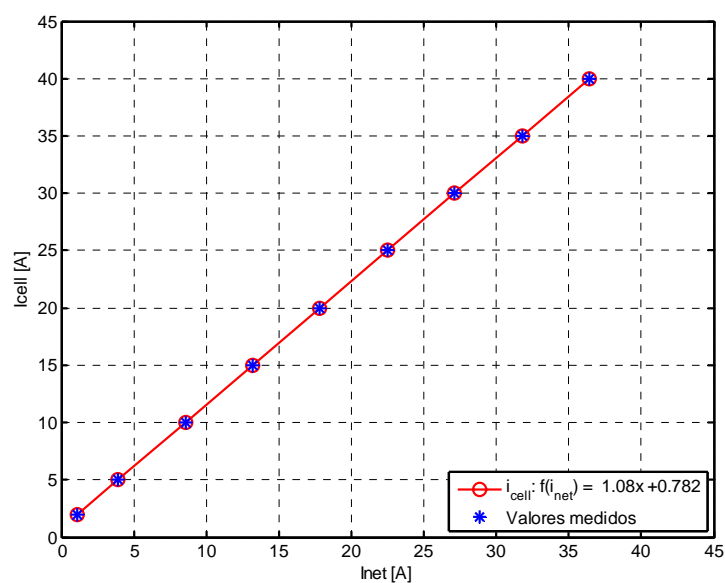


Figura 4.3 – Relação entre as correntes interna e externa da célula Nexa, de 1,2kW.

#### 4.1.2 Modelo de temperatura da célula

Gao *et al.* (2010) fizeram um levantamento da constante de tempo relativa a três tipos de fenômenos existentes na célula a combustível do tipo PEM, mais especificamente no modelo Nexa – Ballard, mostrando que a constante de tempo mais significativa é a referente ao fenômeno térmico, na faixa de dezenas de segundos, seguida pelas constantes de tempo relativas aos fenômenos fluidodinâmicos e de natureza elétrica, na faixa de dezenas de milissegundos e centenas de milissegundos, respectivamente.

Como pode ser observado na Figura 4.1, a constante de tempo térmica da célula a combustível não é constante para cada ponto de funcionamento. Este fenômeno acontece porque a velocidade da bomba de ar é proporcional à corrente exigida da célula e também porque a ventoinha varia sua velocidade para refrigerar melhor a célula, inicialmente em degraus de 3 ou 5 °C e depois segundo uma lei de controle, cujo objetivo é manter a temperatura em torno de 65°C (GAO *et al.*, 2010). A TABELA 6 mostra as faixas de velocidade da ventoinha, segundo a temperatura da célula.

TABELA 6  
Velocidades da ventoinha segundo a temperatura,  
para uma célula a combustível Nexa da Ballard.

	TEMPERATURA DA CÉLULA [°C]	VELOCIDADE DA VENTOINHA [%]
FAIXA DE TEMPERATURA NÃO-REGULADA	Abaixo de 50,5	35
	50,5 a 53,5	36
	53,5 a 55,5	37
	55,5 a 58,5	38
	58,5 a 60,5	39
	60,5 a 63,5	40
	63,5 a 65,5	41
	65,5 a 67,5	42
FAIXA DE TEMPERATURA REGULADA	( liga a 67,5 °C desliga a 65,0 °C )	Variável

Fonte: GAO *et al.* 2010.

Como a tensão da célula depende de sua temperatura, é importante representar a dinâmica térmica no comportamento da célula a combustível. Tal modelo não é linear, visto que sua constante de tempo varia com a temperatura, entretanto, pode-se obter o modelo linear em torno de cada ponto de funcionamento dentro da faixa de temperatura não-regulada e alterar entre os modelos com o auxílio de uma tabela relacionando estes pontos. Na faixa de temperatura regulada esta será considerada constante, para efeito do modelo aqui representado.

Para o levantamento dos modelos de temperatura em cada ponto de funcionamento, foi drenada uma corrente constante da célula, no ponto escolhido, até que a temperatura entrasse em equilíbrio. Em seguida, variou-se esta corrente em  $\pm 2$  A, segundo um sinal pseudo-aleatório (*PRBS – pseudo random binary signal*), para obter a função de transferência da temperatura em função da potência desprendida em forma de calor pela célula. Este tipo de sinal aproxima-se das características de um sinal aleatório, com média zero (AGUIRRE, 2007). Os pontos de funcionamento de corrente escolhidos foram aqueles cuja corrente interna da célula é: 5 A, 10 A, 15 A, 20 A, 25 A. A seguir são mostrados os testes para cada valor de corrente e as respectivas funções de transferência, representada por um sistema com dois pólos, um zero e atraso, do tipo:

$$G(s) = K \frac{1 + T_z \cdot s}{(1 + T_{p1} \cdot s)(1 + T_{p2} \cdot s)} e^{-T_d \cdot s} \quad (4.1)$$

O sistema digitalizado de segunda ordem correspondente pode ser descrito por:

$$y_{(t)} + a_1 y_{(t-1)} + a_2 y_{(t-2)} = b_1 u_{(t-nd)} + b_2 u_{(t-1-nd)} \quad (4.2)$$

Onde  $n_d$  é o número de intervalos de amostragem correspondente ao atraso ( $T_D$ ) do sistema.

Foi elaborado um programa (*ident\_PRBS\_MQ\_fuel\_cell.m*) que determina os parâmetros do sistema digitalizado a partir os dados coletados nos testes com a célula a combustível.

Para cada conjunto de parâmetros foi simulada a resposta do sistema e calculado um coeficiente de correlação para obter um valor da confiabilidade da aproximação entre a resposta real e a resposta simulada do sistema identificado, utilizando da seguinte expressão:

$$R^2 = 1 - \frac{[yz - ysim]^T \times [yz - ysim]}{[yz - yz_{med}]^T \times [yz - yz_{med}]} \quad (4.3)$$

Onde:  $yz$  = dados coletados do teste;

$yz_{med}$  = média dos dados coletados do teste;

$ysim$  = saída do sistema simulado.

Na identificação dos sistemas, foram consideradas as seguintes possibilidades para a entrada do sistema:

- $Stack\_I$  ; corrente da célula
- $Stack\_I^2$  ; quadrado da corrente da célula
- $Stack\_I \times (V_{max} - Stack\_V)$  ; equivale à potência desprendida da célula

Na última expressão,  $V_{max}$  representa a tensão da célula quando não há carga em seus terminais, cujo valor é aproximadamente 45V.

Os resultados apresentados a seguir mostram que a última opção, para um sistema de 2ª ordem, gera a melhor aproximação.

- *TESTE 1:*

Teste realizado com sinal PRBS, ponto de operação em 5A, com  $N=127$  e  $T_b = 30s$ . A temperatura inicial da célula, após a estabilização, era de  $33,5\text{ }^{\circ}\text{C}$ , não ultrapassando  $36\text{ }^{\circ}\text{C}$  durante os testes e finalizando com uma temperatura de  $34,3\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

```

-----
Entrada = Stack_I
1ª ordem:  $y(t) + a*y(t-1) = b*u(t-1-nd)$ 
nd = 7
 $y(t) - 0.9949*y(t-1) = 3.474e-003*u(t-8)$ 
 $R^2 = 0.88144$ 
 $\text{sqrt}(E^*E) = 13.6885$ 
-----

Entrada = Stack_I^2
1ª ordem:  $y(t) + a*y(t-1) = b*u(t-1)$ 
nd = 7
 $y(t) - 0.9973*y(t-1) = 2.686e-004*u(t-8)$ 
 $R^2 = 0.9082$ 
 $\text{sqrt}(E^*E) = 12.0444$ 
-----

Entrada = (42 - Stack_V)*Stack_I
1ª ordem:  $y(t) + a*y(t-1) = b*u(t-1)$ 
nd = 7
 $y(t) - 0.9964*y(t-1) = 2.819e-004*u(t-8)$ 
 $R^2 = 0.9171$ 
 $\text{sqrt}(E^*E) = 11.4488$ 
-----

Entrada = Stack_I^2
2ª ordem:  $y(t) + a_1*y(t-1) + a_2*y(t-2) = b_1*u(t-1-nd) + b_2*u(t-2-nd)$ 
nd = 7
 $y(t) - 0.5263*y(t-1) - 0.4699*y(t-2) = 2.818e-004*u(t-8) + 9.759e-005*u(t-9)$ 
 $R^2 = 0.9187$ 
 $\text{sqrt}(E^*E) = 11.3369$ 
-----

Entrada = (V_max - Stack_V)*Stack_I
2ª ordem:  $y(t) + a_1*y(t-1) + a_2*y(t-2) = b_1*u(t-1-nd) + b_2*u(t-2-nd)$ 
nd = 7
 $y(t) - 0.5259*y(t-1) - 0.4692*y(t-2) = 2.763e-004*u(t-8) + 1.162e-004*u(t-9)$ 
 $R^2 = 0.91983$ 
 $\text{sqrt}(E^*E) = 11.2566$ 
-----

```

TABELA 7  
Valores dos parâmetros da função de transferência para  $I_{\text{cell}}=5\text{A}$ ,  $T_s=1\text{s}$

Parâmetros	$u = I^2$	$u = (V_{\text{max}} - V) * I$	
$b_1$	2,818E-4	2,763E-4	$u_{(k-1)}$
$b_2$	9,759E-5	1,162E-4	$u_{(k-2)}$
$a_1$	-0,5263	-0,5259	$y_{(k-1)}$
$a_2$	-0,4699	-0,4692	$y_{(k-2)}$
$T_D$	7	7	
$R^2$	0,9187	0,91983	
Sqrt( $E^*E$ )	11,3369	11,2566	

Nota:  $y_{(t)} + a_1 y_{(t-1)} + a_2 y_{(t-2)} = b_1 u_{(t-1-nd)} + b_2 u_{(t-2-nd)}$ , onde  $n_d$  = número de intervalos  $T_d$  de atraso.

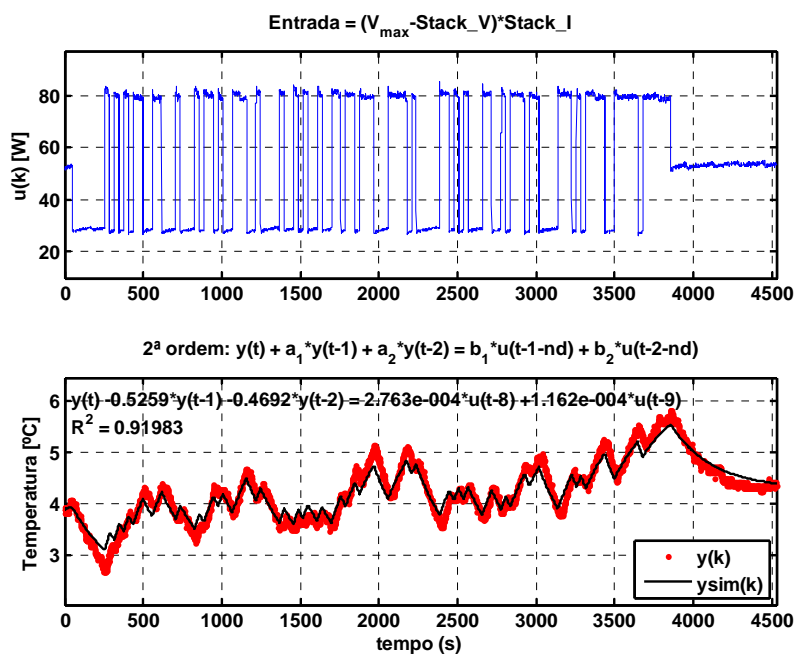


Figura 4.4 – Teste PRBS da célula Nexa, de 1,2kW, para corrente da célula de 5A.



- *TESTE 2:*

Teste realizado com sinal PRBS, ponto de operação em 10A, com  $N=127$  e  $T_b = 30s$ . A temperatura inicial da célula, após a estabilização, era de  $39\text{ }^{\circ}\text{C}$ , finalizando com uma temperatura pouco acima de  $40\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

```

-----
Entrada = Stack_I
1ª ordem:  $y(t) + a*y(t-1) = b*u(t-1-nd)$ 
nd = 11
 $y(t) - 0.9942*y(t-1) = 4.209e-003*u(t-12)$ 
 $R^2 = 0.90081$ 
 $\text{sqrt}(E^*E) = 11.6348$ 
-----

Entrada = Stack_I^2
1ª ordem:  $y(t) + a*y(t-1) = b*u(t-1)$ 
nd = 11
 $y(t) - 0.9971*y(t-1) = 1.988e-004*u(t-12)$ 
 $R^2 = 0.8562$ 
 $\text{sqrt}(E^*E) = 14.0111$ 
-----

Entrada = Stack_I * (42 - Stack_V)
1ª ordem:  $y(t) + a*y(t-1) = b*u(t-1)$ 
nd = 11
 $y(t) - 0.9960*y(t-1) = 3.017e-004*u(t-12)$ 
 $R^2 = 0.9320$ 
 $\text{sqrt}(E^*E) = 9.6368$ 
-----

Entrada = Stack_I^2
2ª ordem:  $y(t) + a_1*y(t-1) + a_2*y(t-2) = b_1*u(t-1-nd) + b_2*u(t-2-nd)$ 
nd = 11
 $y(t) - 0.5339*y(t-1) - 0.4621*y(t-2) = 2.910e-004*u(t-12) - 9.934e-006*u(t-13)$ 
 $R^2 = 0.8808$ 
 $\text{sqrt}(E^*E) = 12.7552$ 
-----

Entrada =  $(V_{\text{max}} - \text{Stack}_V)*\text{Stack}_I$ 
2ª ordem:  $y(t) + a_1*y(t-1) + a_2*y(t-2) = b_1*u(t-1-nd) + b_2*u(t-2-nd)$ 
nd = 11
 $y(t) - 0.5328*y(t-1) - 0.4616*y(t-2) = 4.173e-004*u(t-12) + 3.207e-006*u(t-13)$ 
 $R^2 = 0.93607$ 
 $\text{sqrt}(E^*E) = 9.3407$ 
-----

```

TABELA 8  
Valores dos parâmetros da função de transferência para  $I_{\text{cell}}=10\text{A}$ ,  $T_s=1\text{s}$

Parâmetros	$u = I^2$	$u = (V_{\text{max}} - V) * I$	
$b_1$	2,910E-4	4,173E-4	$u_{(k-1)} (z^{-1})$
$b_2$	-9,934E-6	3,207E-6	$u_{(k-2)} (z^{-2})$
$a_1$	-0,5339	-0,5328	$y_{(k-1)} (z^{-1})$
$a_2$	-0,4621	-0,4616	$y_{(k-2)} (z^{-2})$
$T_D$	11	11	
$R^2$	0,8808	0,93607	
$\text{Sqrt}(E^*E)$	12,7552	9,3407	

Nota:  $y(t) + a_1 y(t-1) + a_2 y(t-2) = b_1 u(t-1-n_d) + b_2 u(t-2-n_d)$ , onde  $n_d$  = número de intervalos  $T_d$  de atraso.

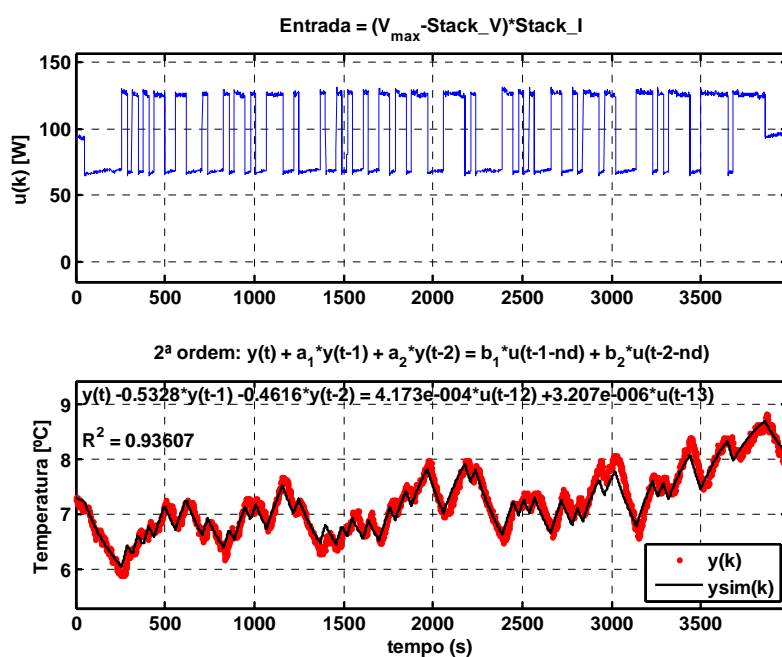


Figura 4.5 – Teste PRBS da célula Nexa, de 1,2kW, para corrente da célula de 10A.

- *TESTE 3:*

Teste realizado com sinal PRBS, ponto de operação em 15A, com  $N=63$  e  $T_b = 25s$  (redução do número de pontos e período do sinal binário para economia de hidrogênio). A temperatura inicial da célula, após a estabilização, era de 44 °C, não ultrapassando 47 °C durante os testes e finalizando com uma temperatura de 46 °C.

```

-----
Entrada = Stack_I
1ª ordem:  $y(t) + a*y(t-1) = b*u(t-1-nd)$ 
nd = 12
 $y(t) - 0.9948*y(t-1) = 3.799e-003*u(t-13)$ 
 $R^2 = 0.81053$ 
 $\text{sqrt}(E^*E) = 13.4044$ 
-----
Entrada = Stack_I^2
1ª ordem:  $y(t) + a*y(t-1) = b*u(t-1)$ 
nd = 11
 $y(t) - 0.9966*y(t-1) = 1.614e-004*u(t-12)$ 
 $R^2 = 0.8979$ 
 $\text{sqrt}(E^*E) = 9.8388$ 
-----
Entrada = Stack_I * (42 - Stack_V)
1ª ordem:  $y(t) + a*y(t-1) = b*u(t-1)$ 
nd = 11
 $y(t) - 0.9958*y(t-1) = 3.095e-004*u(t-12)$ 
 $R^2 = 0.9121$ 
 $\text{sqrt}(E^*E) = 9.1274$ 
-----
Entrada = Stack_I^2
2ª ordem:  $y(t) + a_1*y(t-1) + a_2*y(t-2) = b_1*u(t-1-nd) + b_2*u(t-2-nd)$ 
nd = 11
 $y(t) - 0.5595*y(t-1) - 0.4358*y(t-2) = 2.632e-004*u(t-12) - 4.021e-005*u(t-13)$ 
 $R^2 = 0.9003$ 
 $\text{sqrt}(E^*E) = 9.7232$ 
-----
Entrada = (V_max - Stack_V)*Stack_I
2ª ordem:  $y(t) + a_1*y(t-1) + a_2*y(t-2) = b_1*u(t-1-nd) + b_2*u(t-2-nd)$ 
nd = 11
 $y(t) - 0.5593*y(t-1) - 0.4350*y(t-2) = 4.909e-004*u(t-12) - 6.656e-005*u(t-13)$ 
 $R^2 = 0.9099$ 
 $\text{sqrt}(E^*E) = 9.2437$ 
-----

```

TABELA 9  
Valores dos parâmetros da função de transferência para  $I_{\text{cell}}=15\text{A}$ ,  $T_s=1\text{s}$

Parâmetros	$u = I^2$	$u = (V_{\text{max}} - V) * I$	
$b_1$	2,632E-4	4,909E-4	$u_{(k-1)} (z^{-1})$
$b_2$	-4,021E-5	-6,656E-5	$u_{(k-2)} (z^{-2})$
$a_1$	-0,5595	-0,5593	$y_{(k-1)} (z^{-1})$
$a_2$	-0,4358	-0,4350	$y_{(k-2)} (z^{-2})$
$T_D$	11	11	
$R^2$	0,9003	0,9099	
$\text{Sqrt}(E^*E)$	9,7232	9,2437	

Nota:  $y(t) + a_1 y(t-1) + a_2 y(t-2) = b_1 u(t-1-n_d) + b_2 u(t-2-n_d)$ , onde  $n_d$  = número de intervalos  $T_d$  de atraso.

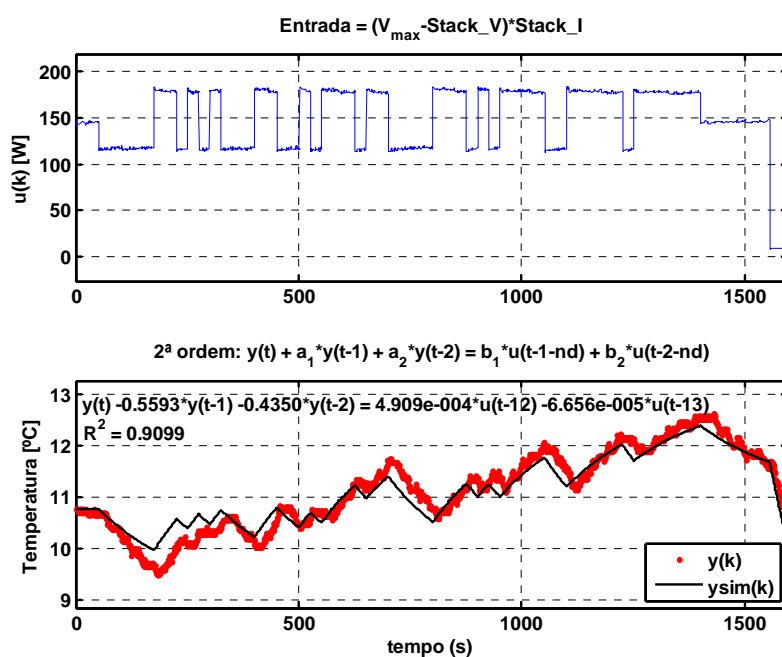


Figura 4.6 – Teste PRBS da célula Nexa, de 1,2kW, para corrente da célula de 15A.

- *TESTE 4:*

Teste realizado com sinal PRBS, ponto de operação em 20A, com  $N=127$  e  $T_b = 25s$  (o número de pontos foi aumentado novamente para melhor identificação dos parâmetros). A temperatura inicial da célula, após a estabilização, era de 50,5 °C, não ultrapassando 53 °C durante os testes e finalizando com uma temperatura de 52 °C.

-----  
Entrada = Stack\_I

1ª ordem:  $y(t) + a*y(t-1) = b*u(t-1-nd)$

nd = 14

$y(t) - 0.9937*y(t-1) = 4.986e-003*u(t-15)$

$R^2 = 0.82886$

$\text{sqrt}(E^*E) = 15.9838$   
-----

Entrada = Stack\_I<sup>2</sup>

1ª ordem:  $y(t) + a*y(t-1) = b*u(t-1)$

nd = 14

$y(t) - 0.9970*y(t-1) = 1.191e-004*u(t-15)$

$R^2 = 0.7804$

$\text{sqrt}(E^*E) = 18.1050$   
-----

Entrada = Stack\_I \* (42 - Stack\_V)

1ª ordem:  $y(t) + a*y(t-1) = b*u(t-1)$

nd = 14

$y(t) - 0.9962*y(t-1) = 2.735e-004*u(t-15)$

$R^2 = 0.8064$

$\text{sqrt}(E^*E) = 16.9991$   
-----

Entrada = Stack\_I<sup>2</sup>

2ª ordem:  $y(t) + a_1*y(t-1) + a_2*y(t-2) = b_1*u(t-1-nd) + b_2*u(t-2-nd)$

nd = 14

$y(t) - 0.6216*y(t-1) - 0.3743*y(t-2) = 1.328e-004*u(t-15) + 2.904e-005*u(t-16)$

$R^2 = 0.7781$

$\text{sqrt}(E^*E) = 18.2014$   
-----

Entrada =  $(V_{\text{max}} - \text{Stack}_V) * \text{Stack}_I$

2ª ordem:  $y(t) + a_1*y(t-1) + a_2*y(t-2) = b_1*u(t-1-nd) + b_2*u(t-2-nd)$

nd = 14

$y(t) - 0.6206*y(t-1) - 0.3743*y(t-2) = 2.993e-004*u(t-15) + 6.965e-005*u(t-16)$

$R^2 = 0.80272$

$\text{sqrt}(E^*E) = 17.1612$   
-----

TABELA 10  
Valores dos parâmetros da função de transferência para  $I_{\text{cell}}=20\text{A}$ ,  $T_s=1\text{s}$

Parâmetros	$u = I^2$	$u = (V_{\text{max}} - V) * I$	
$b_1$	1,328E-004	2,993E-4	$u_{(k-1)} (z^{-1})$
$b_2$	2,904E-005	6,965E-5	$u_{(k-2)} (z^{-2})$
$a_1$	-0,6216	-0,6206	$y_{(k-1)} (z^{-1})$
$a_2$	-0,3743	-0,3743	$y_{(k-2)} (z^{-2})$
$T_D$	14	14	
$R^2$	0,7781	0,80272	
$\text{Sqrt}(E^*E)$	18,2014	17,1612	

Nota:  $y(t) + a_1 y(t-1) + a_2 y(t-2) = b_1 u(t-1-n_d) + b_2 u(t-2-n_d)$ , onde  $n_d$  = número de intervalos  $T_d$  de atraso.

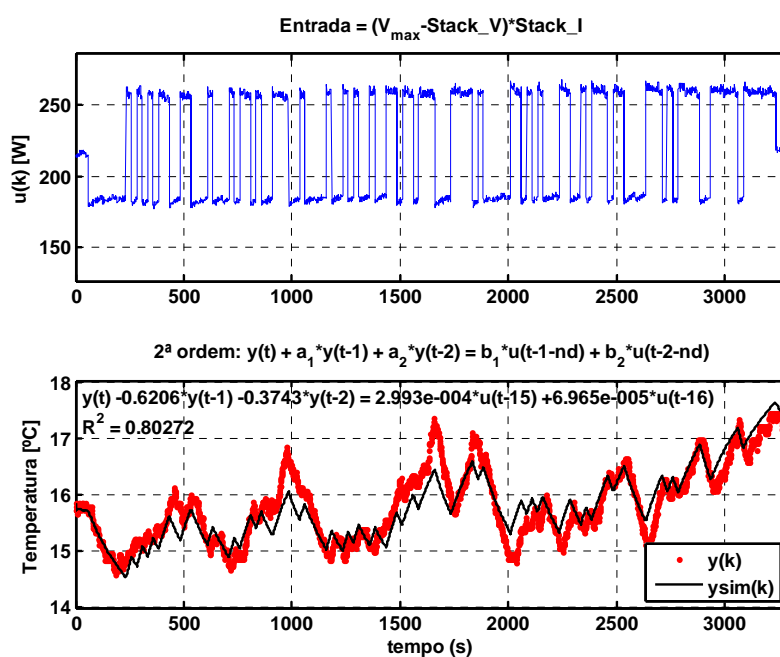


Figura 4.7 – Teste PRBS da célula Nexa, de 1,2kW, para corrente da célula de 20A.

- *TESTE 5:*

Teste realizado com sinal PRBS, ponto de operação em 25A, com  $N=127$  e  $T_b = 25s$ . A temperatura inicial da célula, após a estabilização, era de  $54\text{ }^{\circ}\text{C}$ , finalizando com uma temperatura de  $55\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

-----  
Entrada = Stack\_I

1ª ordem:  $y(t) + a*y(t-1) = b*u(t-1-nd)$

nd = 14

$y(t) - 0.9940*y(t-1) = 4.852e-003*u(t-15)$

$R^2 = 0.99203$

$\text{sqrt}(E^*E) = 23.4081$   
-----

Entrada = Stack\_I<sup>2</sup>

1ª ordem:  $y(t) + a*y(t-1) = b*u(t-1)$

nd = 14

$y(t) - 0.9959*y(t-1) = 1.302e-004*u(t-15)$

$R^2 = 0.9895$

$\text{sqrt}(E^*E) = 26.8202$   
-----

Entrada = Stack\_I \* (42 - Stack\_V)

1ª ordem:  $y(t) + a*y(t-1) = b*u(t-1)$

nd = 15

$y(t) - 0.9955*y(t-1) = 2.890e-004*u(t-16)$

$R^2 = 0.9911$

$\text{sqrt}(E^*E) = 24.6982$   
-----

Entrada = Stack\_I<sup>2</sup>

2ª ordem:  $y(t) + a_1*y(t-1) + a_2*y(t-2) = b_1*u(t-1-nd) + b_2*u(t-2-nd)$

nd = 14

$y(t) - 0.6524*y(t-1) - 0.3421*y(t-2) = 1.278e-004*u(t-15) + 4.586e-005*u(t-16)$

$R^2 = 0.9893$

$\text{sqrt}(E^*E) = 27.1214$   
-----

Entrada =  $(V_{\text{max}} - \text{Stack}_V) * \text{Stack}_I$

2ª ordem:  $y(t) + a_1*y(t-1) + a_2*y(t-2) = b_1*u(t-1-nd) + b_2*u(t-2-nd)$

nd = 15

$y(t) - 0.6496*y(t-1) - 0.3443*y(t-2) = 1.856e-004*u(t-16) + 2.042e-004*u(t-17)$

$R^2 = 0.99121$

$\text{sqrt}(E^*E) = 24.5829$   
-----

TABELA 11  
Valores dos parâmetros da função de transferência para  $I_{\text{cell}}=25\text{A}$ ,  $T_s=1\text{s}$

Parâmetros	$u = I^2$	$u = (V_{\text{max}} - V) * I$	
$b_1$	1,278E-4	1,856E-4	$u_{(k-1)} (z^{-1})$
$b_2$	4,586E-5	2,042E-4	$u_{(k-2)} (z^{-2})$
$a_1$	-0,6524	-0,6496	$y_{(k-1)} (z^{-1})$
$a_2$	-0,3421	-0,3443	$y_{(k-2)} (z^{-2})$
$T_D$	15	15	
$R^2$	0,9893	0,99121	
$\text{Sqrt}(E^*E)$	27,1214	24,5829	

Nota:  $y(t) + a_1 y(t-1) + a_2 y(t-2) = b_1 u(t-1-n_d) + b_2 u(t-2-n_d)$ , onde  $n_d$  = número de intervalos  $T_d$  de atraso.

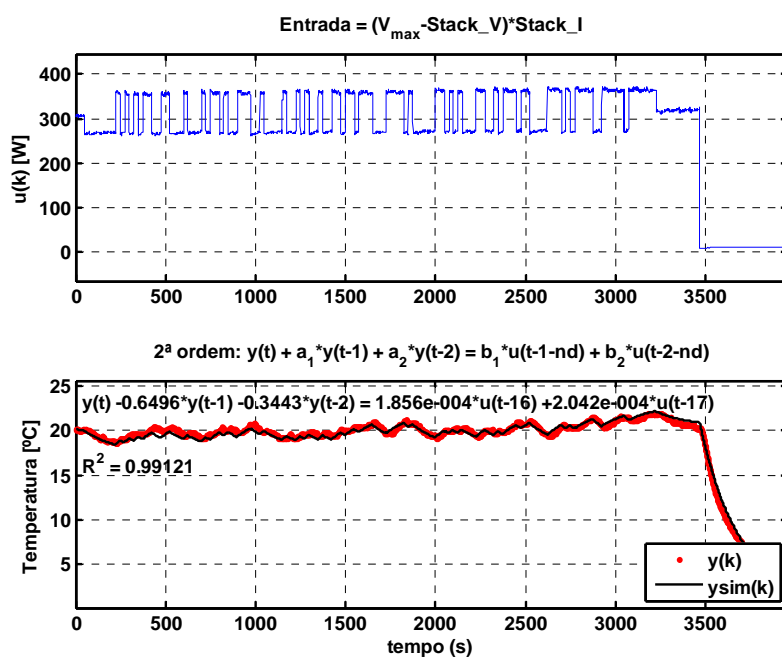


Figura 4.8 – Teste PRBS da célula Nexa, de 1,2kW, para corrente da célula de 25A.



### 4.1.3 Modelo linear por partes

A partir dos modelos obtidos nos pontos de funcionamento, foi construído um modelo cujos parâmetros variam segundo o ponto de funcionamento, para acompanhar o comportamento do sistema em cada faixa de temperatura.

A TABELA 12 relaciona os parâmetros do modelo digitalizado de 2ª ordem que melhor se aproximou do comportamento do sistema, em torno de cada valor de corrente.

A justificativa de utilizar a corrente da célula como escolha do ponto de funcionamento, e não a temperatura, se deve ao fato de que a temperatura da célula não ultrapassou o limite a partir do qual a ventoinha de refrigeração da célula começa a aumentar a sua velocidade, enquanto que a velocidade da bomba de ar é diretamente proporcional à corrente na célula.

TABELA 12  
Variação dos parâmetros da função discretizada de 2ª ordem  
em função da corrente da célula

Parâmetros	5 A	10 A	15 A	20 A	25 A	Média
$b_1$	2,763E-4	4,173E-4	4,909E-4	2,993E-4	1,856E-4	3,34E-04
$b_2$	1,162E-4	3,207E-6	-6,656E-5	6,965E-5	2,042E-4	6,53E-05
$a_1$	-0,5259	-0,5328	-0,5593	-0,6206	-0,6496	-0,57764
$a_2$	-0,4692	-0,4616	-0,4350	-0,3743	-0,3443	-0,41688
$T_D$	7	11	11	14	15	12
$R^2$	0,91983	0,93607	0,9099	0,80272	0,99121	0,911946
Sqrt(E'*E)	11,2566	9,3407	9,2437	17,1612	24,5829	14,31702

Nota:  $y_{(t)} + a_1 y_{(t-1)} + a_2 y_{(t-2)} = b_1 u_{(t-1-n_d)} + b_2 u_{(t-2-n_d)}$ , onde  $n_d$  = número de intervalos  $T_d$  de atraso.

A Figura 4.9 apresenta um gráfico indicando a variação dos parâmetros em função da corrente. Equações lineares representam a variação de cada parâmetro, com o intuito de obter uma função de transferência variável com faixas de corrente da célula, possibilitando a extrapolação de alguns valores em faixas maiores que 25A ou auxiliando na escolha de parâmetros iniciais em uma futura otimização da função de transferência.

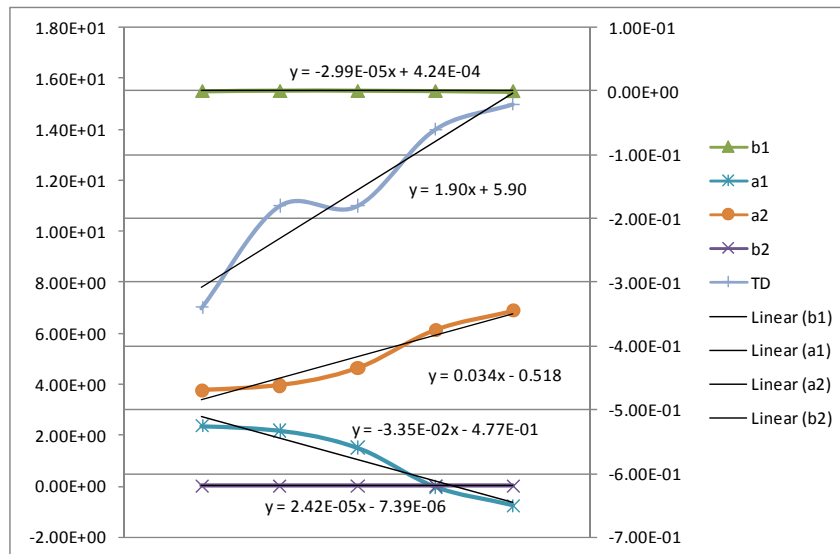


Figura 4.9 – Variação dos parâmetros do modelo digitalizado em função da corrente na célula.

Abaixo são reproduzidas as equações dos parâmetros em função da corrente ( $i$ ):

$$b_{1(i)} = -2,99 \times 10^{-5} i + 4,24 \times 10^{-4} \quad (\text{multiplicador para entrada } u_{(k-1)})$$

$$b_{2(i)} = 2,42 \times 10^{-5} i - 7,39 \times 10^{-6} \quad (\text{multiplicador para entrada } u_{(k-2)})$$

$$a_{1(i)} = -0,0335 i + 0,477 \quad (\text{multiplicador para saída } y_{(k-1)})$$

$$a_{2(i)} = 0,0337 i - 0,518 \quad (\text{multiplicador para saída } y_{(k-2)})$$

$$T_{D(i)} = 1,90 i + 5,90 \quad (\text{atraso de tempo})$$

Utilizando as equações que relacionam os parâmetros em função da corrente na célula, extrapolou-se os valores dos parâmetros para as correntes de 30A, 35A e 40A. Lembrando que, quando a temperatura da célula atinge 65°C o circuito interno da célula mantém a temperatura aproximadamente constante.

Foi elaborado um programa para o MATLAB® que calcula os parâmetros em função da faixa de corrente, de forma a ter uma função de transferência variável com a faixa especificada, igual à corrente base mais ou menos 2,5A.

Os resultados de simulação com parâmetros variáveis do sistema são apresentados na Figura 4.10, utilizando uma corrente de entrada variando em degraus de 5A.

Alternativamente, utilizou-se os valores médios dos parâmetros em função da corrente na célula, obtendo-se a resposta de simulação da Figura 4.11, para uma corrente de entrada variando em degraus.

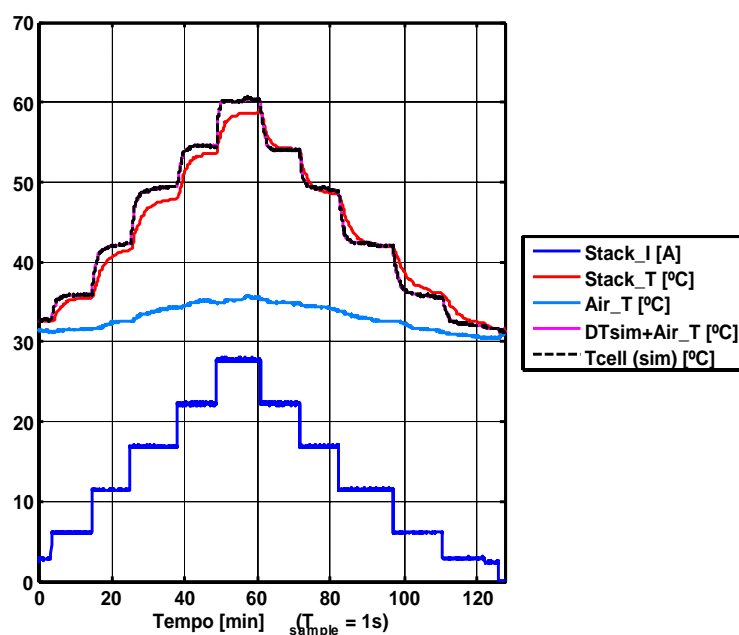


Figura 4.10 – Comparação entre temperatura da célula medida ( $Stack\_T$ ) e simulada ( $T_{cell}$ ) com modelo digitalizado, utilizando parâmetros variáveis com a corrente.

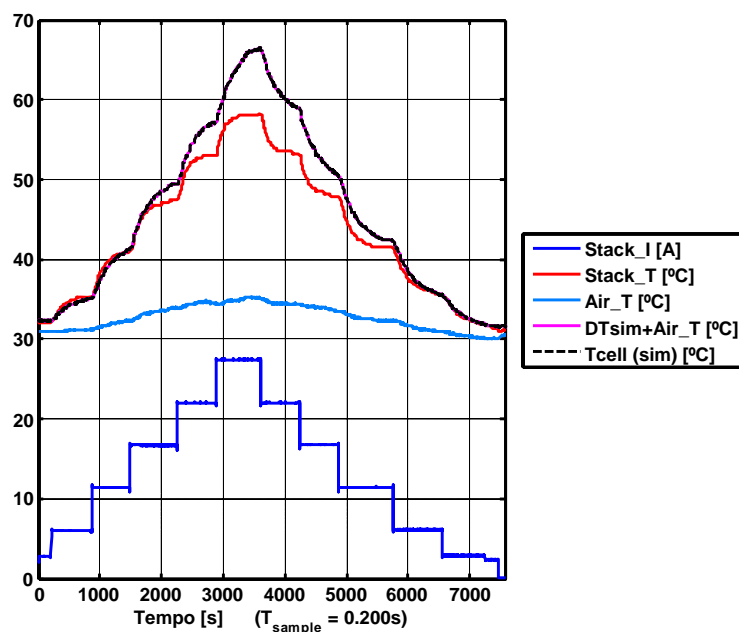


Figura 4.11 – Comparação entre temperatura da célula medida ( $Stack\_T$ ) e simulada ( $T_{cell}$ ) utilizando a média dos parâmetros dos modelos digitalizados.

A simulação com parâmetros variáveis aproximou-se melhor em relação à amplitude da resposta de temperatura, necessitando ainda de ajustes na resposta dinâmica.

#### 4.1.4 Otimização do modelo

Foi elaborado um programa no Matlab para otimizar os parâmetros através da função *Simulated Annealing* (do Matlab), com parâmetros iniciais iguais aos parâmetros médios. Para a utilização desta função, deve-se definir o protótipo da função a ser otimizada, que neste caso é a Equação 4.2, reescrita abaixo como Equação 4.4 em função do instante de amostragem  $kT$ , cujos parâmetros são as constantes  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $b_1$ ,  $b_2$  e  $n_d$ .

$$y_{(kT)} = b_1 u_{(kT-nd)} + b_2 u_{(kT-1-nd)} - a_1 y_{(kT-1)} - a_2 y_{(kT-2)} \quad (4.4)$$

O algoritmo procura então o mínimo da função objetiva  $f_{(X)}$ , sendo  $X$  o vetor de parâmetros da Equação 4.4 ( $X = [a1 \ a2 \ b1 \ b2 \ nd]$ ):

$$f_{(X)} = \sqrt{E_{(X)}^T E_{(X)}} \quad (4.5)$$

Onde  $E_{(X)}$  representa o vetor de erro entre os valores reais de temperatura ( $T_{(kT)}$ ) e os valores calculados pela Equação 4.4 ( $y_{(kT)}$ ), nos instantes amostrados, sendo  $E_{(X)}^T$  a respectiva matriz transposta:

$$E_{(X)} = T_{(kT)} - y_{(kT)} \quad (4.6)$$

Ao utilizar a função “simulannealbnd” do Matlab, devem ser repassados a função objetiva e o vetor inicial de parâmetros, além dos limites inferiores e superiores para os parâmetros. Cada execução do programa retorna um novo vetor de parâmetros  $X$  que minimiza a função objetiva.

Após a primeira execução do programa, os parâmetros (TABELA 13) não ajustaram todos os patamares de temperatura, conforme pode ser observado na Figura 4.12.

Uma segunda execução, com valores iniciais iguais aos encontrados após a primeira otimização, permitiu a obtenção de curvas que aproximaram a temperatura medida em todos os patamares. Este resultado também é apresentado na Figura 4.12, pela linha tracejada que se superpõe à curva da temperatura medida. Os valores dos parâmetros do modelo após a segunda otimização são apresentados na TABELA 14.

Em todas as simulações, os valores da temperatura medida ao final de um patamar foram utilizados como valores iniciais do modelo para o patamar seguinte, tanto nos degraus de corrente crescentes como nos decrescentes. Para melhor clareza da resposta

do modelo, a comparação entre a temperatura medida e aquela obtida pela simulação do modelo final otimizado é apresentada na Figura 4.13.

TABELA 13  
Variação dos parâmetros da função discretizada de 2ª ordem  
em função da corrente de entrada da célula

Degrau de corrente	$a_1$	$a_2$	$b_1$	$b_2$	$n_d$
0 a 5	-0,5788	-0,4195	-0,0013	0,0015	10
5 a 10	-0,5839	-0,4141	0,0002	-0,0001	10
10 a 15	-0,5807	-0,4176	-0,0004	0,0005	10
15 a 20	-0,5791	-0,4187	0,0018	-0,0017	10
20 a 25	-0,5811	-0,4163	0,0010	-0,0009	10
25 a 20	-0,3483	-0,6386	-0,0052	0,0061	10
20 a 15	-0,5790	-0,4188	-0,0000	0,0002	10
15 a 10	-0,5748	-0,4235	0,0032	-0,0030	10
10 a 5	-0,0092	-0,2124	0,0194	0,0612	8
5 a 0	-0,3488	-0,5114	0,1147	-0,0934	8

Nota:  $y(t) + a_1 y(t-1) + a_2 y(t-2) = b_1 u(t-1-n_d) + b_2 u(t-2-n_d)$

onde  $n_d$  = número de intervalos  $T_d$  de atraso.

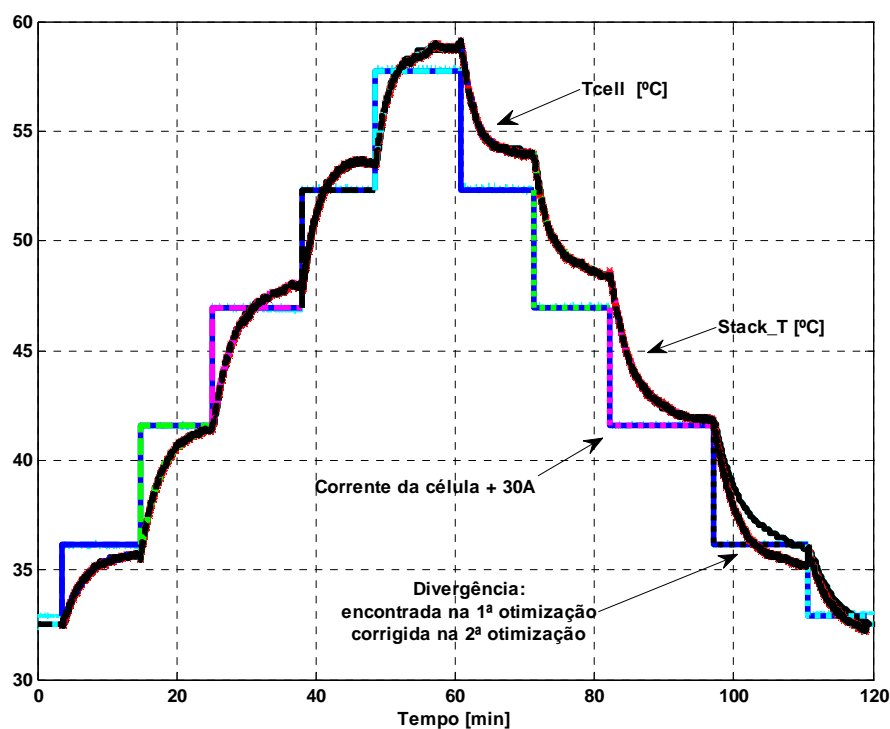


Figura 4.12 – Comparação entre temperatura da célula medida (Stack\_T) e simulada (Tcell) com modelo digitalizado, utilizando os parâmetros variáveis com a subida e descida da corrente, após otimizações do modelo.

TABELA 14  
Variação dos parâmetros da função discretizada de 2ª ordem  
em função da corrente de entrada da célula

Degrau de corrente	$a_1$	$a_2$	$b_1$	$b_2$	$n_d$
0 a 5	-0,5787	-0,4195	-0,0013	0,0014	10
5 a 10	-0,5839	-0,4141	0,0002	-0,0001	10
10 a 15	-0,5807	-0,4176	-0,0004	0,0005	10
15 a 20	-0,5791	-0,4187	0,0018	-0,0017	10
20 a 25	-0,5811	-0,4163	0,0010	-0,0009	10
25 a 20	-0,5812	-0,4152	0,0007	-0,0004	10
20 a 15	-0,5784	-0,4195	0,0019	-0,0017	10
15 a 10	-0,5794	-0,4190	-0,0005	0,0007	10
10 a 5	-0,5829	-0,4156	0,0011	-0,0010	10
5 a 0	-0,5733	-0,4254	0,0072	-0,0071	10

Nota:  $y_{(t)} + a_1 y_{(t-1)} + a_2 y_{(t-2)} = b_1 u_{(t-1-n_d)} + b_2 u_{(t-2-n_d)}$ , onde  $n_d$  = número de intervalos  $T_d$  de atraso.

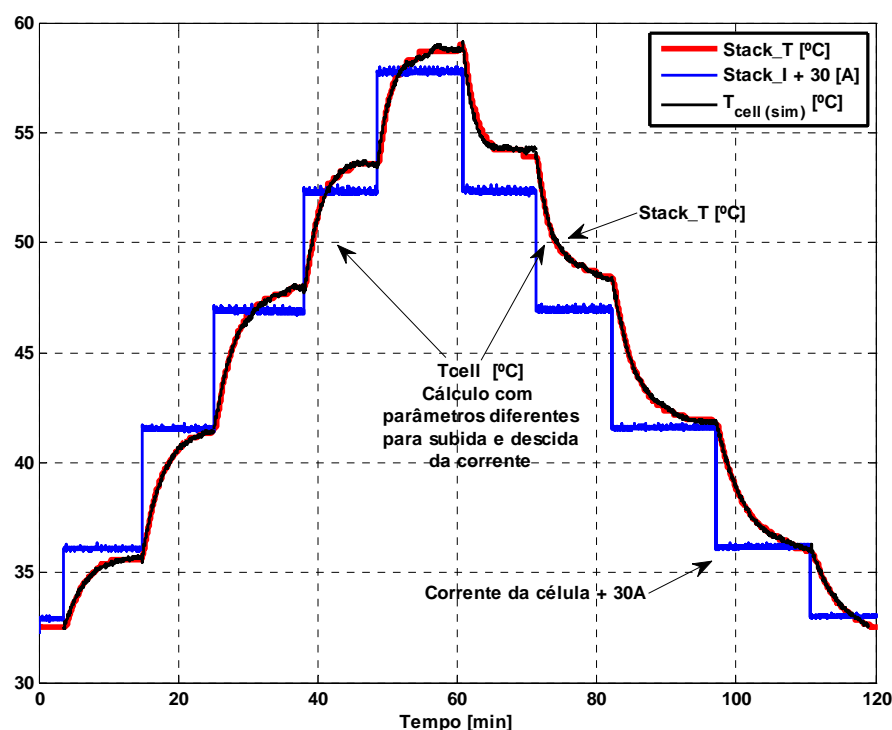


Figura 4.13 – Comparação entre temperatura da célula medida (Stack\_T) e simulada (Tcell) com modelo digitalizado, utilizando os parâmetros variáveis com a subida e descida da corrente, após a otimização final.

Os parâmetros devem ser considerados diferentes para a subida e a descida da corrente, pois o sistema tem comportamento diferente nas duas situações, mesmo para valores de corrente semelhantes, visto que é mais fácil o aquecimento que o resfriamento da célula. Além disso, a ventoinha responsável pelo resfriamento da célula aumenta o fluxo de ar quando a temperatura aumenta, em contrapartida, quando a temperatura diminui o fluxo de ar também diminui, resultando em um resfriamento mais lento.

A Figura 4.14 mostra uma simulação considerando os mesmos valores de parâmetros para valores de corrente semelhantes, onde os mesmos parâmetros utilizados na subida da corrente são repetidos para o cálculo da temperatura na descida da corrente. Nesta figura pode ser observado que o comportamento da temperatura na descida da corrente difere do comportamento real da temperatura da célula.

O modelo temperatura determinado nesta seção pode então ser inserido no modelo de simulação da célula a combustível, acrescentando a este último as variações de temperatura interna da célula com a corrente solicitada em seus terminais. Tal modelo será apresentado na próxima seção.

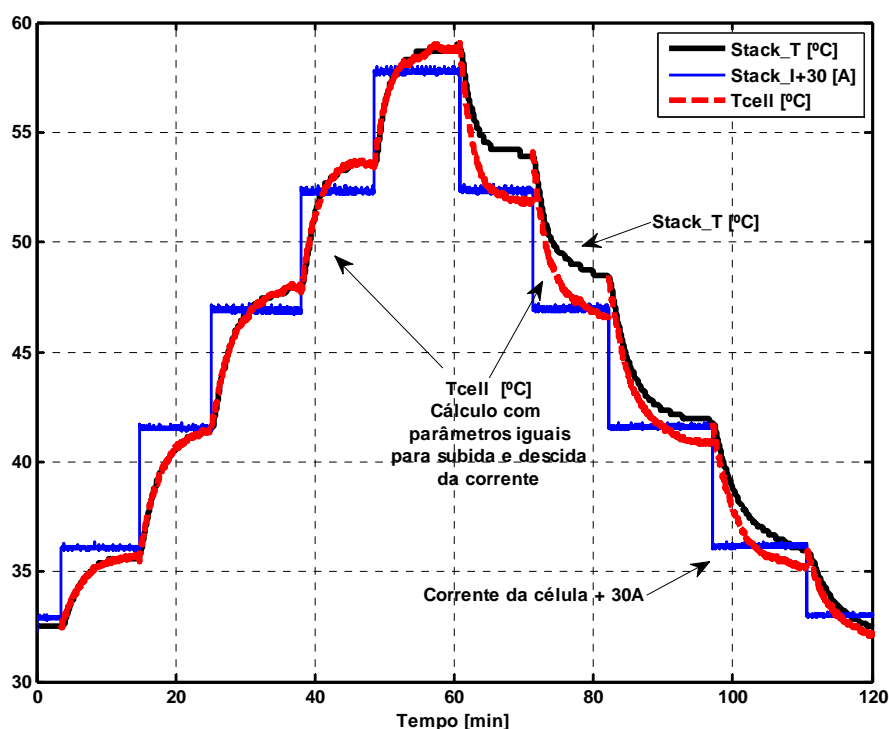


Figura 4.14 – Comparação entre temperatura da célula medida (Stack\_T) e simulada (Tcell) com modelo digitalizado, utilizando os parâmetros variáveis com a corrente, considerando mesmos valores de parâmetros para valores de corrente semelhante na subida e na descida.

## 4.2 Simulação incluindo o modelo de temperatura

As equações que descrevem as variações de temperatura da célula a combustível em função da corrente solicitada em seus terminais são agora inseridas no modelo de simulação da célula.

O circuito de teste do modelo de temperatura, inserido no *software* PSIM em um bloco de programação em linguagem *C* intitulado *FC\_Temp*, é apresentado no Apêndice C, onde as variáveis medidas da célula a combustível são lidas em arquivos para comparação da resposta do modelo de temperatura.

Os resultados de variação de temperatura da célula a combustível, utilizados na verificação do modelo de simulação, foram obtidos de testes realizados com uma taxa de amostragem de 0,2s. Sendo assim, os parâmetros do modelo foram alterados para refletir o ganho correspondente do sistema para esta nova taxa. Os valores dos parâmetros utilizados na simulação são apresentados no Apêndice C, juntamente com o programa inserido no do bloco *FC\_Temp*.

Na Figura 4.15 é apresentado o circuito de simulação da célula a combustível, representada pelo bloco FC, detalhado na Figura 4.16. Os parâmetros da célula e a temperatura ambiente são variáveis de entrada bloco FC, que fornece a tensão e corrente da célula e a temperatura interna como variáveis de saída. As variáveis medidas da célula a combustível, lidas em arquivos, são representadas por *Stack\_I* (corrente da célula), *Stack\_V* (tensão da célula), *Air\_T* (temperatura do ar no entorno da célula) e *Stack\_T* (temperatura interna da célula). Para fins de comparação entre as variáveis calculadas pelo simulador com os valores medidos, a corrente medida da célula passa por um bloco matemático (*m*) que calcula a corrente solicitada na célula (*Inet*), necessária para gerar a mesma corrente interna no modelo da célula a combustível (*Icell*). A variável *Tamb* simula a variação da temperatura no entorno da célula, causada pela variação da temperatura interna da célula (*Tcell*).





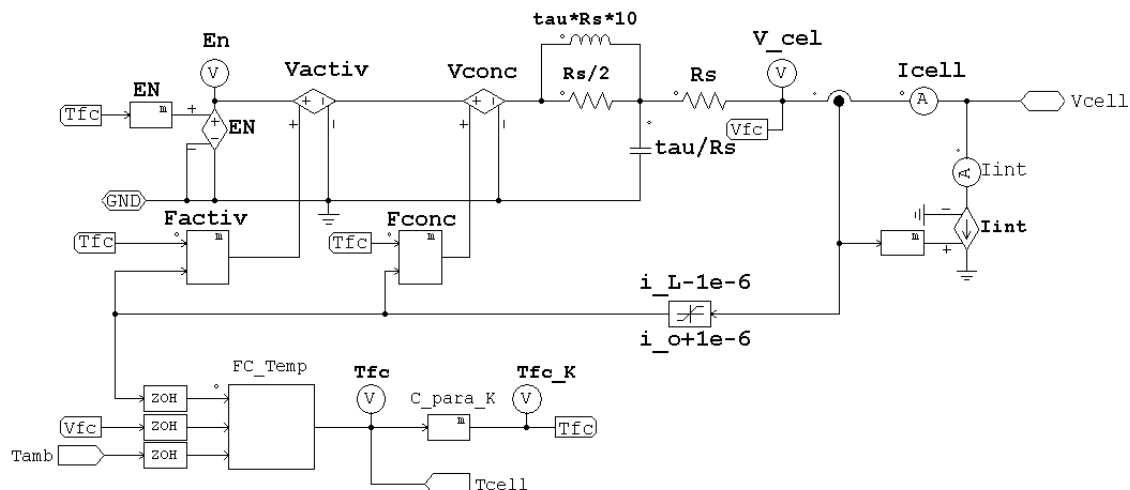


Figura 4.16 – Modelo de simulação da célula a combustível, incluindo o modelo de temperatura.

A temperatura gerada pelo modelo (Tcell) é apresentada na Figura 4.17 juntamente com a temperatura medida da célula (Stack\_T), bem como a temperatura ambiente medida (Air\_T) e simulada (Tamb), obtida através de uma amostra da temperatura gerada pelo modelo somada ao valor inicial medido da temperatura ambiente. Nota-se na figura uma boa aproximação entre a curva de temperatura simulada daquela medida na célula. As divergências podem ser justificadas pelas aproximações neste tipo de simulação, principalmente pelo fato da temperatura no entorno da célula ser simulada, sendo divergente da temperatura ambiente medida, além da diferença entre o valor simulado e o valor medido da corrente interna da célula, como pode ser observado na Figura 4.18.

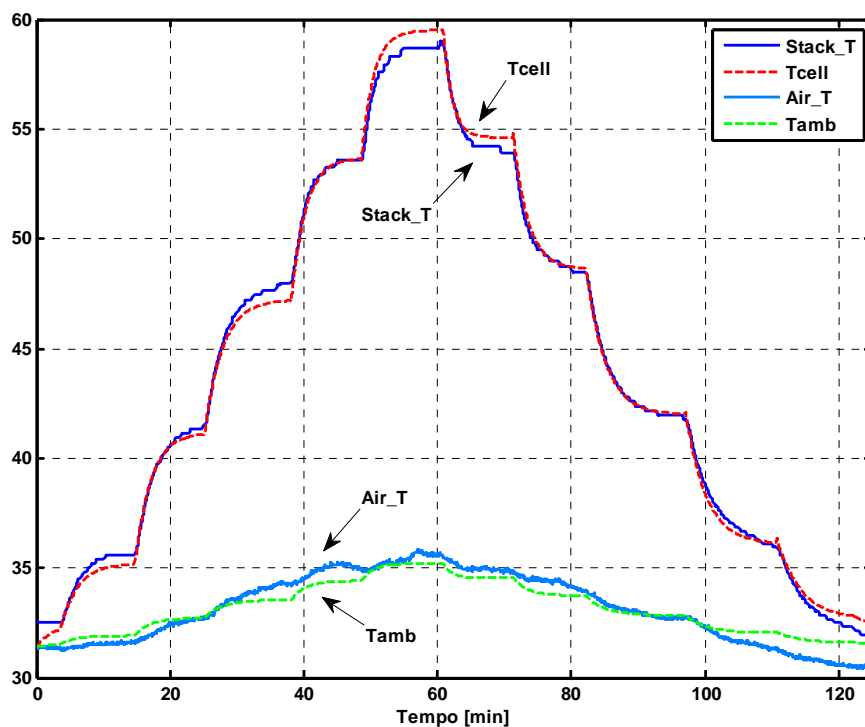


Figura 4.17 – Comparação entre temperatura da célula medida (Stack\_T) e simulada (Tcell) através do *software* PSIM, incluindo simulação de variação da temperatura ambiente (Tamb) comparada com a temperatura ambiente medida (Air\_T).

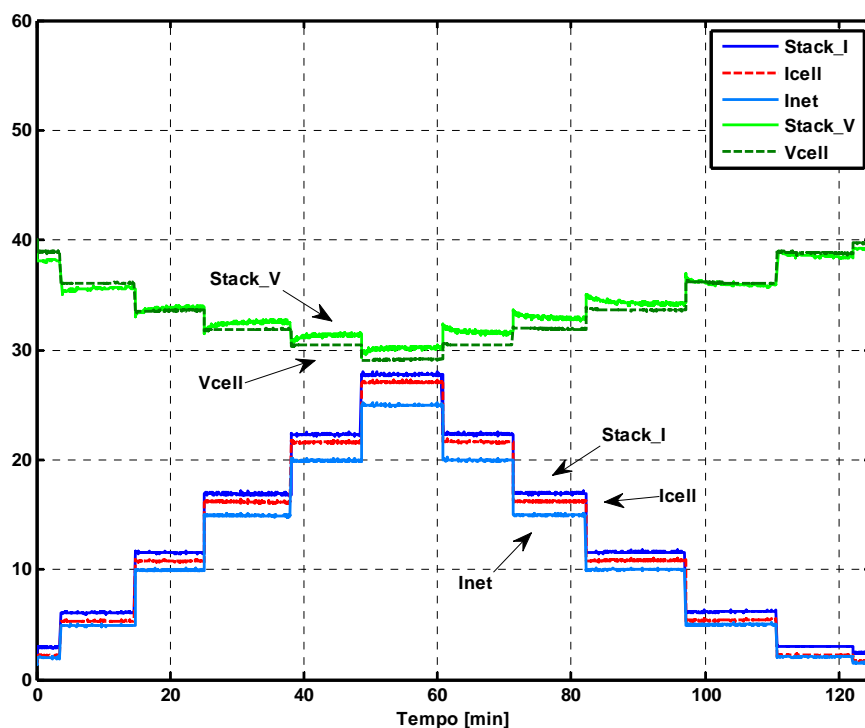


Figura 4.18 – Comparação entre variáveis medidas da célula a combustível e obtidas por simulação através do *software* PSIM, incluindo o modelo de temperatura: corrente medida (Stack\_I); tensão medida (Stack\_V); correntes simuladas (Icell e Inet); tensão simulada (Vcell).

### 4.3 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados ensaios mostrando a variação da temperatura interna da célula em função da corrente solicitada em seus terminais e a variação de tensão decorrente deste aumento de temperatura.

Foi obtido um modelo relacionando a variação de temperatura com a corrente solicitada nos terminais da célula a combustível, através de testes com sinais binários pseudo-aleatórios (PRBS), e otimizado pelo método *simulated annealing*.

O modelo representou de forma correta a elevação e a redução da temperatura interna, levando em conta que os parâmetros do modelo de temperatura são ligeiramente diferentes, na elevação e na redução da temperatura da célula.

Este modelo de temperatura foi incorporado no modelo de simulação da célula a combustível, levantado no Capítulo 2, apresentando resultados satisfatórios, aproximando bem a dinâmica de variação da temperatura interna da célula com a corrente exigida em seus terminais.

No capítulo seguinte serão apresentados os resultados experimentais de conexão inversor-rede e injeção de energia da célula a combustível na rede da concessionária de energia.

## 5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA INJEÇÃO DE ENERGIA DA CÉLULA A COMBUSTÍVEL NA REDE ELÉTRICA

### 5.1 Descrição da montagem para injeção de energia da célula a combustível na rede

A Figura 5.1 mostra a montagem utilizada nos testes de conexão inversor-rede e injeção de energia da célula a combustível na rede da concessionária de energia, consistindo de um inversor PWM monofásico, um conversor CC-CC elevador e uma célula a combustível Nexa de 1,2 kW como fonte de energia primária. O inversor é constituído de módulo Semikron e filtro LC, contadores auxiliares para retirada do resistor de *inrush* e para conexão com a rede, conforme pode ser visto na Figura 5.2. O conversor CC-CC elevador é composto de uma ponte completa (*full-bridge*), com dois transformadores de isolamento, com primários em paralelo e secundários em série, devido à alta corrente de entrada e da alta tensão de saída, cada secundário tem um conjunto retificador + filtro LC cujas saídas são somadas para a obtenção da tensão CC de saída, como destacado na Figura 5.3.

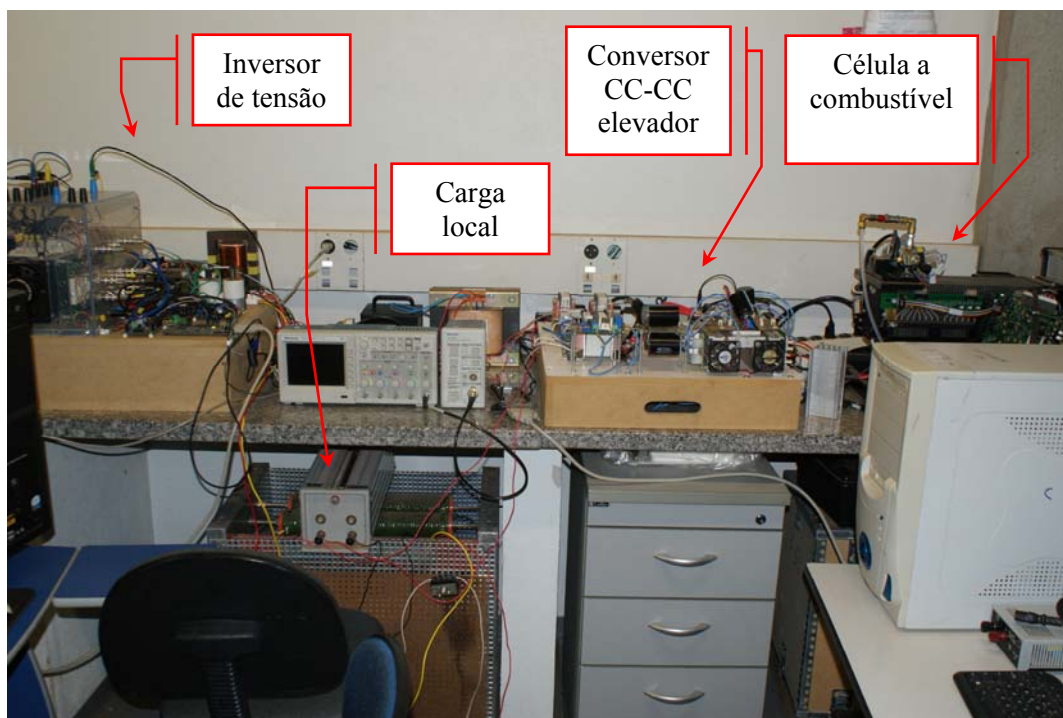


Figura 5.1 – Montagem para conexão inversor-rede e injeção de energia da célula a combustível à rede de energia elétrica.

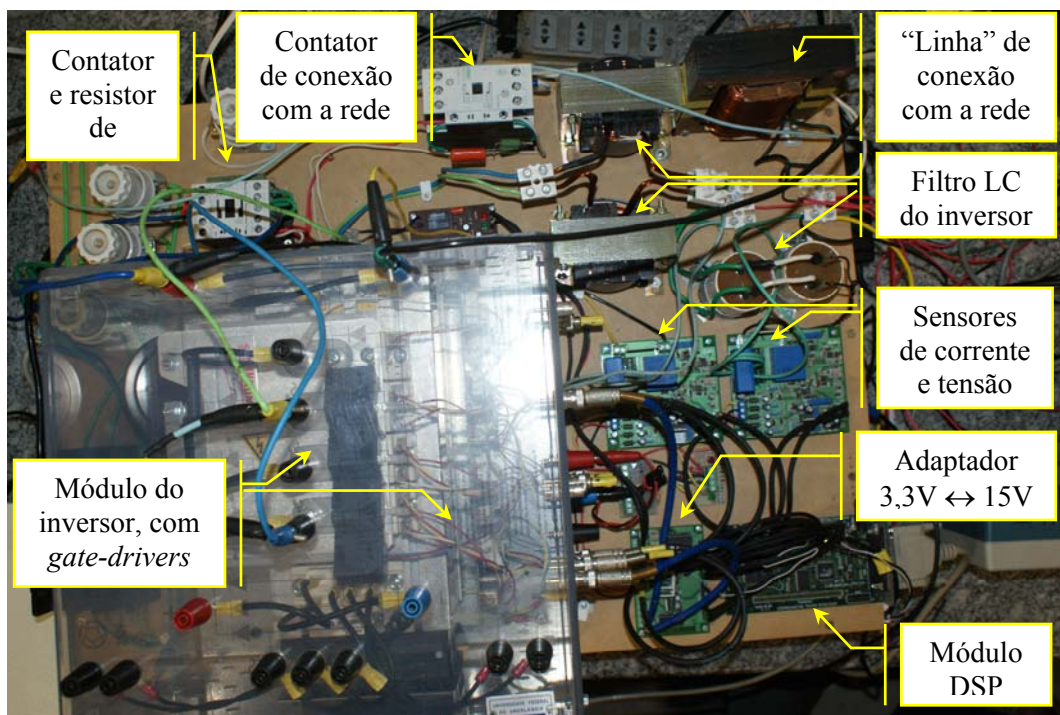


Figura 5.2 – Inversor PWM senoidal utilizado nos testes de injeção de potência na rede.

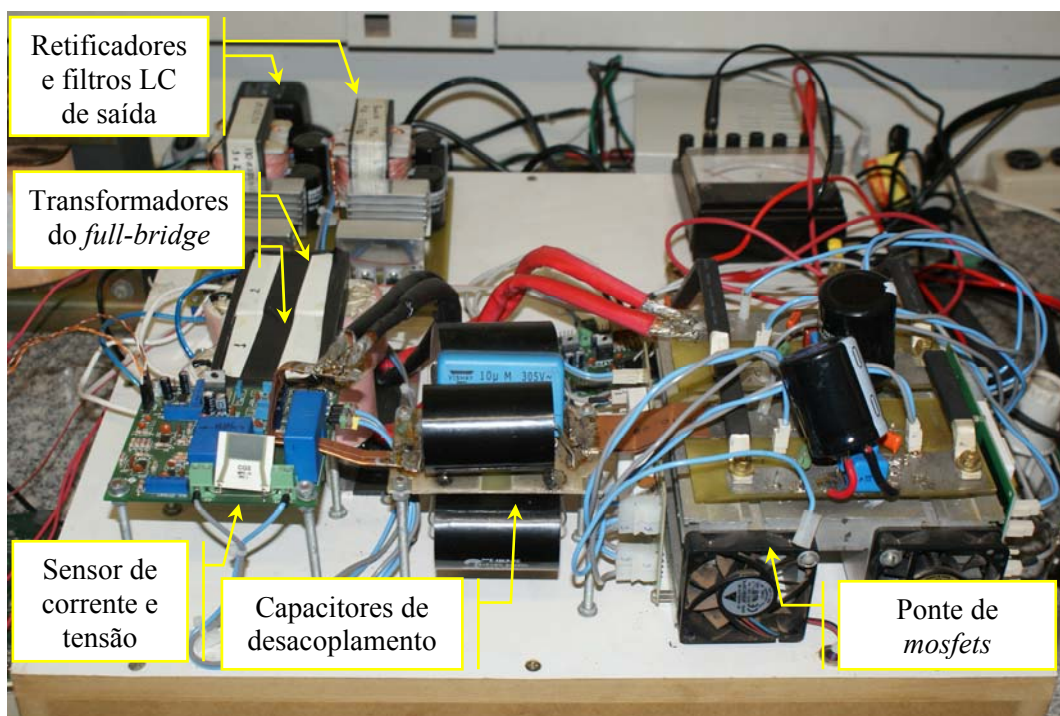


Figura 5.3 – Conversor CC-CC responsável pela elevação do nível de tensão da célula a combustível.

## 5.2 Descrição do circuito inversor

O circuito de potência e medição para testes de conexão do inversor à rede elétrica é apresentado na Figura 5.4. Pode-se notar que nesta fase inicial de testes, a potência injetada na rede é retirada da própria e, sendo assim, do ponto de vista da rede, devido às perdas do circuito, uma pequena quantidade de energia é retirada.

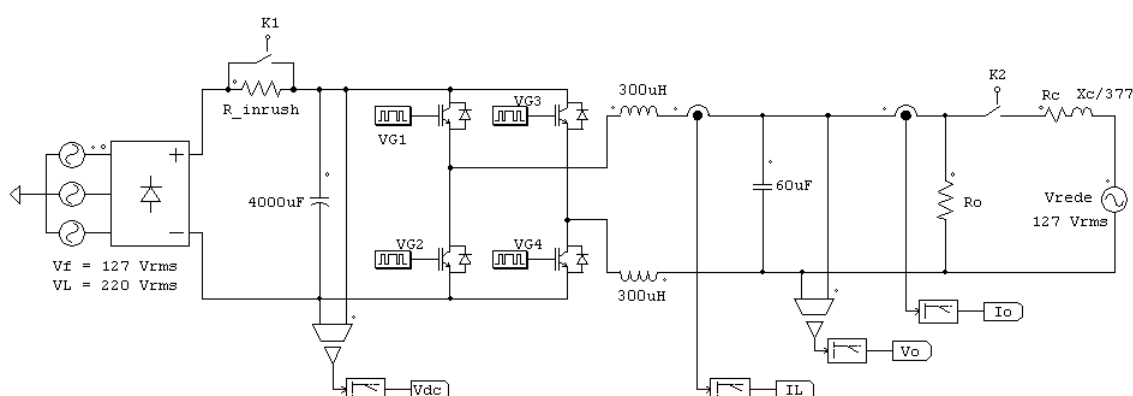


Figura 5.4 – Circuito de potência e medição para testes de conexão do inversor à rede elétrica.

Os *Gate-Drivers* utilizados no módulo inversor *IGBT Power Electronics Teaching System* apresentam um tempo morto fixo de  $3,3 \mu\text{s}$ , assim, visando a redução da influência deste tempo no período de chaveamento, foi escolhida uma frequência de chaveamento de 15 kHz (SARGOS, 2008).

## 5.3 Software de controle

Nesta seção é apresentado o *software* de controle do inversor, implementado em ponto-fixado em uma plataforma com DSP TMS320F2812. O fluxograma do programa de controle do inversor é apresentado no Apêndice B.

As partes do programa responsáveis pelo sincronismo do inversor com a rede (*PLL*), pelo controle das malhas de tensão e corrente e pelo cálculo das potências ativa e reativa são apresentadas a seguir.

### 5.3.1 Algoritmo de sincronismo com a rede (PLL)

O algoritmo de sincronismo do inversor com a rede (PLL) foi baseado no circuito da Figura 5.5. No esquema apresentado, a tensão de entrada multiplicada pela tensão em quadratura do VCO (*Voltage Controlled Oscillator*) é aplicada a um filtro passa-baixas e, em seguida, a um bloco Proporcional+Integral (PI). Este bloco PI funciona como um controlador com uma referência nula, fazendo com que o resultado da multiplicação da tensão de entrada pela tensão em quadratura do VCO apresente valor médio nulo em regime permanente. Por conseguinte, a tensão de saída do PLL (tensão em eixo direto) estará em fase com a tensão de entrada. O bloco limitador é utilizado para que a frequência do PLL não se afaste da frequência central durante o transitório de sincronismo.

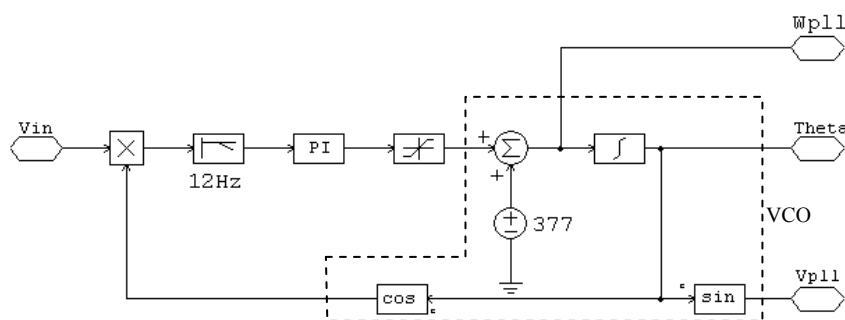


Figura 5.5 – Esquema representativo do algoritmo PLL utilizado no programa de controle do inversor.

### 5.3.2 Malhas de tensão e corrente

Diferentemente dos trabalhos apresentados por Rezende (2008) e Braga (2009), onde as aplicações consistiam em inversores com frequência fixa cuja tensão de referência era gravada em uma tabela, neste trabalho a frequência e fase do inversor são variáveis, sendo necessário o cálculo da referência em tempo real. Desta forma, uma função gera a tensão de referência ( $V_{ref}$ ) através da multiplicação da tensão de pico ( $V_{rp}$ ) com o seno da fase do inversor ( $\delta_{inv}$ ). A fase do inversor é resultado da soma da fase  $\delta_l$  definida pela característica  $P \times \omega$  e da fase  $\delta_2$  proporcional à variação de potência ativa. Por sua vez, a tensão de pico de referência é definida pela característica  $Q \times V$ .

Quando da conexão com a rede, a tensão  $V_{ref}$  é definida pelo algoritmo PLL, sendo assim sincronizada com a rede. No momento em que é dado o comando para o



inversor injetar potência na rede, a tensão de referência passa a ser definida pelas características de potência (*droop*), substituindo a tensão de sincronismo do *PLL* ( $V_{PLL}$ ). Neste instante são acionadas as chaves do inversor, que até então estavam desabilitadas.

As malhas de tensão e corrente são apresentadas na Figura 5.6, com controlador tipo Proporcional+Integral (PI) para a malha de tensão e controlador proporcional para a malha de corrente (P2). Pode-se observar que a referência da malha de corrente é gerada pela malha de tensão, cujo valor passa por um limitador (*LIM1*), caracterizando uma proteção natural contra curto-circuito na saída do inversor. Nesta figura também pode ser observado uma realimentação da tensão de saída do inversor ( $V_o$ ), utilizada para desacoplar a tensão de saída proposta por Ryan *et al.* (1997). Como resultado deste desacoplamento apenas um controlador proporcional (P2) é suficiente para a malha de corrente (RYAN *et al.*, 1997; SANTOS FILHO, 2009). Por fim, após um limitador (*LIM2*), o qual determina um índice de modulação máximo de 95% e mínimo de 5%, o sinal de comparação é aplicado ao bloco *PWM* do *DSP*, gerando os pulsos de gatilho para as chaves do inversor.

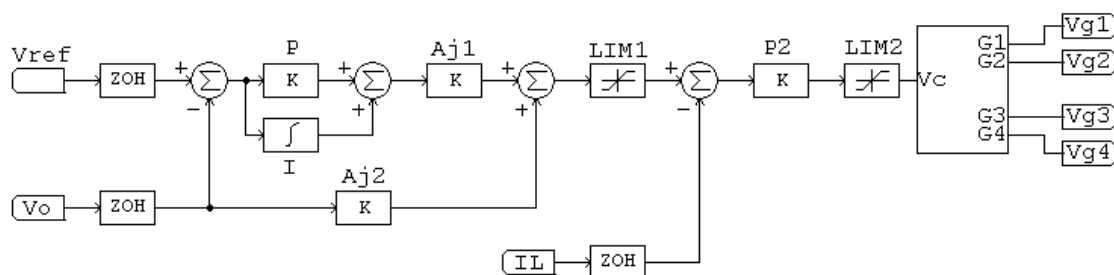


Figura 5.6 – Representação das malhas de controle da tensão do inversor  $V_o$  e da corrente no indutor  $I_L$ , com desacoplamento da tensão de saída.

### 5.3.3 Considerações sobre a medição de potência reativa

Durante a fase inicial de testes para medição de potência ativa e reativa, constatou-se um erro na medição da potência reativa, o qual foi atribuído ao defasamento entre a tensão de saída e a tensão de referência do inversor, conforme pode ser visto na Figura 5.7. Apesar de pequeno, da ordem de  $400\mu s$ , este defasamento causava um erro considerável na medição da potência reativa, pois a tensão utilizada para o cálculo da potência reativa é a tensão em quadratura da referência gerada pelo DSP. Tal erro não se aplica à potência ativa, pois para tal utiliza-se a própria tensão medida na saída do inversor.

Para sanar este erro, foi inserida uma compensação do defasamento entre as tensões. O defasamento estimado foi de  $0,1508 \text{ rad}$ , correspondendo a um atraso médio de  $400 \mu\text{s}$ . Desta forma, a tensão em quadratura ( $v_{quad}$ ) foi calculada na forma da Equação 5.1, onde  $v_{r\_p}$  é a tensão de pico e  $\delta_{inv}$  o ângulo de referência para o inversor.

$$v_{quad} = v_{r\_p} \cos(\delta_{inv} - 0,1508) \quad (5.1)$$

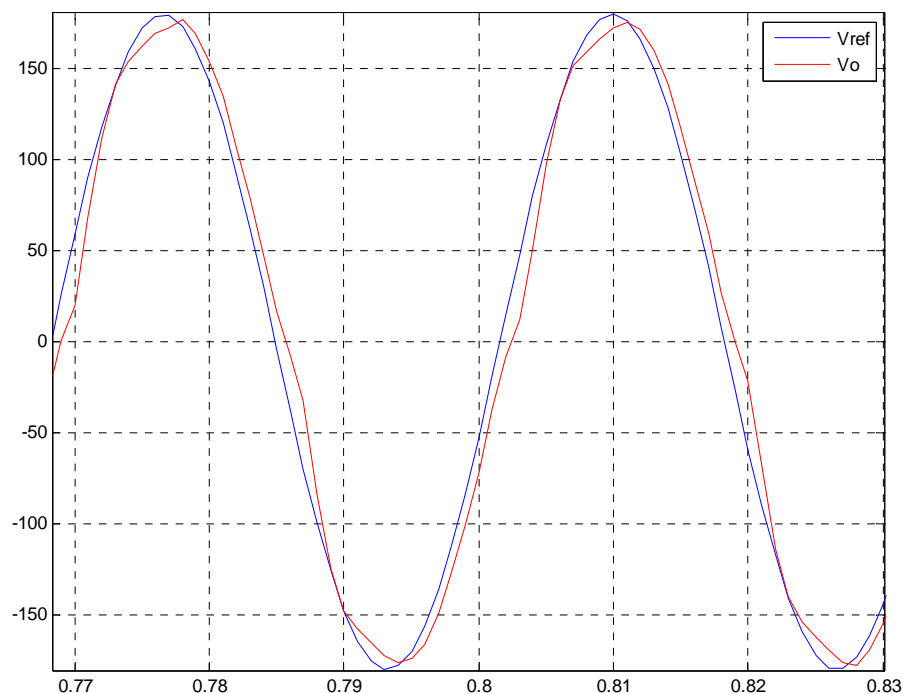


Figura 5.7 – Defasamento entre tensão de referência e tensão de saída do inversor.

Para verificar o algoritmo de cálculo de potência implementado no DSP, uma tensão de referência de  $127 \text{ V}_{\text{rms}}$  foi definida para o inversor, cuja saída foi aplicada a uma carga RL série, com resistência de  $17,5 \Omega$  e indutância de  $11,6 \text{ mH}$  ( $Z_o = 17,5 + j 4,4 \Omega$ ). A potência teórica para esta carga é de  $867,5 \text{ W}$  e  $216,8 \text{ VAR}$ , entretanto, antes da compensação do defasamento as potências ativa e reativa calculadas pelo DSP foram de  $850 \text{ W}$  e  $392 \text{ VAR}$ , respectivamente. Após a compensação os resultados obtidos foram  $850 \text{ W}$  e  $225 \text{ VAR}$ , cujo valor de potência reativa foi bem mais próximo do esperado. O valor da potência ativa não alterou, pois no seu cálculo é utilizada a tensão medida na saída e não a tensão de referência em quadratura como na obtenção da potência reativa.

A Figura 5.8 mostra o erro observado na medição da potência reativa, antes ( $Q_{o\_dsp}$ ) e depois da compensação do defasamento ( $Q_{o\_comp}$ ).

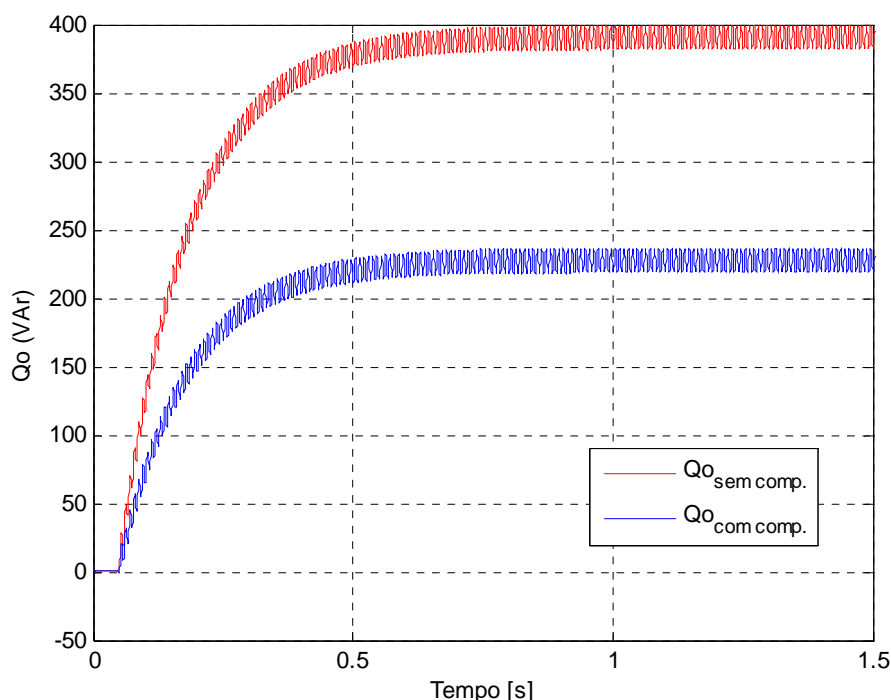


Figura 5.8 – Compensação do defasamento no cálculo do reativo, para uma carga com potência reativa teórica de 217 VAR.

#### 5.4 Circuito completo para conexão inversor-rede

O esquema representativo do circuito e controle para conexão inversor-rede é apresentado na Figura 5.9. A comunicação entre computador e *DSP* é feita através da porta serial, por onde são enviados os comandos e recebidos os dados que indicam o estado de funcionamento do inversor. Os contadores *K1* e *K2* são comandados pelo *DSP* através de relés e circuitos adaptadores de níveis de sinais digitais (3,3V para 15V e 15V para 3,3V), descritos no Anexo A. As correntes e tensões são medidas através de circuitos com sensores *hall*, filtros *anti-aliasing* e circuitos condicionadores de sinal, também descritos no Anexo A, antes de serem aplicadas ao conversor A/D interno do *DSP*.

Alguns dos comandos enviados ao *DSP* são: ligar/desligar o contator de *inrush* (*K1*); ligar/desligar o contator de conexão com a rede (*K2*); alteração dos valores de potência para os testes de conexão com a rede; iniciar a injeção de potência na rede, alterando a referência de tensão do *PLL* para o *droop* e habilitando o acionamento dos módulos IGBTs pelo circuito *PWM* do *DSP*.

Na fase inicial dos testes de conexão com a rede, a tensão do barramento CC foi obtida da própria rede, através de um *varivolt* trifásico conectado a um módulo retificador trifásico SKD 51, sendo estabelecida em 311 V.

Na fase de testes de injeção real de potência, retirada da célula a combustível, a tensão nominal do barramento CC foi de 380 V, sendo alcançada através de um conversor CC-CC elevador (*full-bridge*).

No início de cada teste, os braços IGBTs do inversor estão desabilitados, o contator de *inrush* K1 está aberto, assim como o contator de conexão com a rede K2. Desta forma, a tensão do barramento CC pode ser estabelecida e, em seguida, é enviado um comando para acionar o contator K1 e retirar o resistor de *inrush* do circuito. Também são definidos os valores de potência ativa e reativa de equilíbrio a serem utilizados no teste.

No passo seguinte, é enviado o comando para conexão com a rede, acionando o contator K2. Em consequência, a rede passa a alimentar a carga local do inversor e o capacitor de saída do inversor, que neste momento atua como carga reativa para a rede.

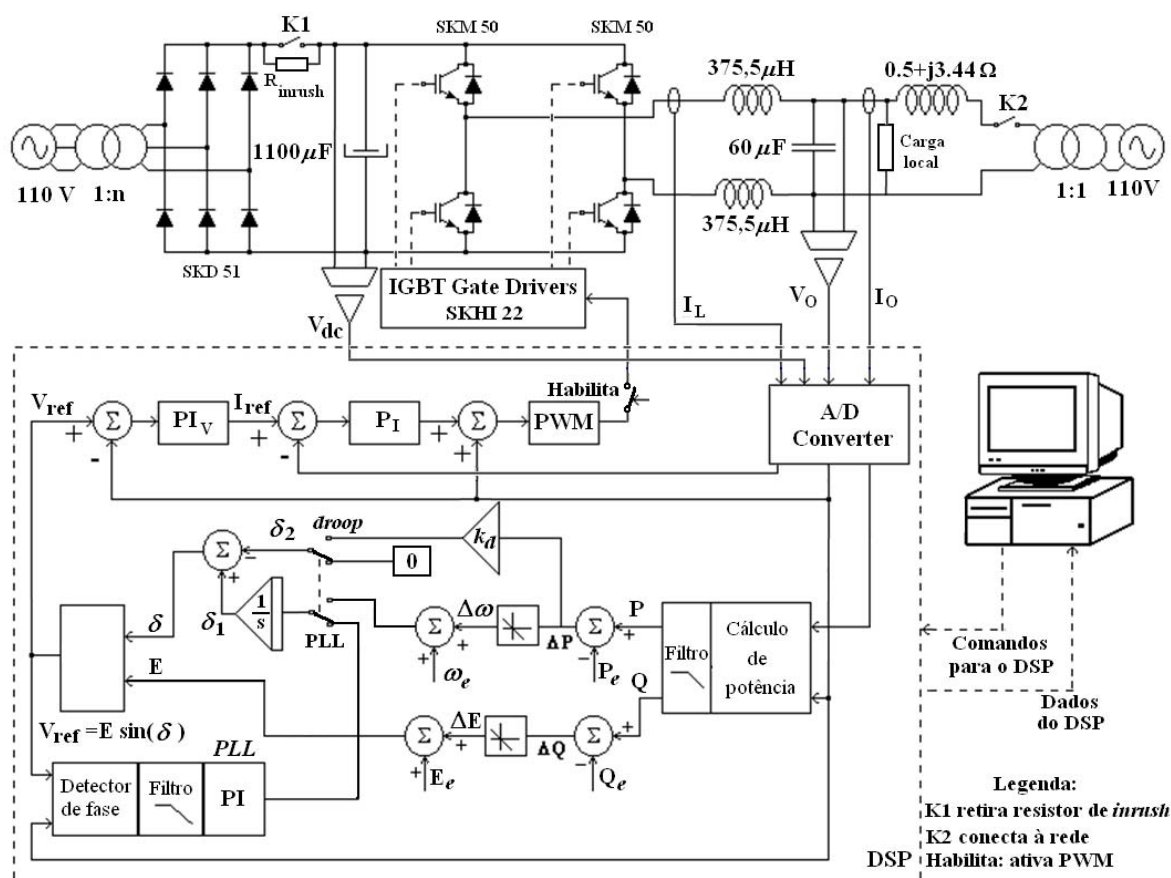


Figura 5.9 – Circuito e esquema de controle para conexão inversor-rede.

A tensão aplicada inicialmente pela rede no capacitor de saída do inversor é medida pelo *DSP* e utilizada pelo algoritmo *PLL*, estabelecendo uma referência interna de tensão em sincronismo com a tensão da rede. Somente após o sincronismo é permitida a ativação dos módulos IGBTs, alterando a geração da tensão de referência do *PLL* para o controle baseado nas características (*droop*): potência ativa  $\times$  frequência; potência reativa  $\times$  tensão.

Cada teste tem o tempo de duração pré-definido, bem como as variações entre os patamares de potência, com o objetivo de gravar as variáveis de interesse. Para os testes de injeção de potência onde a célula a combustível é utilizada como fonte de energia primária, um sinal para sincronismo auxilia a superposição das curvas geradas pelo *DSP* com a corrente da célula a combustível medida por um osciloscópio, para fins de documentação.

Ao término de cada teste, o *DSP* envia dados para armazenamento em arquivos individuais pelo *software* de programação e supervisão do *DSP* (*Code Composer Studio* da *Texas Instruments*) para análise posterior, tais como: tensão do barramento CC ( $V_{dc}$ ); tensão de saída do inversor ( $V_o$ ); tensão de referência (valor de pico  $V_{rp}$  – e valor instantâneo  $V_{ref}$ ); corrente do indutor do filtro ( $I_L$ ); corrente de saída do inversor ( $I_o$ ); frequência do *droop* ( $\omega$ ); fase do *droop* ( $\delta_I$ ); ângulo de fase extra ( $\delta_2$ ); potência ativa ( $P_o$ ) e potência reativa ( $Q_o$ ).

## 5.5 Comparação do modelo com resultados experimentais

Resultados experimentais são apresentados a seguir, em comparação com o modelo por espaço de estados proposto aqui, com e sem o ganho  $k_d$  da malha adicional de realimentação das oscilações de potência na fase proposta por Paiva (2005, 2206 e 2009). Assim como no trabalho de Paiva, os resultados práticos não acompanham ponto a ponto o modelo por Espaço de Estados desenvolvido neste trabalho, devido a diferenças entre os parâmetros utilizados no modelo e na simulação com os parâmetros reais do sistema, entretanto os resultados apresentam dinâmica semelhante.

Os resultados experimentais apresentados nesta seção visam à comparação com o modelo proposto e a verificação do desempenho dinâmico do controle do fluxo de potência, não sendo a injeção de potência o foco principal, no presente momento. Neste

sentido, para estes ensaios, o elo CC do inversor foi gerado a partir de um retificador trifásico com filtro capacitivo.

No inversor montado no Laboratório de Eletrônica de Potência da Universidade Federal de Uberlândia foram utilizados os seguintes parâmetros:

- Indutor do filtro de saída:  $L_f = 751 \mu\text{H}$
- Capacitor do filtro de saída:  $C_f = 60 \mu\text{F}$
- Frequência de chaveamento do inversor:  $F_{\text{chav}} = 15 \text{ kHz}$
- Frequência de amostragem:  $F_{\text{pwm}} = 30 \text{ kHz}$

Os dados utilizados nos experimentos desta seção são apresentados na TABELA 16. Os experimentos foram realizados para  $k_d = 0$  e  $k_d = 0,001$ .

TABELA 16  
Parâmetros e valores de equilíbrio usados nos experimentos com o inversor

Símbolo	Descrição	Valores	Unidade
$Z$	Impedância de linha	$0,60 + j 4,18$	$\Omega$
$\omega_e$	Frequência do barramento CA	377	rad/s
$\omega_f$	Frequência de corte dos filtros	7,54	rad/s
$P_e$	Potência ativa do inversor	500	W
$Q_e$	Potência reativa do inversor	0	VAr
$V$	Tensão do barramento CA	128,0	$V_{\text{rms}}$
$E$	Tensão de saída do inversor	129,3	$V_{\text{rms}}$
$\delta$	Ângulo de carga entre inversor e barramento	0,1266	rad
$k_p$	Ganho do <i>droop</i> de frequência	0,01	rad/s / W
$k_v$	Ganho do <i>droop</i> de tensão	0,01	V / VAr

O circuito da montagem para testes de injeção de potência na rede de energia está representado na Figura 5.10, onde K1 retira o resistor de *inrush* quando a tensão no barramento CC atingir a tensão necessária para funcionamento do inversor, K2 é responsável pela conexão do inversor à rede de energia elétrica, Ro representa a carga local do inversor e  $R_c + jX_c$  a impedância da linha de transmissão.

Em todos os ensaios o sistema de aquisição inicia o registro dos dados e em  $t = 0,05$  segundos o inversor é comandado a operar.

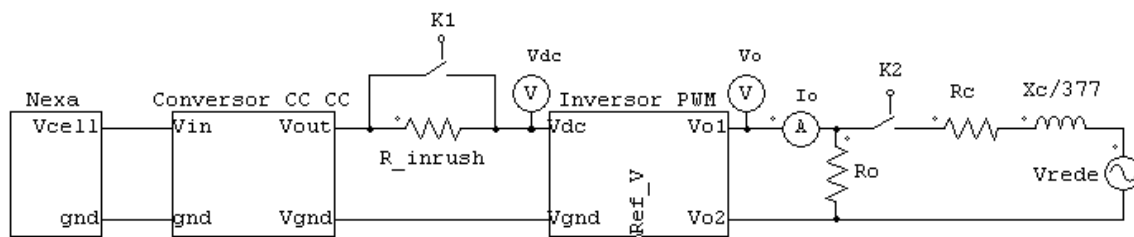


Figura 5.10 – Circuito para testes de injeção de energia da célula a combustível na rede elétrica.

A Figura 5.11 compara as potências ativa e reativa, e a Figura 5.12 compara as frequências do *droop* e do inversor, para o funcionamento sem amortecimento ( $k_d = 0$ ).

A diferença no estado estacionário da potência reativa ocorre devido à precisão na medição da tensão (o erro de um volt na tensão medida causa um erro de  $1/k_v$  no cálculo da potência reativa). Já a diferença no valor de regime permanente da potência ativa se deve ao fato de a frequência da rede no momento do teste ser ligeiramente superior a 60Hz, como pode ser observado na Figura 5.12.

Observa-se ainda nas figuras 5.11 e 5.12 uma diferença na frequência amortecida do sistema entre os resultados do modelo e experimentais. Várias são as razões que podem justificar tal diferença, como os erros de precisão na obtenção dos parâmetros do sistema, variações paramétricas em função de temperatura e saturação, negligência de elementos parasitas e, talvez mais importante, a existência de dinâmicas não modeladas na planta, lembrando que no modelo para pequenos sinais, o inversor apresenta ganho unitário puro, ou seja, a tensão de saída é igual à tensão de referência. Tal simplificação torna-se plausível considerando-se que a dinâmica da tensão de saída apresenta uma velocidade muito superior à dinâmica dos fluxos de potência, mas como pode ser observado na Figura 5.7, a função de transferência do inversor não é um ganho puro.

Na Figura 5.13 são comparadas as componentes de fase, observando que as componentes da malha extra são nulas, já que  $k_d = 0$ . A fase experimental do *droop* ( $\delta_I$ ) foi obtida a partir da integração da frequência do *droop* ( $\omega$ ) subtraída da frequência da rede ( $\omega_{rede}$ ), cujo valor é aproximadamente 377,21 rad/s.

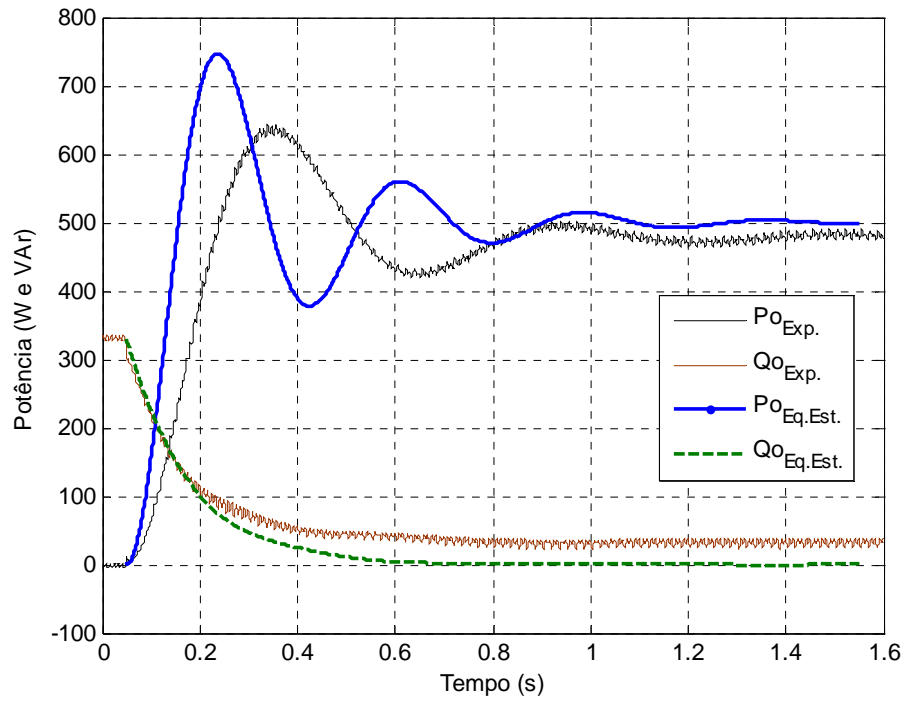


Figura 5.11 – Comparação entre dados experimentais e solução por Espaço de Estados das potências ativa ( $P_o$ ) e reativa ( $Q_o$ ) da saída do inversor para  $k_d=0$ .

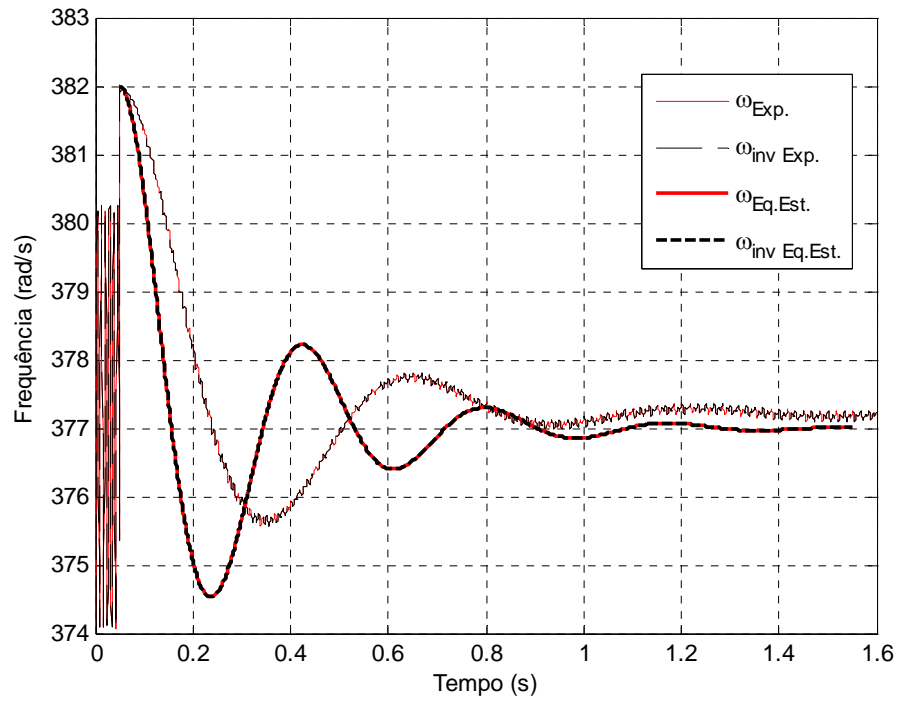


Figura 5.12 – Comparação entre dados experimentais e solução por Espaço de Estados das frequências do *droop* e do inversor para  $k_d=0$ .



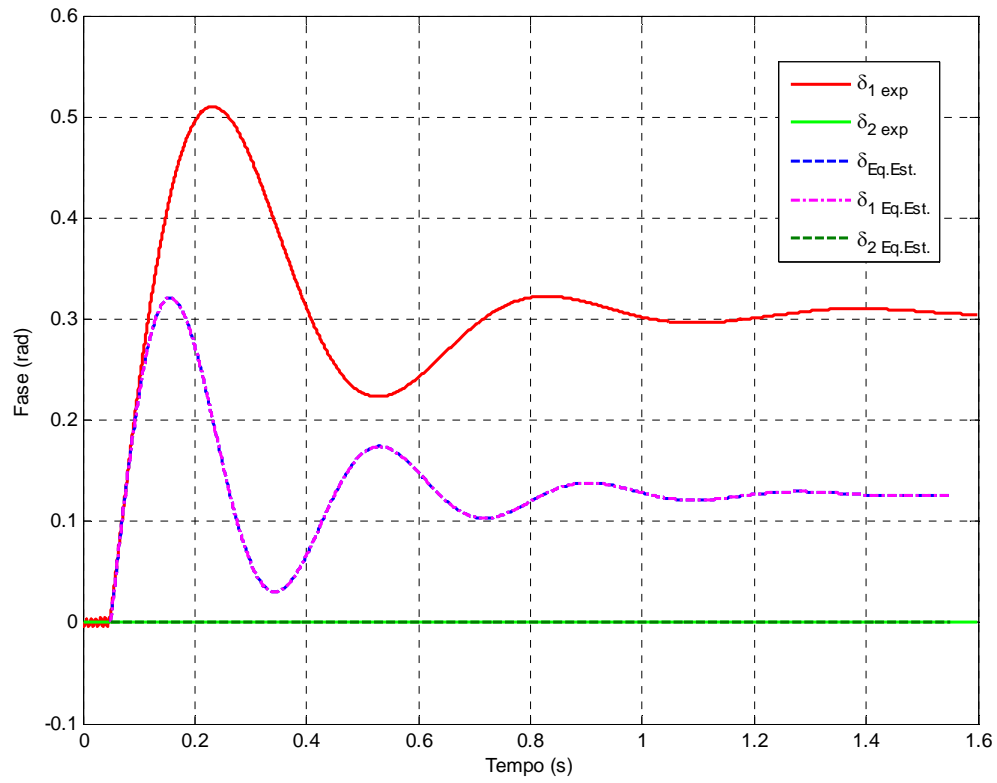


Figura 5.13 – Comparação entre dados experimentais e solução por Espaço de Estados das fases do droop ( $\delta_I$ ), da malha extra ( $\delta_2$ ) e do inversor ( $\delta$ ) para  $k_d=0$ .

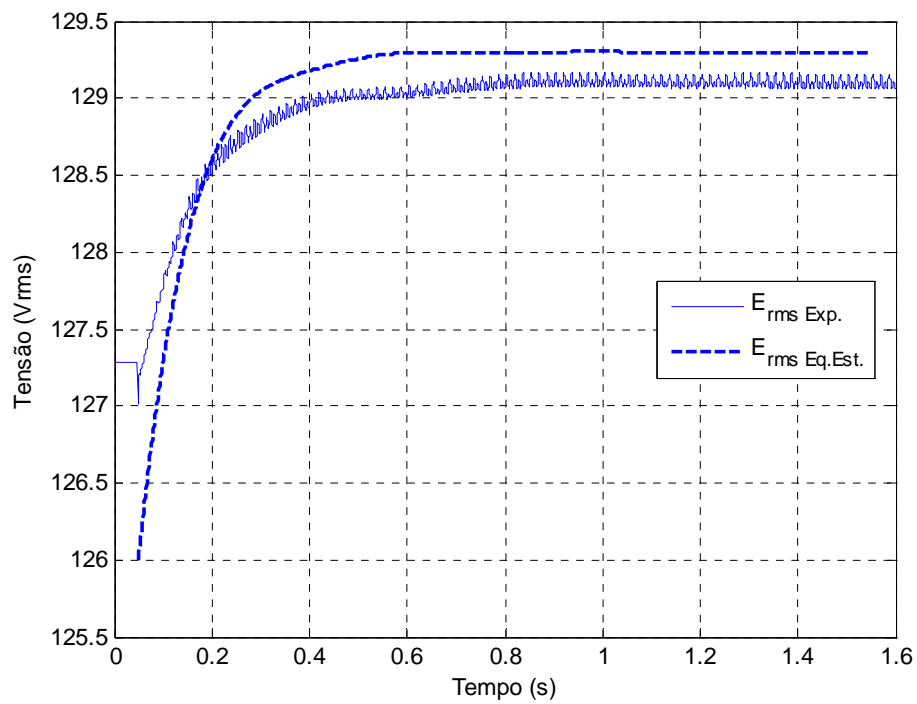


Figura 5.14 – Comparação entre dados experimentais e solução por Espaço de Estados da tensão  $E_{rms}$  do inversor para  $k_d=0$ .

A Figura 5.14 compara as tensões RMS do modelo e aquela obtida experimentalmente (referência gerada pelo DSP), apresentando um erro inferior a 0,5V.

A Figura 5.15 compara as potências ativa e reativa e a Figura 5.16 compara as frequências do *droop* e do inversor, agora com  $k_d=0,001$ . Como na Figura 5.11, existe diferenças na potência reativa em estado estacionário, sendo que a dinâmica do resultado prático é semelhante à do modelo.

A frequência do inversor ( $\omega_{inv}$ ) apresentada na Figura 5.16 é obtida através da soma da frequência do *droop* de potência ( $\omega$ ) com a derivada da fase proveniente da malha extra, após filtro de 12 Hz para reduzir a amplitude das oscilações provocadas pela derivada da fase.

Na Figura 5.17 podem ser observadas as componentes da malha extra de fase, mostrando comportamento semelhante entre modelo e dados experimentais, com valor proporcional à variação de potência ativa. A Figura 5.18 compara as tensões RMS entre o modelo e experimental (após algoritmo de cálculo RMS), novamente apresentando um erro inferior a 0,5V em regime permanente.

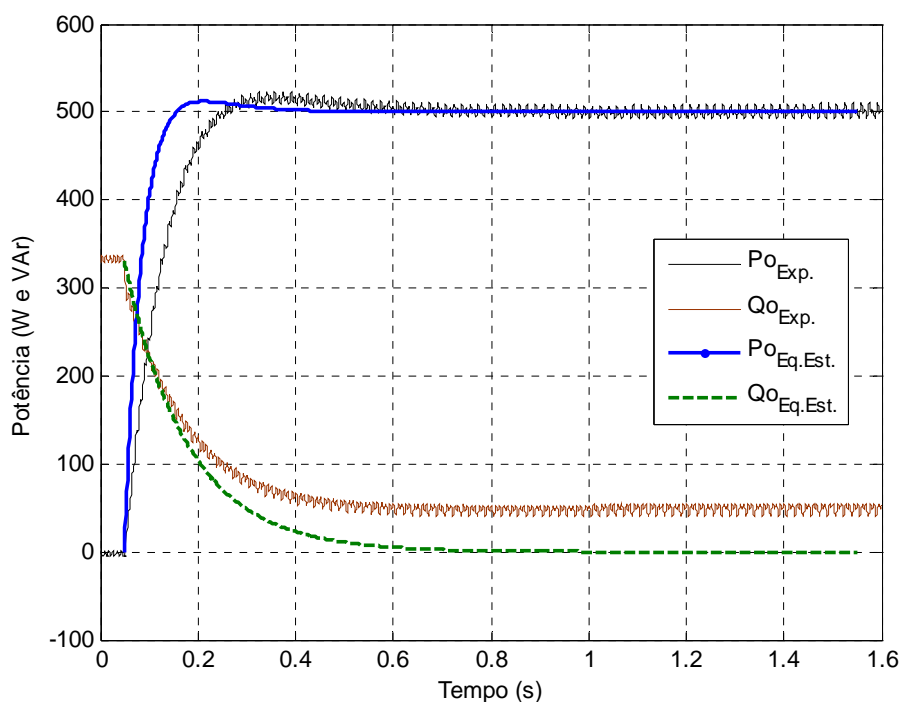


Figura 5.15 – Comparação entre dados experimentais e solução por Espaço de Estados das potências ativa ( $P_o$ ) e reativa ( $Q_o$ ) da saída do inversor para  $k_d=0,001$ .

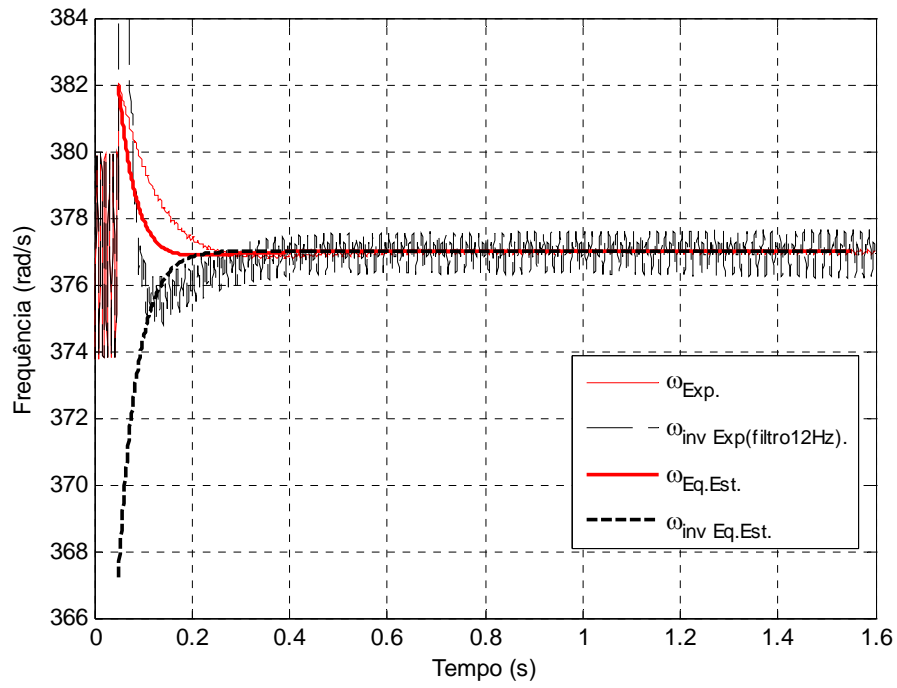


Figura 5.16 – Comparação entre dados experimentais e solução por Espaço de Estados das frequências do *droop* e do inversor para  $k_d=0,001$ .

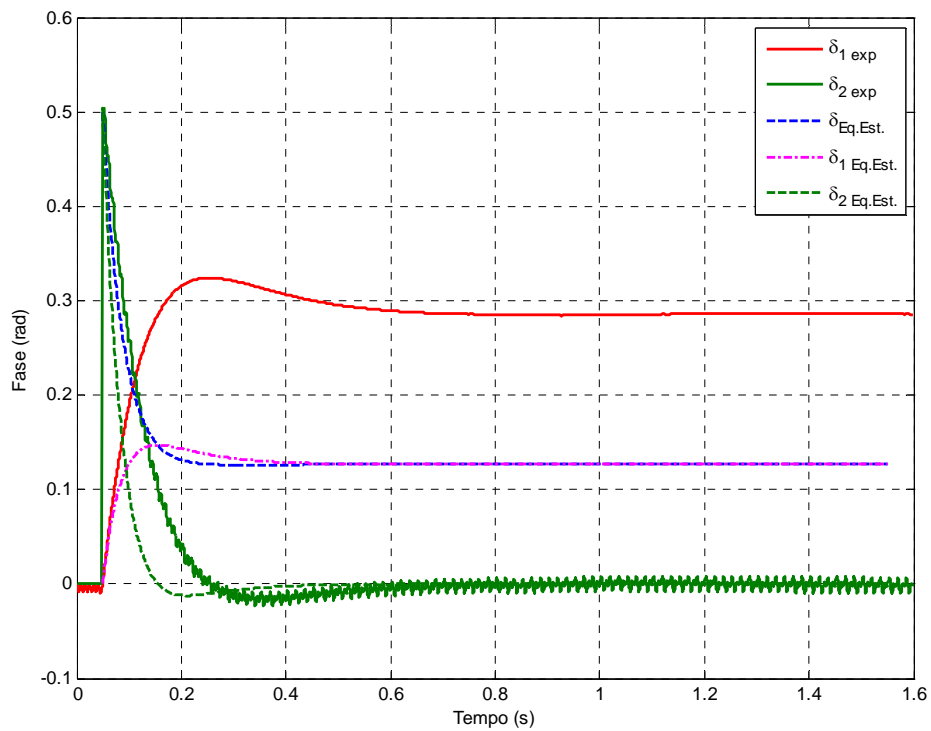


Figura 5.17 – Comparação entre dados experimentais e solução por Espaço de Estados das fases do *droop* ( $\delta_1$ ), da malha extra ( $\delta_2$ ) e do inversor ( $\delta$ ) para  $k_d=0,001$ .

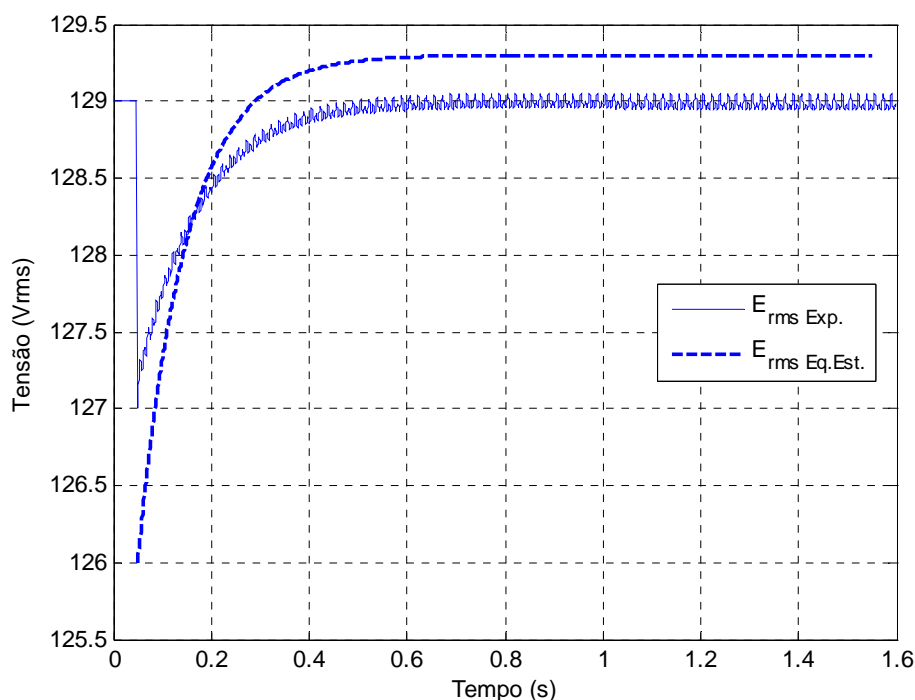


Figura 5.18 – Comparação entre dados experimentais e solução por Espaço de Estados da tensão  $E_{rms}$  do inversor para  $k_d=0,001$ .

Em ambos os experimentos (Figura 5.11 e Figura 5.15) o valor inicial da potência reativa foi de 330 VAR, correspondendo à reatância do capacitor de saída do inversor ( $C_f$ ), antes do inversor ser colocado em funcionamento. Já a potência ativa apresenta um pequeno valor negativo, condizente com a resistência série do capacitor  $C_f$  e pequenos erros de medição.

Nota-se através das Figuras 5.10 e 5.14, que a malha adicional de realimentação aumenta a velocidade de resposta e o amortecimento do sistema.

## 5.6 Resultados experimentais de injeção de potência da célula a combustível na rede

Nesta seção são apresentados os resultados dos testes de injeção de energia da célula a combustível na rede, com a inserção de degraus de potência de 250 W em  $t = 0,1$  s, para 400 W em  $t = 1,0$  s e novamente para 250 W  $t = 2,0$  s, para  $k_d=0$  e  $k_d=0,001$ .

O esquema utilizado nos testes é apresentado na Figura 5.19. A sequência de acionamento durante os ensaios foi a seguinte: primeiramente o circuito do conversor CC-

CC é ligado com referência de tensão nula; o controle do inversor é ligado sem ativar a parte de potência; após ligar a célula a combustível, elevou-se gradativamente a tensão de referência do conversor CC-CC, solicitando energia da célula a combustível; após estabelecer a tensão do barramento CC ( $V_{dc}$ ), o resistor de *inrush* é curto-circuitado através do contator K1; em seguida o inversor é colocado em paralelo com a rede elétrica, através do contator K2, neste momento os IGBTs da ponte do inversor permanecem abertos e o circuito de sincronismo (*PLL*) entra em ação, atracando a tensão da rede; por último, inicia-se os testes de injeção de potência, desligando o *PLL* e alternando para o controle definido pelas curvas características de potência ativa  $\times$  frequência ( $P \times \omega$ ) potência reativa  $\times$  tensão ( $P \times V$ ) (*droop* de potência), injetando potência da célula a combustível na rede de energia, de acordo com referências de potência ativa e reativa definidas via comunicação serial entre o PC e o DSP.

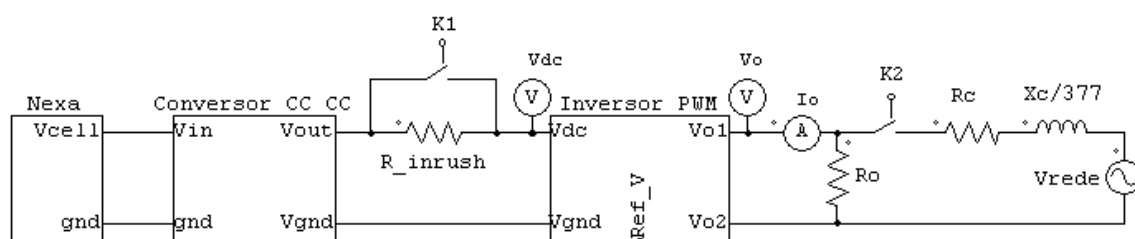


Figura 5.19 – Circuito para testes de injeção de energia da célula a combustível na rede elétrica.

A Figura 5.20 apresenta a potência de saída do inversor, medida pelo DSP, sobreposta à corrente da célula, adquirida pelo software da Ballard. Pode-se observar a elevação da corrente da célula nos instantes de elevação da potência do inversor. As quedas de corrente durante o transitório devem-se à atuação do conversor CC-CC, acompanhando as variações do transitório de potência.

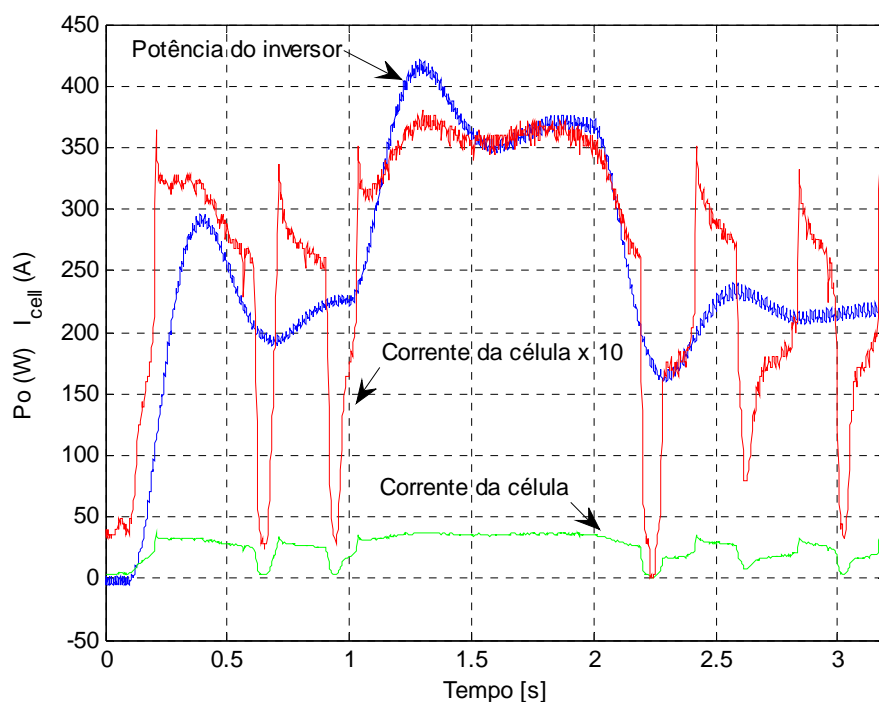


Figura 5.20 – Potência ativa de saída do inversor, medida pelo *DSP* durante injeção de energia da célula a combustível na rede, e corrente da célula, medida pelo *software* da *Ballard*, para degraus de potência com  $k_d=0$ .

A Figura 5.21 mostra as variações da potência reativa medida, durante o teste, mostrando que esta potência não está totalmente desacoplada da potência ativa. A Figura 5.22 representa as variações de frequência que ocorrem durante o transitório de variação de potência.

Para  $k_d = 0$  o valor da variável extra de fase será nula e, portanto, não será apresentada a figura correspondente a esta variável.

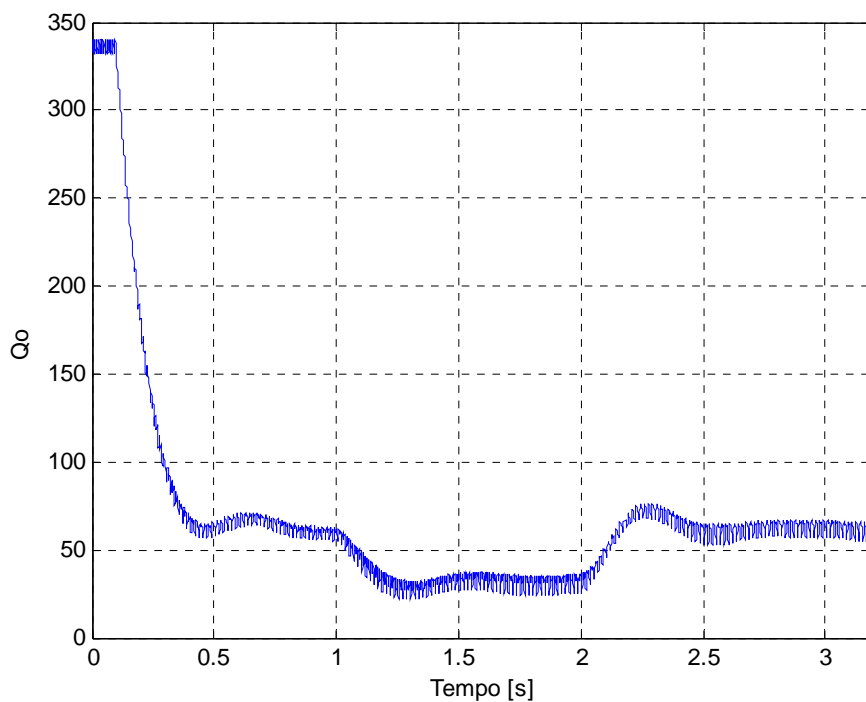


Figura 5.21 – Potência reativa de saída do inversor, medida pelo *DSP* durante injeção de energia da célula a combustível na rede, para degraus de potência com  $k_d=0$ .

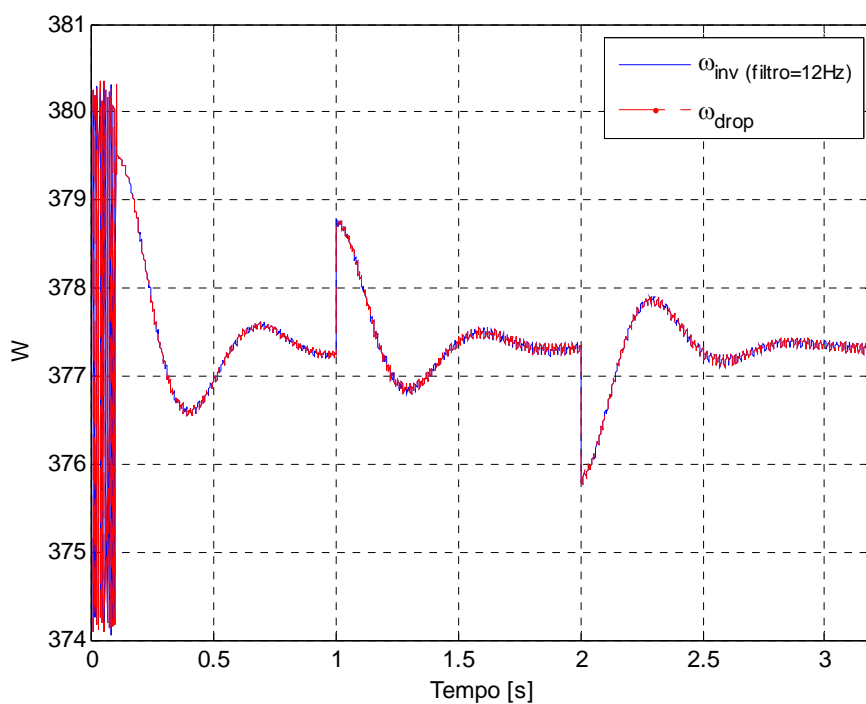


Figura 5.22 – Frequência do inversor, medida pelo *DSP* durante injeção de energia da célula a combustível na rede, para degraus de potência com  $k_d=0$ .

A Figura 5.23 mostra as variações da tensão RMS de referência durante o teste, enquanto que a Figura 5.24 representa as variações da tensão do barramento CC,

juntamente com a corrente da célula, mostrando que a variação da tensão do barramento CC tem forte correlação com as variações da corrente da célula.

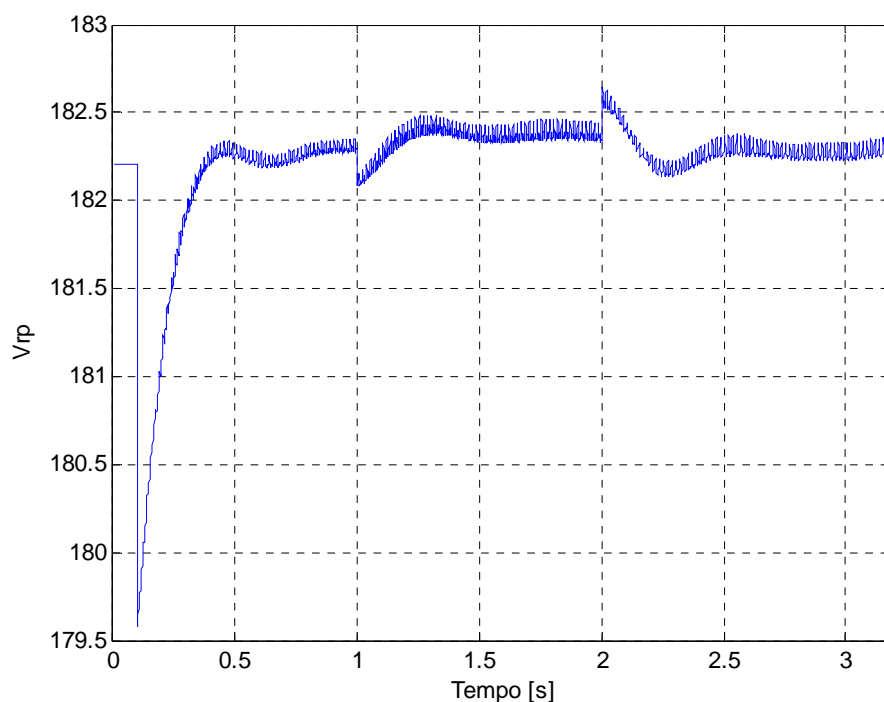


Figura 5.23 – Tensão de pico na saída do inversor, medida pelo *DSP* durante injeção de energia da célula a combustível na rede, para degraus de potência com  $k_d=0$ .

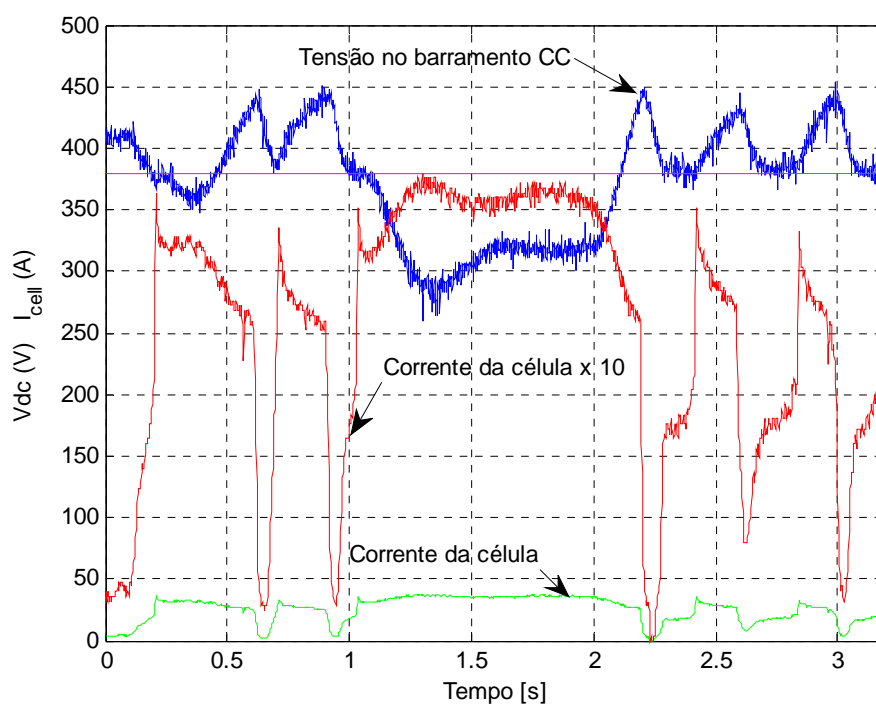


Figura 5.24 – Tensão do barramento CC, medida pelo *DSP* durante injeção de energia da célula a combustível na rede, para degraus de potência com  $k_d=0$ .



As figuras 5.24 a 5.29 representam as mesmas variáveis das figuras anteriores, mas agora com  $k_d = 0,001$ , onde pode ser observado que a malha extra de fase amorteceu o sistema, reduzindo as oscilações nas variações de potência.

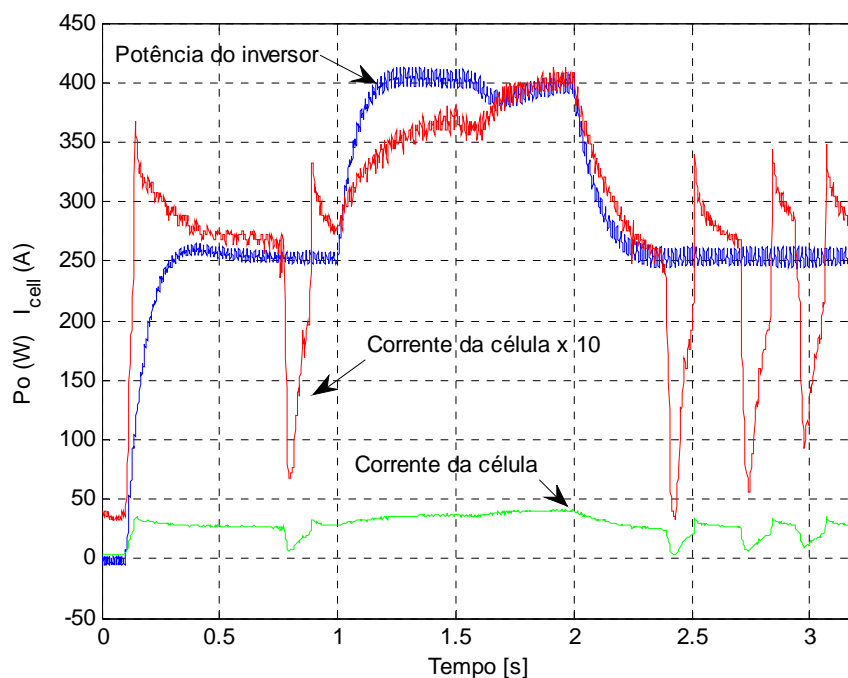


Figura 5.25 – Potência ativa de saída do inversor, medida pelo *DSP* durante injeção de energia da célula a combustível na rede, para degraus de potência com  $k_d=0,001$ .

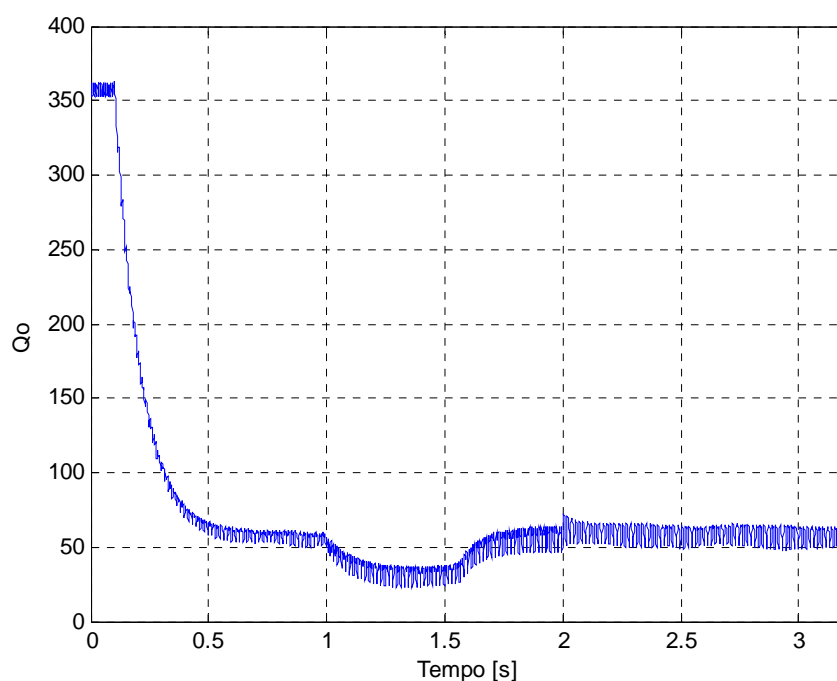


Figura 5.26 – Potência reativa de saída do inversor, medida pelo *DSP* durante injeção de energia da célula a combustível na rede, para degraus de potência com  $k_d=0,001$ .

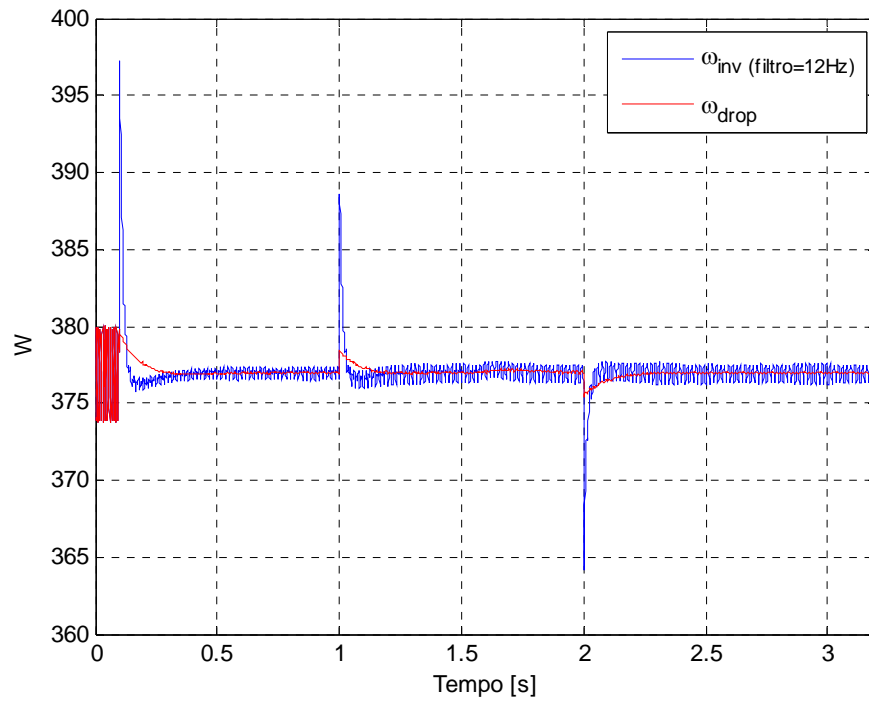


Figura 5.27 – Frequência do inversor, medida pelo *DSP* durante injeção de energia da célula a combustível na rede, para degraus de potência com  $k_d=0,001$ .

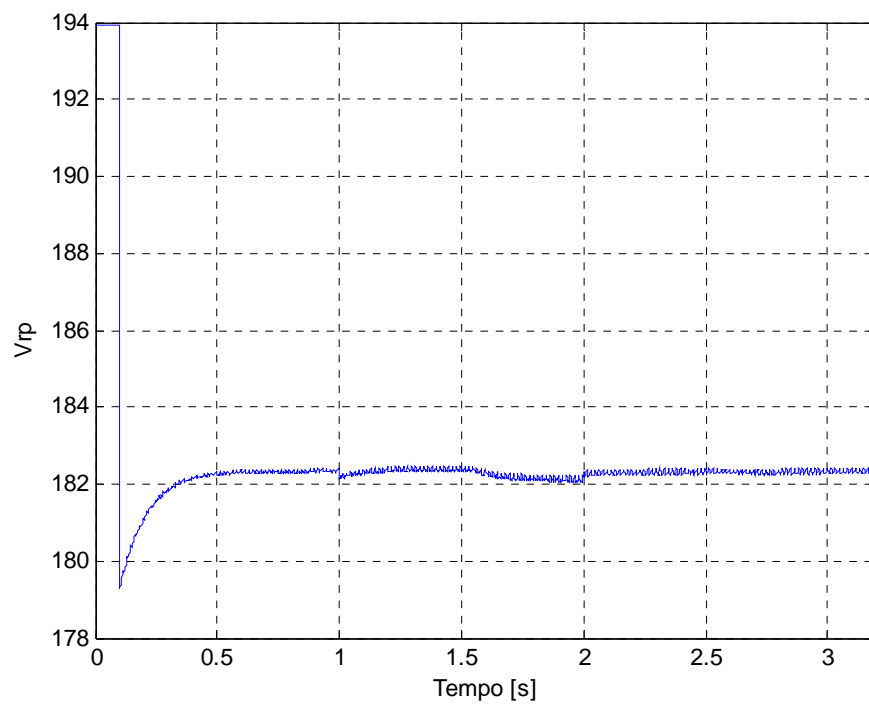


Figura 5.28 – Tensão de pico na saída do inversor, medida pelo *DSP* durante injeção de energia da célula a combustível na rede, para degraus de potência com  $k_d=0,001$ .

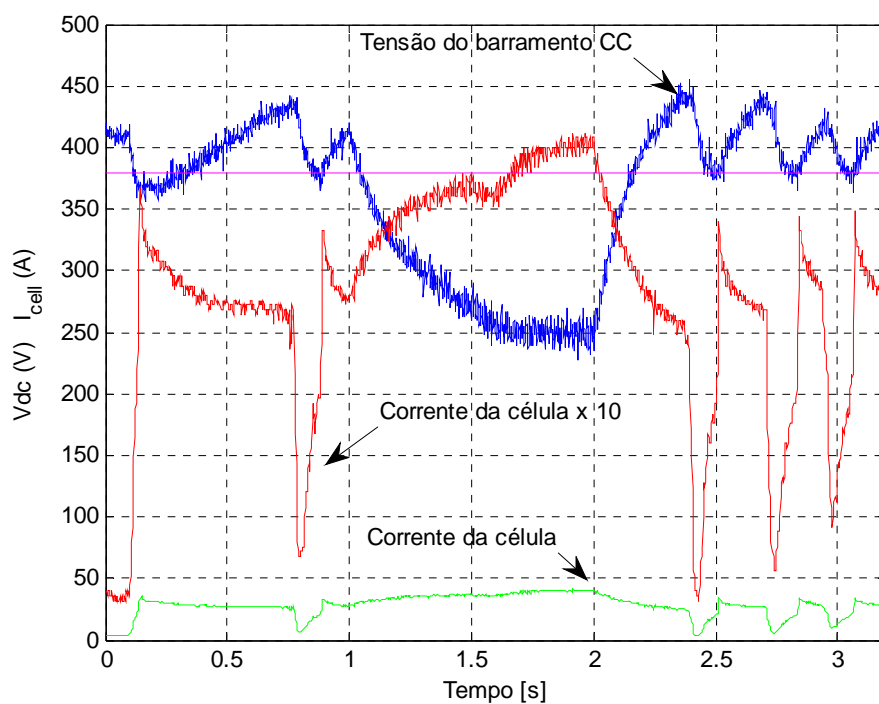


Figura 5.29 – Tensão do barramento CC, medida pelo *DSP* durante injeção de energia da célula a combustível na rede, para degraus de potência com  $k_d=0,001$ .

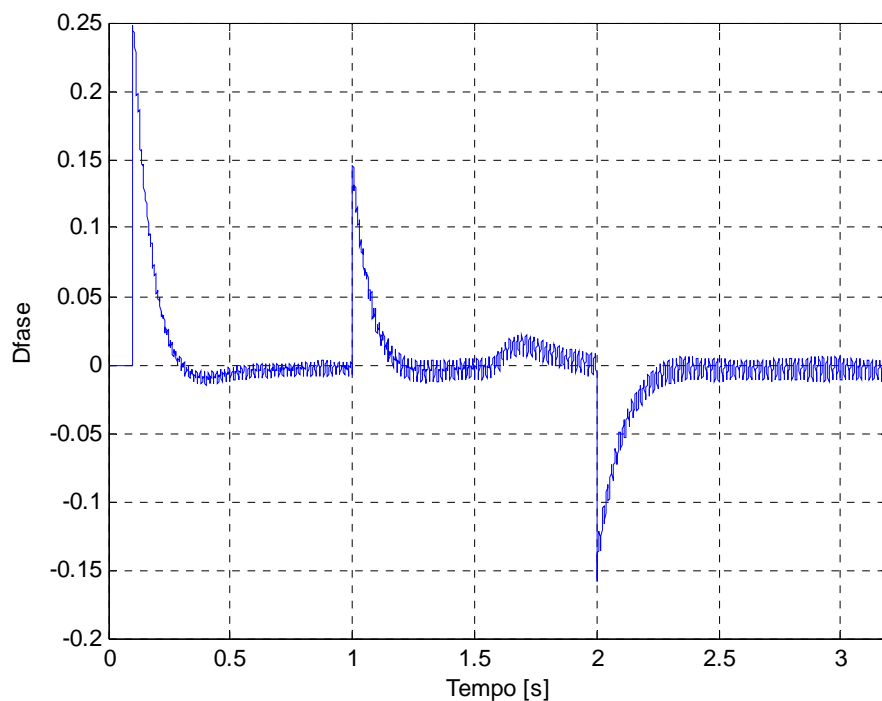


Figura 5.30 – Valores da malha extra de fase, medida pelo *DSP* durante injeção de energia da célula a combustível na rede, para degraus de potência com  $k_d=0,001$ .

## 5.7 Conclusão

Os resultados apresentados comprovaram novamente que o modelo por Espaço de Estados desenvolvido no Capítulo 3 representa satisfatoriamente o sistema.

A compensação do erro de fase entre a tensão de referência e a tensão de saída do inversor é fundamental para o cálculo da potência reativa, visto que tal cálculo utiliza uma grandeza fictícia que corresponde à tensão de referência em quadratura, a  $90^\circ$  de avanço em relação à tensão de referência. Assim, para o cálculo correto da potência reativa, tal grandeza deve representar o mesmo desvio de fase em relação ao que seria a tensão de saída do inversor em quadratura.

Como proposto, a energia da célula a combustível foi injetada na rede de energia, embora não tenha sido possível obter grandes degraus de variação de potência ativa superiores a 500W neste sistema, devido a limitações dos estágios anteriores da cascata. Primeiramente, a malha de controle do conversor CC-CC elevador não foi capaz de manter a tensão do elo CC nos níveis apropriados à dinâmica do inversor. Finalmente, o sistema de proteção da célula a combustível não permite maiores degraus de potência.

## Conclusão

Neste trabalho foram desenvolvidos os modelos de simulação de uma célula a combustível para uso em software de simulação de circuitos eletrônicos e de temperatura para a célula a combustível. Além destes, um modelo em espaço de estados representando a conexão inversor-rede, com *droop* de frequência/tensão e malha extra de realimentação de fase, seguido da montagem de um inversor para injeção de energia de uma célula a combustível de membrana polimérica na rede elétrica.

O modelo de temperatura da célula a combustível foi levantado através de ensaios em pontos de funcionamento com diversos valores de corrente, utilizando diferentes funções de transferência, sendo posteriormente otimizado para aumentar a fidelidade do modelo.

O modelo elétrico obtido para a célula a combustível, incluindo a variação de temperatura devido à corrente de entrada da célula, pode ser utilizado no auxílio ao projeto de conversores de processamento de energia utilizados em sistemas com células a combustível.

Na implementação do inversor foi desenvolvido o controle digital para as malhas de tensão e corrente, para execução em um DSP com ponto fixo. Foram incorporados ao código do DSP que controla o inversor, os controladores de potência baseados nas curvas  $P \times \omega$  e  $Q \times V$ , incluindo a malha de realimentação de fase. Para a entrada de operação em paralelo com a rede elétrica é necessário o sincronismo da referência do inversor com a rede elétrica, para tanto foi elaborado o código de um PLL digital para ser executado no DSP de controle do inversor.

Para a injeção de energia da célula a combustível na rede elétrica, foi utilizado um conversor elevador CC-CC, com o intuito de elevar a tensão de saída da célula a combustível para utilização pelo inversor de tensão.

Foram apresentados dados de ensaios de injeção de energia da célula à rede elétrica, para estudo e compreensão dos efeitos da cascata dos conversores. Transitórios de carga foram aplicados ao inversor com o objetivo de avaliar a oscilação das tensões no elo CC de entrada e também na célula a combustível.

Devido à complexidade e custo, muitos estudos envolvendo célula a combustível se limitam à teoria. O mesmo acontece para sistemas inversores acoplados à rede. Neste sentido, este trabalho tem como expectativa a apresentação de resultados envolvendo uma célula a combustível real, efetivamente conectada à rede através dos conversores processadores de energia, permitindo a injeção efetiva de potência ativa gerada pela célula na rede elétrica. Nos vários estudos de paralelismo encontrados na literatura (COELHO, 2002; SANTOS FILHO, 2009; GUERRERO *et al.*, 2007, 2009; MARTINS, 2004, 2004a; PAIVA, 2005, 2006, 2009), a energia entregue à rede pelo inversor é retirada da própria rede em outro ponto. No caso da presente pesquisa é observado um balanço de energia positivo, em que a energia injetada é obtida do hidrogênio e não retirada da própria rede.

### **Produtos da pesquisa até a presente data**

A seguir são enumerados alguns produtos de pesquisa gerados pelas etapas concluídas.

Os resultados até agora alcançados sobre o modelamento da célula a combustível foram apresentados em algumas publicações, a saber:

- COELHO, E. A. A.; DAMASCENO, E. R. M.; AVELAR, H. J.; VIEIRA JUNIOR, J. B.; CAMACHO, J. R.; FREITAS, L. C. Conversor CC-CC elevador para fonte de energia baseada em uma célula a combustível. *In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA*, 17., 2008, Juiz de Fora. **Anais...** Juiz de Fora: Editora da UFJF, 2008.
- AVELAR, H. J.; COELHO, E. A. A.; CAMACHO, J. R.; VIEIRA JUNIOR, J. B.; FREITAS, L. C.; WU, M. PEM fuel cell dynamic model for electronic circuit Simulator. *In: IEEE ELECTRICAL POWER & ENERGY CONFERENCE - EPEC*, 2009, Toronto. **Proceedings...** Toronto: IEEE Canada, 2009.
- GARCIA, L. S.; FREITAS, L. C.; AVELAR, H. J.; COSTA, N. M. A.; VIEIRA JUNIOR, J. B.; COELHO, E. A. A.; FREITAS, L. C. G. Single-Stage Fuel-Cell Inverter with New Control Strategy. *In: IEEE VEHICLE POWER AND PROPULSION CONFERENCE*, 2010, Lille. **Proceedings...** Lille, Sept 2010, 6 p.
- GARCIA, L. S.; FREITAS, L. C. G.; FREITAS, L. C.; AVELAR, H. J.; VIEIRA JUNIOR, J. B.; COELHO, E. A. A.; FARIAS, V. J. Inversor buck-boost aplicado à fontes alternativas de energia elétrica. *In: CONFERÊNCIA DE ESTUDOS EM ENGENHARIA ELÉTRICA*, 8., 2010, Uberlândia. **Anais...** Uberlândia, 2010.

Uma das etapas da pesquisa foi o levantamento das características de temperatura da célula a combustível. Para este trabalho foi desenvolvida uma carga eletrônica, controlada pelo DSP a fim de gerar o sinal PRBS (*pseudo random binary signal*) para determinar as funções de transferência de temperatura da célula. Esta etapa também gerou uma publicação em congresso:

- FARIA, Julliano H. S. de; AVELAR, Henrique J.; VIEIRA JUNIOR, João B.; FREITAS, Luiz C. Gomes de; COELHO, Ernane A. A. Conversor *boost* atuando como Carga Eletrônica a Corrente Controlada para fins de teste de uma Célula a Combustível. *In*: INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRY APPLICATIONS - INDUSCON, 9., 2010, São Paulo. **Anais...** São Paulo: Seção Sul-Brasil do IEEE, 2010.

Outro produto importante foi um projeto de pesquisa submetido e aprovado para financiamento pela FAPEMIG no Edital Universal 2010. Este projeto será desenvolvido no CEFET-MG/Campus Araxá. Sua importância torna-se maior por permitir o início das pesquisas do Núcleo de Pesquisa em Energias Alternativas e Eletrônica Industrial, do CEFET-MG/Campus Araxá, com a continuidade das pesquisas desta proposta de tese e por começar uma parceria entre este núcleo de pesquisa e o Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência da UFU.

- **Projeto de Pesquisa:** Emulador de célula a combustível. Edital FAPEMIG 01/2010 (Demanda Universal). Coordenador: Kleber Lopes Fontoura. Equipe: Kleber Lopes Fontoura; Henrique José Avelar, Wanderley Alves Parreira; Admarço Vieira da Costa (Núcleo de Pesquisa em Energias Alternativas e Eletrônica Industrial – CEFET-MG/Campus Araxá); Ernane Antônio Alves Coelho (Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência – UFU).

Como contribuição à estrutura apresentada por Paiva (2005, 2006, 2009), foi desenvolvido um modelo de espaço de estados, o qual permite obter as condições iniciais corretas para simulação da estrutura. O modelo reproduziu fielmente as simulações (no software PSIM<sup>®</sup>) da estrutura para controle de potência e aproximou-se bem dos dados experimentais disponíveis para comparação. Uma matriz estendida do modelo permite obter as curvas de simulação dos transitórios de potência ativa e reativa do inversor.

Sobre o modelo de espaço de estados da estrutura de controle apresentada no Capítulo 3, foi publicado um artigo na revista *Transactions on Industrial Electronics*, em março de 2012:

- AVELAR, H. J.; PARREIRA, W. A.; VIEIRA JUNIOR, J. B.; de FREITAS, L. C. G.; COELHO, E. A. A. A State Equation Model of a Single-Phase Grid-Connected Inverter Using a Droop Control Scheme With Extra Phase Shift Control Action. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 3, p. 1527-1537, 2012.

Foi disponibilizado na Internet um vídeo explicativo sobre a pesquisa, narrado pelo orientador deste trabalho Ernane Antônio Coelho, em julho de 2012, podendo ser acessado através do *link*:

- COELHO, Ernane A. A.; AVELAR, Henrique J. **Fuel Cell Connected to the grid**. 1 video, cor. Disponível em: <<http://youtu.be/MSULxSTVm8s>>. Acesso em: 3 jul. 2012.

### Sugestões para trabalhos futuros

Como continuação dos estudos desenvolvidos nesta tese, podemos citar:

- ✓ Desenvolvimento de um circuito emulador de célula a combustível, baseado no modelo proposto, que inclua a variação de temperatura interna da célula com a corrente solicitada em seus terminais:

Tal proposta já está em fase de desenvolvimento no CEFET-MG / Campus Araxá, sendo financiada pela Fapemig. Espera-se que este emulador possa ser aplicado em ensaios de processadores de energia, sem a necessidade de uma célula a combustível real, reduzindo o custo de desenvolvimento destes.

- ✓ Obtenção de um modelo em espaço de estados para o estudo e projeto de sistemas inversores acoplados em paralelo, em sistemas isolados da rede elétrica:

A conexão de inversores entre si permitiria a alimentação de cargas superiores às cargas nominais dos inversores individuais.



- ✓ Implementação de sistema supervisorio para o controle da conexão inversor-rede:

Um sistema de supervisão permitirá um funcionamento mais seguro do conjunto, permitindo a desconexão automática da rede na falta de energia, bem como a reconexão do inversor à rede, quando do retorno da mesma.

- ✓ Melhoria da malha de controle da potência reativa:

A potência ativa tende a seguir o valor da potência de equilíbrio definida pelo *droop* frequência, devido ao integrador na malha de frequência. No entanto, a potência reativa é diretamente afetada pelas variações de tensão, sendo análogo a um controle proporcional, fato que implica erro de regime.

- ✓ Implementação dos controles do conversor CC-CC e do inversor em uma mesma unidade DSP:

Atualmente o controle do conversor CC-CC e do inversor de tensão estão implementados em unidades de DSP distintas. Para uma melhor integração dos controles, pode-se estudar a viabilidade de unificação dos controles em uma mesma unidade DSP, analisando os requisitos de espaço de programa e tempo de processamento necessários.

## Referências

AGUIRRE, Luis Antonio. **Introdução à Identificação de Sistemas**: Técnicas Lineares e Não-Lineares Aplicadas a Sistemas Reais. 3 ed. Belo Horizonte: Editora UFMG, 2007. 730 p.

ALI, D. A simplified dynamic simulation model (prototype) for a stand-alone Polymer Electrolyte Membrane (PEM) fuel cell stack. *In*: INTERNATIONAL MIDDLE-EAST POWER SYSTEM CONFERENCE MEPCON, 12., 2008, **Proceedings...** 2008, p. 480-485.

ARAÚJO, Symone Christine de Santana. **Estruturação da Economia do Hidrogênio no Brasil**. *In*: WORKSHOP INTERNACIONAL SOBRE HIDROGÊNIO E CÉLULAS A COMBUSTÍVEL, 4., 2008. Campinas: Secretaria de Petróleo, Gás Natural e Combustíveis Renováveis, set. 2008. (Palestra)

ARSOV, G. Improved parametric PSpice model of a PEM fuel cell. *In*: INTERNATIONAL CONFERENCE ON OPTIMIZATION OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC EQUIPMENT OPTIM, 11., 2008, **Proceedings...** 2008, p. 203-208.

AVELAR, H. J.; PARREIRA, W. A.; VIEIRA JUNIOR, J. B.; de FREITAS, L. C. G.; COELHO, E. A. A. A State Equation Model of a Single-Phase Grid-Connected Inverter Using a Droop Control Scheme With Extra Phase Shift Control Action. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 3, p. 1527-1537, 2012.

AVELAR, H. J.; COELHO, E. A. A.; CAMACHO, J. R.; VIEIRA JUNIOR, J. B.; FREITAS, L. C.; WU, M. PEM fuel cell dynamic model for electronic circuit simulator. *In*: IEEE ELECTRICAL POWER & ENERGY CONFERENCE (EPEC), 2009, **Proceedings...** 2009, p. 1-6.

BARBIR, Frano. **PEM fuel cells**: theory and practice. San Diego: Elsevier Academic Press, 2005, 456 p.

BRAGA, Filipe de Nassau e. **Controle digital de inversores monofásicos com realimentação de estados internos**, 2009. 245 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, mar. 2009.

COELHO, E. A. A.; CORTIZO, P. C.; GARCIA, P. F. D. Small signal stability for single phase inverter connected to stiff AC system. *In*: IEEE INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE IAS ANNUAL MEETING, 34., 1999, **Proceedings...** Oct. 1999, v. 4, p. 2180-2187.

COELHO, E. A. A.; CORTIZO, P. C.; GARCIA, P. F. D. Small signal stability for parallel connected inverters in stand-alone AC supply systems. *In*: IEEE INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, 2000, **Proceedings...** 2000, v. 4, p. 2345-2352.

COELHO, E. A. A.; CORTIZO, P. C.; GARCIA, P. F. D. Small-signal stability for parallel-connected inverters in stand-alone AC supply systems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 38, n. 2, p. 533-542, Mar.-Apr. 2002.

CORREA, J.; FARRET, F.; CANHA, L. An analysis of the dynamic performance of proton exchange membrane fuel cells using an electrochemical model. *In: ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY IECON*, 27., 2001, **Proceedings...** 2001, p. 141-146.

CORREA, J.; FARRET, F.; CANHA, L.; SIMOES, M. An electrochemical-based fuel-cell model suitable for electrical engineering automation approach. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 51, n. 5, p. 1103-1112, 2004.

CORREA, J.; FARRET, F.; POPOV, V.; PARIZZI, J. Influence of the modeling parameters on the simulation accuracy of proton exchange membrane fuel cells. *In: IEEE BOLOGNA POWER TECH*, 2003, **Proceedings...** 2003, v. 2, 8 p.

CORREA, J.; FARRET, F.; Popov, V.; SIMOES, M. Sensitivity analysis of the modeling parameters used in Simulation of proton exchange membrane fuel cells. **IEEE Transaction on Energy Conversion**, v. 20, n. 1, p. 211-218, 2005.

COSTA, R. A. **Modelagem computacional e análise do comportamento de células a combustível de membrana polimérica em regime permanente e estático de carga**, 2005. 119 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, mar. 2005.

COSTA, R. A.; CAMACHO, J. R. The dynamic and steady state behavior of a PEM fuel cell as an electric energy source. **Journal of Power Sources**, v. 161, n. 2, p. 1176-1182, 2006.

COSTA, R. A.; CAMACHO, J. R.; GUIMARÃES JUNIOR, S. C.; SALERNO, C. H. The polymer electrolyte membrane fuel cell as electric energy source, steady state and dynamic behavior. *In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON RENEWABLE ENERGIES AND POWER QUALITY- ICREPQ*, 2006, Palma de Mallorca. **Proceedings...** Palma de Mallorca: Editora da Universidade de Las Palmas, 2006, v. 1, p. 237-244.

ELECTROCELL. **Desenvolvimentos e Aplicações de Células PEM pela Electrocell**. *In: WORKSHOP INTERNACIONAL SOBRE HIDROGÊNIO E CÉLULAS A COMBUSTÍVEL*, 3., 2006. Disponível em: <[http://www.ifi.unicamp.br/ceneh/WICaC2006/PDF/07\\_GerhardEtt.pdf](http://www.ifi.unicamp.br/ceneh/WICaC2006/PDF/07_GerhardEtt.pdf)>. Acesso em: 5 jul. 2012.

GAO, F.; BLUNIER, B.; SIMOES, M. G.; MIRAOU, A. PEM Fuel Cell Stack Modeling for Real-Time Emulation in Hardware-in-the-Loop Applications. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, 11 p., 2010. In press.

GARCIA, L. S.; FREITAS, L. C.; AVELAR, H. J.; COSTA, N. M. A.; VIEIRA JUNIOR, J. B.; COELHO, E. A. A.; FREITAS, L. C. G. Single-Stage Fuel-Cell Inverter with New Control Strategy. *In: IEEE VEHICLE POWER AND PROPULSION CONFERENCE*, 2010, Lille. **Proceedings...** Lille, Sept 2010, 6 p.

GARCIA, L. S.; FREITAS, L. C. G.; FREITAS, L. C.; AVELAR, H. J.; VIEIRA JUNIOR, J. B.; COELHO, E. A. A.; FARIAS, V. J. Inversor buck-boost aplicado à fontes alternativas de

energia elétrica. *In: CONFERÊNCIA DE ESTUDOS EM ENGENHARIA ELÉTRICA*, 8., 2010, Uberlândia. **Anais...** Uberlândia, 2010a.

GOLESTAN, S.; JOORABIAN, M.; RASTEGAR, H.; ROSHAN, A.; GUERRERO, J. M. Droop Based Control of Parallel-Connected Single-Phase Inverters in D-Q Rotating Frame. *In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL TECHNOLOGY - ICIT*, 2009, **Proceedings...** 2009, 6 p.

GUERRERO, J. M.; MATAS, J.; VICUÑA, L. G.; CASTILLA, M.; MIRET, J. Decentralized Control for Parallel Operation of Distributed Generation Inverters Using Resistive Output Impedance, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 2, p. 994-1004, Apr. 2007.

GUERRERO, J. M.; VÁSQUEZ, J. C.; MATAS, J.; CASTILLA, M.; VICUÑA, L. G. de. Control Strategy for Flexible Microgrid Based on Parallel Line-Interactive UPS Systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 3, p. 726-736, Mar. 2009.

INOVABRASIL. COPPE lança ônibus a hidrogênio com tecnologia nacional. **InovaBrasil**, 28 maio 2010. Disponível em: <<http://inovabrasil.blogspot.com.br/2010/05/coppe-lanca-onibus-hidrogenio-com.html>>. Acesso em: 5 jul. 2012.

LACHICHI, Amel. **Modélisation et stabilité d'un régulateur hybride de courant**, 2005. 142 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Université de Franche-Comté, 2005.

LOVISOLO, L.; NETO, J. A. M.; FERREIRA, J. C.; AREDES, M. Implementação Digital de um Algoritmo PLL (Phase-Locked Loop) com Alta Imunidade às Distorções Harmônicas. *In: CONFERÊNCIA INTERNACIONAL DE APLICAÇÕES INDUSTRIAIS - INDUSCON*, 8., 2008, Poços de Caldas. **Anais...** Poços de Caldas, 2008, v. 8, 6 p.

MARQUEZINI, D. D.; MACHADO, R. Q.; FARRET, F. A. Interaction between PEM Fuel Cells and Converters for AC Integration. *In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ENGINEERING, ENERGY AND ELECTRICAL DRIVES - POWERENG*, 2007. **Proceedings...** 2007, p. 359-21.

MARQUEZINI, D. D.; RAMOS, D. B.; MACHADO, R. Q.; FARRET, F. A. Interaction between proton exchange membrane fuel cells and power converters for AC integration, **IET Renewable Power Generation**, v. 2, n. 3, p. 151-161, 2008.

MARTINS, M. P.; PAIVA, E. P. de; VIEIRA JUNIOR, J. B.; FREITAS, L. C.; FARIAS, V. J.; COELHO, E. A. A. Small Signal Analysis Applied to a Single-Phase Inverter Prototype Connected to Stiff AC System Using an Improved Power Controller. *In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA – CBA*, 2004. **Anais...** 2004a, 6 p.

MARTINS, M. P. **Estudo e implementação de uma técnica de controle aplicada ao paralelismo de um inversor PWM senoidal com a rede elétrica**, 2004. 150 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2004.

OUTEIRO, M.; CHIBANTE, R.; CARVALHO, A.; de ALMEIDA, A. A parameter optimized model of a Proton Exchange Membrane fuel cell including temperature effects. **Journal of Power Sources**, v. 185, n. 2, p. 952-960, 2008.

PAIVA, E. P. de. **Uma Proposta de Controle de Paralelismo de Inversores com a Rede Elétrica Utilizando-se a Técnica de Realimentação de Fase**. 2006. 166 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2006.

PAIVA, E. P. de; VIEIRA JUNIOR, J. B.; FREITAS, L. C. de; FARIAS, V. J.; COELHO, E. A. A. Small signal analysis applied to a single phase inverter connected to stiff AC system using a novel improved power controller. *In: ANNUAL IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION - APEC*, 20., 2005. **Proceedings...** 2005, v. 2, p. 1099-1104.

PAIVA, E. P. de; VIEIRA JUNIOR, J. B.; FREITAS, L. C. de; FARIAS, V. J.; COELHO, E. A. A. An Improved Power Controller for a Single Phase Grid Connected Inverter with Root Locus Analysis. **SOBRAEP**, v. 14, p. 17-23, 2009.

PIMENTA, Newton. **Hydrogen and fuel cell activities in Brazil**. *In: WORKSHOP INTERNACIONAL SOBRE HIDROGÊNIO E CÉLULAS A COMBUSTÍVEL*, 5., 2010. Campinas, out.2010. Disponível em: <<http://www.ifi.unicamp.br/ceneh/WICaC2010/PDF/01-NewtonPimenta1.pdf>>. Acesso em: 5 jul. 2012. (Palestra)

PORTAL GLOBO. **Hospital do Paraná usa célula a combustível para gerar energia. Bom Dia Brasil**, 28 ago. 2010. Disponível em: <<http://g1.globo.com/bom-dia-brasil/noticia/2010/08/hospital-do-parana-usa-celula-combustivel-para-gerar-energia.html>>. Acesso em: 5 jul. 2012.

RAMOS-PAJA, C. A.; GIRAL, R.; MARTINEZ-SALAMERO, L.; ROMANO, J.; ROMERO, A.; SPAGNUOLO, G. A PEM Fuel-Cell Model Featuring Oxygen-Excess-Ratio Estimation and Power-Electronics Interaction. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 6, p. 1914-1924, jun. 2010.

REZENDE, Fabian Barbosa de. **Controlador digital de alto desempenho para um inversor senoidal com realimentação pela corrente do capacitor de saída usando um processador digital de sinais de 16 bits e ponto fixo**, 2008. 138 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia – UFU, Uberlândia, dez. 2008.

RYAN, M. J.; BRUMSICKLE, W. E.; LORENZ, R. D. Control Topology Options for Single-Phase UPS Inverters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 33, n. 2, p. 493-501, Mar.-Apr. 1997.

SANTOS FILHO, R. M. dos. **Contribuição ao Controle Digital do Paralelismo sem Comunicação de Sistemas de Energia Ininterrupta**, 2009. 269 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, set. 2009.

SÃO PAULO, Secretaria de Estado dos Transportes Metropolitanos, Empresa Metropolitana de Transportes Urbanos de São Paulo - EMTU. Projetos: Ônibus a hidrogênio. **EMTU**, 2006. Disponível em: <<http://www.emtu.sp.gov.br/emtu/projetos/projetos-de-desenvolvimento-tecnologico/onibus-a-hidrogenio.fss>>. Acesso em: 5 jul. 2012.

SARGOS, Frédéric. **IGBT Power Electronics Teaching System Principle for sizing power converters**. SEMIKRON, 2008. (Application Note AN-8005)

SERPA, L. A. **Estudo e Implementação de um Sistema Gerador de Energia Empregando Células a Combustível do Tipo PEM**, 2004. 208 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, 2004.

SERRA, Eduardo T. **Células a combustível: conceitos e aplicações**. Centro de Pesquisas em Energia Elétrica. *In: REUNIÃO DO CONSELHO ASSESSOR ABM REGIONAL RIO*, 2005. jul. 2005. (Apresentação)

UZUNOGLU, M.; ONAR, O.; ALAM, M. Dynamic behavior of PEM FCPPs under various load conditions and voltage stability analysis for stand-alone residential applications. **Journal of Power Sources**, v. 168, n. 1, p. 240-250, 2007.

VASQUEZ, J. C.; GUERRERO, J. M.; LUNA, A.; RODRÍGUEZ, P.; TEODORESCU, R. Adaptive Droop Control Applied to Voltage-Source Inverters Operating in Grid-Connected and Islanded Modes. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 10, Oct. 2009.

VASQUEZ, J. C.; MASTROMAURO, R. A.; GUERRERO, J. M.; LISERRE, M. Voltage Support Provided by a Droop-Controlled Multifunctional Inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 11, Nov. 2009a.

WANG, C.; NEHRIR, M.; SHAW, S. Dynamic models and model validation for PEM fuel cells using electrical circuits. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 20, n. 2, p. 442-451, 2005.

WENDT, Hartmut; GÖTZ, Michael; LINARDI, Marcelo. Tecnologia de células a combustível. **Química Nova**, v. 23, n. 4, p. 538-546, ago. 2000.

YU, D.; YUVARAJAN, S. A novel circuit model for PEM fuel cells. *In: ANNUAL IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION - APEC*, 19., 2004. **Proceedings...** 2004, p. 362-366.

## APÊNDICE A – Dimensionamento do controle do inversor

O circuito do inversor de tensão, utilizado na determinação da resposta em frequência através do PSIM, é apresentado na FIG. A-1. Para fins de determinação da função de transferência do inversor, o circuito PWM foi considerado como um ganho puro, cujo valor é determinado pela tensão do barramento CC vezes a relação cíclica dividido pela tensão de referência ( $V_{sweep}$ ).

$$K_{pwm} = \frac{V_{pwm}}{V_{sweep}} = \frac{V_{CC} \times \delta_{max}}{V_{sweep_{max}}} \quad (A.1)$$

Substituindo os valores utilizados no circuito e considerando que uma tensão de 9,5V gera uma razão cíclica de 0,95, obtém-se o valor do ganho do PWM:

$$K_{pwm} = \frac{350 \times 0,95}{9,5} \Rightarrow \boxed{K_{pwm} = 35} \quad (A.2)$$

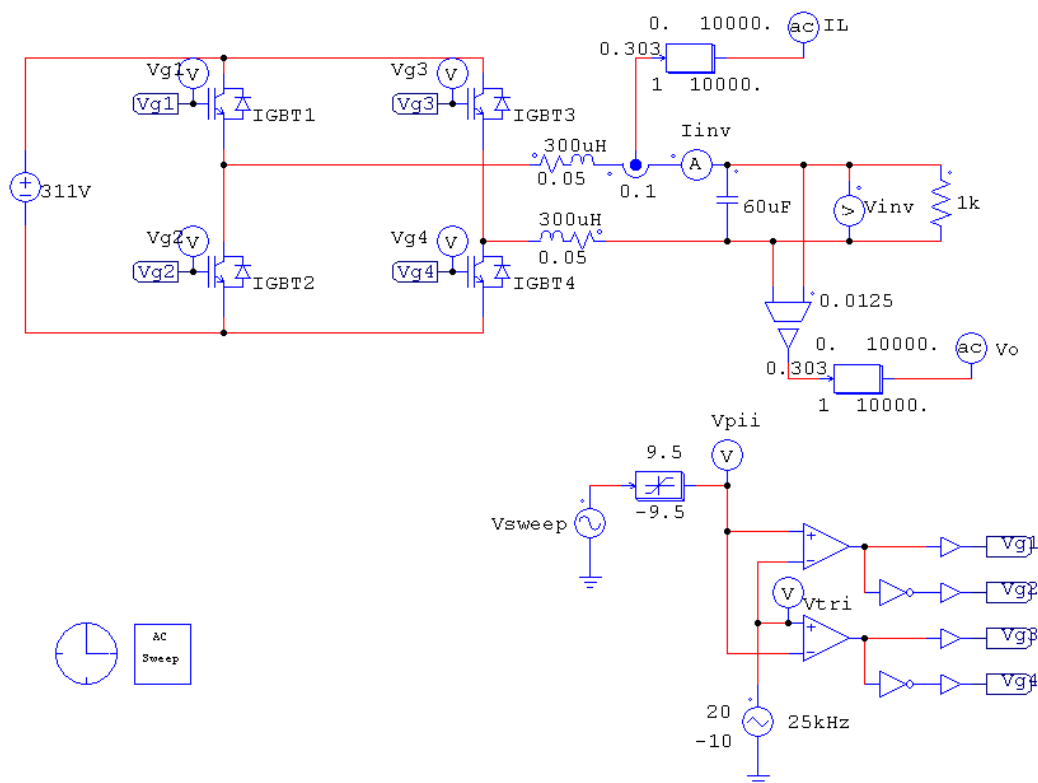


Figura A-1. Inversor monofásico simulado no PSIM.

A determinação da função de transferência é feita através do circuito simplificado do inversor de tensão (FIG. A-2), substituindo o circuito PWM pelo seu ganho equivalente.

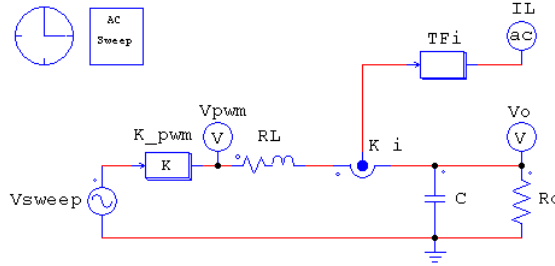


Figura A-2. Circuito simplificado do inversor monofásico simulado no PSIM.

A primeira função de transferência de interesse corresponde à malha de corrente ( $Gi_{L(s)} = I_{L(s)} / V_{PWM(s)}$ ). Esta malha inclui o ganho do sensor de corrente ( $K_{i=0, I}$ ) e a função de transferência do filtro de primeira ordem utilizado ( $TFi$ ).

Primeiramente, pode-se determinar a função de transferência da corrente no indutor ( $I_{L(s)}$ ) pela tensão de referência do PWM ( $V_{PWM(s)}$ ), através do equacionamento da FIG. A-2.

$$\begin{bmatrix} V_{pwm} \\ 0 \end{bmatrix} = Z \begin{bmatrix} I_L \\ I_o \end{bmatrix} \quad (A.3)$$

Onde:

$$Z = \begin{bmatrix} sL + R + \frac{1}{sC} & -\frac{1}{sC} \\ -\frac{1}{sC} & R_o + \frac{1}{sC} \end{bmatrix} \Rightarrow Z = \begin{bmatrix} \frac{LCs^2 + RCs + 1}{sC} & -\frac{1}{sC} \\ -\frac{1}{sC} & \frac{R_oCs + 1}{sC} \end{bmatrix} \quad (A.4)$$

$$U = \begin{bmatrix} V_{pwm} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (A.5)$$

As equações das correntes são determinadas isolando vetor de corrente e pré-multiplicando o vetor de tensão pela inversa da matriz de impedâncias:

$$\begin{bmatrix} I_L \\ I_o \end{bmatrix} = Z^{-1} \begin{bmatrix} V_{pwm} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (A.6)$$

$$Z^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{R_oCs + 1}{LCs^2 + (L + R_oRC)s + R_o + R} & \frac{1}{LCs^2 + (L + R_oRC)s + R_o + R} \\ -\frac{1}{LCs^2 + (L + R_oRC)s + R_o + R} & \frac{LCs^2 + RCs + 1}{LCs^2 + (L + R_oRC)s + R_o + R} \end{bmatrix} \quad (A.7)$$



Isolando apenas a parte da corrente  $I_L$ :

$$I_L = V_{pwm} \times \frac{R_o Cs + 1}{LCR_o s^2 + (L + RR_o C)s + R + R_o} \quad (A.8)$$

A função de transferência da corrente de saída em função da tensão de saída do PWM será:

$$Gi_{L(s)} = \frac{I_L}{V_{pwm}} = \frac{R_o Cs + 1}{LCR_o s^2 + (L + RR_o C)s + R + R_o} \quad (A.9)$$

A função de transferência da corrente do inversor, relação entre a corrente  $I_L$  medida e a tensão de referência do inversor  $V_{sweep}$ , é obtida multiplicando  $Gi_{L(s)}$  pelo ganho do PWM, pelo ganho do sensor de corrente e pela função de transferência do filtro, sendo:

$$G_{filtro} = K_f \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (A.10)$$

$$G_{inv} = \frac{I_{Lmed}}{V_{sweep}} = G_{pwm} \times K_i \times G_{filtro} \times Gi_{L(s)} \quad (A.11)$$

$$G_{inv} = K_{pwm} \times K_i \times K_f \times \omega_c \times \frac{(R_o Cs + 1)}{(s + \omega_c)(LCR_o s^2 + (L + RR_o C)s + R + R_o)} \quad (A.12)$$

A resposta em frequência do inversor obtida através do modelo é comparada com a resposta em frequência do inversor obtida através do PSIM na FIG. A-3, onde pode ser observada a correta correspondência entre as duas.

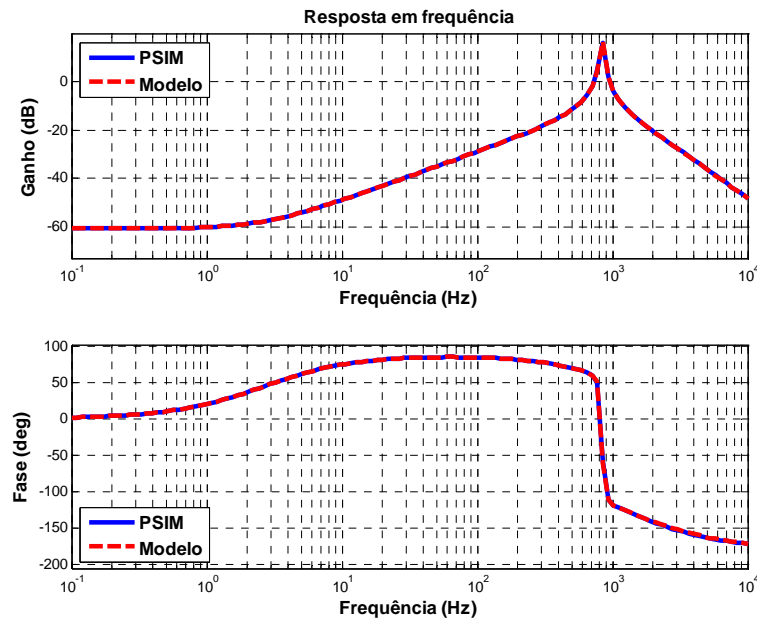


Figura A-3. Inversor monofásico simulado no PSIM.

O exemplo anterior mostra como usar a ferramenta PSIM para gerar a resposta em frequência de circuitos simulado.

### Discretização do modelo

Os sinais de tensão e corrente serão amostrados e convertidos para valores numéricos pelo DSP. Esta amostragem deve ser feita nos instantes onde não há comutação das chaves, o que ocorre nos instantes em que a contagem do *timer* atinge seu o valor do período e quando o *timer* reinicia a contagem. Desta forma a frequência de amostragem será o dobro da frequência do PWM.

A conversão do sinal não é instantânea, sendo necessário algum tempo para a amostragem (para que o sinal possa ser lido corretamente, o DSP necessita de mais ou menos períodos do *clock* para reduzir o efeito da impedância de entrada do circuito amostrador), algum tempo para a conversão do sinal, e um tempo adicional para o algoritmo de controle. Este tempo deve ocupar menos da metade do período do *timer*, e é variável devido às características de programação. Para obter uma frequência igual à frequência de amostragem, o sinal de controle é atualizado apenas no instante de máximo ou de mínimo da contagem do *timer*, provocando assim um atraso de tempo de meio período do *timer* (ou um intervalo de amostragem  $T_a$ ). Desta forma, apesar de o timer do DSP ser programado com simétrico (*up-down*), o PWM terá característica assimétrica.

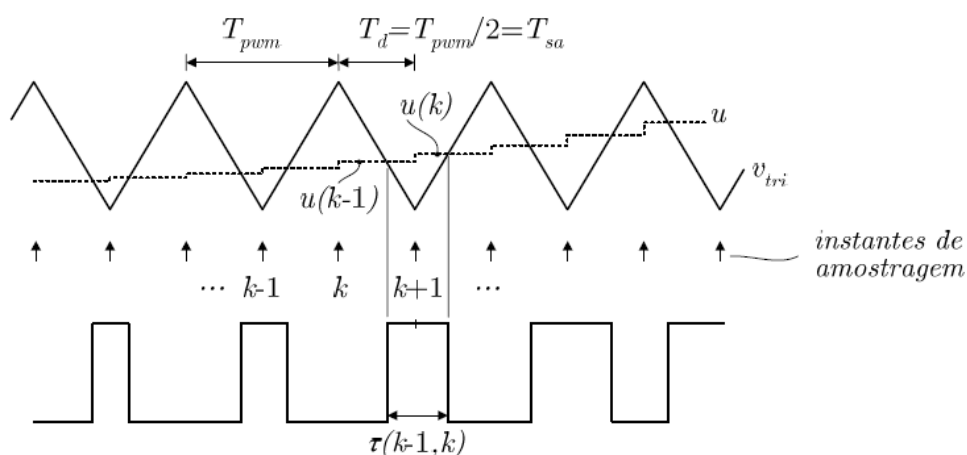


Figura A-4. PWM assimétrico (SANTOS FILHO, 2009).

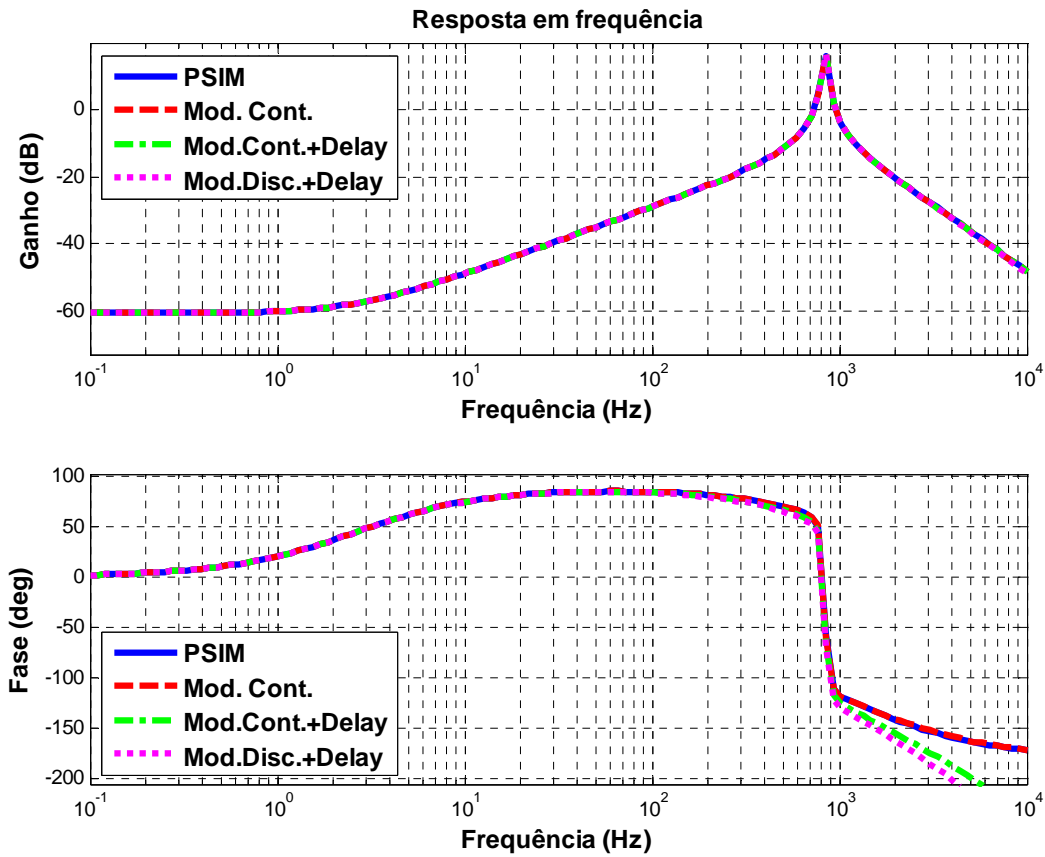
A função de transferência da corrente do inversor, acrescentado o atraso de um período de amostragem ( $T_d=T_a$ ), será:

$$G_{inv} = K_{pwm} \times K_i \times K_f \times \omega_c \times \frac{(R_o C s + 1)}{(s + \omega_c)(LCR_o s^2 + (L + RR_o C)s + R + R_o)} e^{-sT_a} \quad (A.13)$$

Onde  $T_a$  é o tempo de amostragem do sinal.

$$f_{pwm} = 25kHz \Rightarrow T_a = \frac{1}{2f_{pwm}} = \frac{1}{50kHz} \Rightarrow T_a = 20\mu s \quad (A.14)$$

A resposta em frequência dos sistemas contínuo, contínuo com *delay* e discreto com *delay* é apresentada na FIG. A-5.



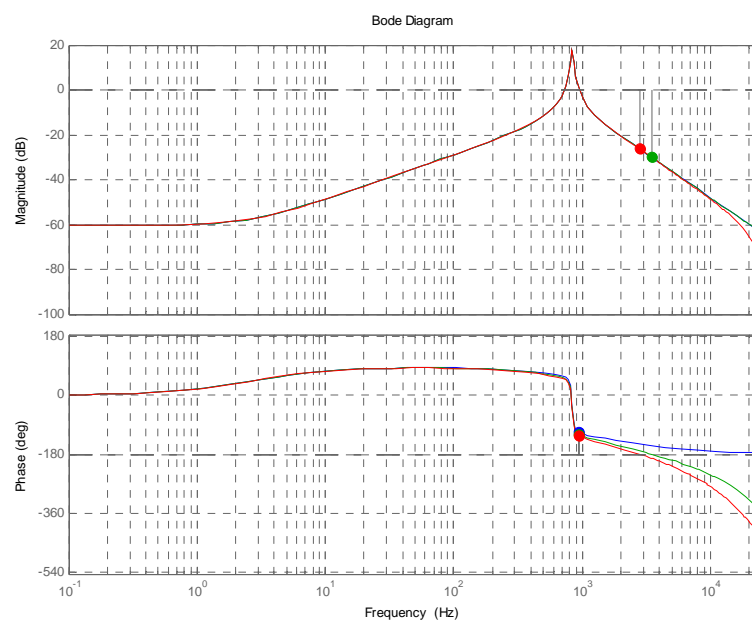


Figura A-5. Comparação das respostas em frequência dos sistemas contínuo, contínuo com *delay* e discreto com *delay*.

Utilizando ferramentas do Matlab, determina-se o controlador da malha de corrente.

## APÊNDICE B – Programa de controle do inversor pelo DSP

### Fluxograma para controle do inversor

O inversor poderá trabalhar em dois modos:

- apenas acionando uma carga;
- conectado à rede ou a outro inversor;

No primeiro modo, ele irá gerar uma tensão senoidal com base em uma referência interna de 60Hz e 127VRMS, com limite de potência para evitar sobrecargas ou curto circuito, monitorando a corrente de saída e os sinais de erro dos gate-drivers dos IGBTs. Além disso, a tensão do link DC também deve ser monitorada, desligando o sistema caso esta tensão atinja 700 V, a fim de evitar a danificação dos capacitores do link DC.

No segundo modo, um PLL irá gerar inicialmente a tensão de referência do inversor, até o momento do sincronismo com a rede, ou com o outro inversor. Após o sincronismo, a tensão senoidal do inversor passa a ser controlada pelo *droop*, associado à realimentação de fase. Neste modo também são verificadas as condições de sobrecarga, curto circuito e sobretensão no link DC.

A verificação dos erros gerados pelo *gate-driver* será feita por meio de interrupção, para maior rapidez na resposta.

As condições de erro geradas por sobretensão e por sobrecarga serão verificadas na rotina de interrupção do conversor A/D, bem como o algoritmo de controle.

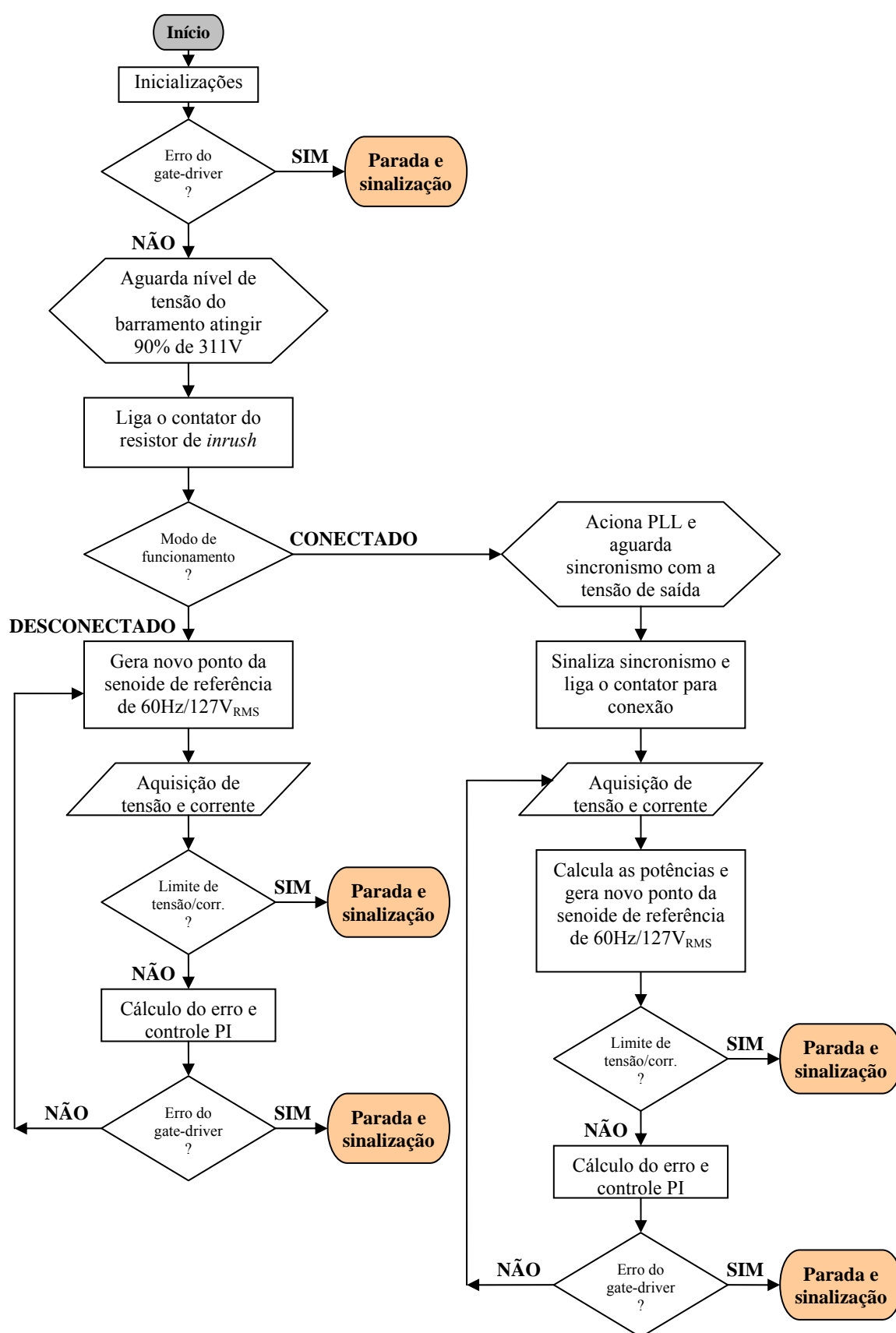


Figura B-1. Fluxograma de controle do inversor.

## Programa de controle do inversor

```

#####
//
// Arquivo:   Inv_IQmath_Pot_COM.c
//
// Função:    Controle de injeção de potência na rede elétrica,
//            da tensão de saída do inversor PWM,
//            com malha interna de corrente do indutor de filtro.
//
// Considerações:
//
// - Este programa usa arquivos de cabeçalho do DSP281x.
// - Este projeto é configurado para operação no modo "boot to H0 RAM" (kit ezdspF2812).
//
// Verifique se a frequência do clock da CPU está corretamente definida
// no arquivo "DSP281x_Examples.h":      SYSCLKOUT = 150MHz
//
// Conectar os sinais ao ADC na seguinte sequência:
//      A0 --> Io      (corrente de saída do inversor)
//      A1 --> Vo      (tensão de saída do inversor)
//      A2 --> IL      (corrente do indutor do filtro do inversor)
//      A3 --> Vdc     (tensão do link DC)
//
// Descrição:
//
// Este programa assume o valor de SYSCLKOUT = 150MHz (considerando XCLKIN = 30Mhz).
// O valor do HiSpClk será o mesmo de SysClkOut: HSPCLK = 150MHz
// A frequência do ADC será ajustada para 25 MHz (valor máximo permitido para o ADC.
// Assim o divisor do clock será: HSPCLK/Freq_ADC = 150MHz/25MHz = 6
// As interrupções do Timer1 e do ADC são habilitadas.
// O EVA é ajustado para disparar o ADC quando o Timer1 atingir o "período", a
// interrupção do Timer1 é acionada a cada "underflow", disparando o ADC por software,
// de forma que o ADC terá uma frequência de amostragem igual ao dobro do PWM.
// Quatro canais serão convertidos: ADCINA0 a ADCINA3.
//
// As seguintes variáveis serão armazenadas em vetores com 3200 pontos (RAM ext.):
//
//      Vdc, IL, Vo, Io, Po, Qo, Wo, Wd, Eo, Ed
//
#####
// Autor:      Henrique José Avelar
//             hjavelar@araxa.cefetmg.br
// Data:       14 de outubro de 2011
// Revisão:    #[2]  @[10/jan/2012] <protocolo de comunicação serial>
//#####

#include "DSP281x_Device.h"    // DSP281x Headerfile Include File
#include "DSP281x_Examples.h"  // DSP281x Examples Include File

// Define o valor da variável global Q (ANTES DE INCLUIR A BIBLIOTECA IQMATH):
#define GLOBAL_Q      19
long GlobalQ = GLOBAL_Q;      // Used for GEL & Graph Debug.
// Incluir o arquivo de definições da biblioteca (DEPOIS DE DEFINIR "GLOBAL_Q"):
#include "..\IQmathLib.h"

// Define as constantes usadas:
#define doisPI        6.283185307179586476925286766559
#define PI            3.1415926535897932384626433832795
#define W377          377.0
#define DIM           3200      // tamanho do vetor para armazenamento de variáveis
#define Ts            1.0/30e3    // Período de amostragem
#define Ts_2          1.0/30e3/2.0 // Ts/2
#define KIpll_Ts_2    1.0/30e3/(2.0*0.01) // Ts/(2*TI_pll);
#define Vrpmax        210        // máxima tensão de pico de referência

// Constantes para comunicação serial:
#define LF 10            // código ASCII par "Line Feed" (\n)
#define CR 13            // código ASCII par "Carriage Return" (\r)
#define Bstart 0x0AF     // Byte de início de comunicação
#define Bstop  0x0FA     // Byte de fim de comunicação
#define MAX_RxTxChar 8   // número máximo de caracteres por comando

```

```

// Define área de memória para vetores de variáveis:
#pragma DATA_SECTION(Vdc_table, "my_sect");
#pragma DATA_SECTION(Dfase_table, "my_sect");
#pragma DATA_SECTION(Vo_table, "my_sect");
#pragma DATA_SECTION(Io_table, "my_sect");
#pragma DATA_SECTION(Po_table, "my_sect");
#pragma DATA_SECTION(Qo_table, "my_sect");
#pragma DATA_SECTION(W_table, "my_sect");
#pragma DATA_SECTION(Teta_table, "my_sect");
#pragma DATA_SECTION(Vrp_table, "my_sect");
#pragma DATA_SECTION(Vref_table, "my_sect");

// Vetores de variáveis:
_iq Vdc_table[DIM]; // 1) Vdc (tensão do Link DC)
_iq Dfase_table[DIM]; // 2) IL (corrente do indutor do inversor)
_iq Vo_table[DIM]; // 3) Vo (tensão de saída do inversor)
_iq Io_table[DIM]; // 4) Io (corrente de saída do inversor)
_iq Po_table[DIM]; // 5) Po (potência ativa do inversor)
_iq Qo_table[DIM]; // 6) Qo (potência reativa do inversor)
_iq W_table[DIM]; // 7) Wo (frequência do inversor)
_iq Teta_table[DIM]; // 8) Sinc (sinal de sincronismo do PLL)
_iq Vrp_table[DIM]; // 9) Eo (tensão de pico do inversor)
_iq Vref_table[DIM];

// Definição de funções para o programa:
interrupt void adc_isr(void); // Cálculo da ação de controle para a corrente Io
interrupt void timer1_isr(void); // Dispara conversão ADC (SOC no underflow do timer)
// Obs: o ADC é disparado por interrupção no período do timer
void desliga_sistema(void); // Rotina para desligar o sistema
void init_eva(void); // Define Timer1 em up-down, 25kHz, etc.
void pll(void); // Sincroniza com a tensão da rede

interrupt void wakeint_isr(void);
interrupt void eva_PDPINTA_isr(void);

// Funções para comunicação serial:
void scia_echoback_init(void);
void scia_fifo_init(void);
void scia_xmit(int a);
void scia_msg(char *msg);
void scia_dado(void);

// Estrutura de dados para converter dados: _iq <-> 4 bytes
struct byte8 { // bits description
    Uint16 byte0:8; // 7 .. 0
    Uint16 byte1:8; // 8 .. 15
    Uint16 byte2:8; // 16 .. 23
    Uint16 byte3:8; // 24 .. 31
};

/* ===== */
// Variáveis globais:
// Variáveis para comunicação serial:
char Rx_cmd[MAX_RxTxChar] = {0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0}; // Vetor de caracteres recebidos
char MsgSysOff[7] = "SysOff\0";
char MsgSysOn[6] = "SysOn\0";
char MsgRx[6] = "RxMsg\0";
char MsgErro[6] = "Erro!\0";
char MsgOK[8] = "\r\nSysOK\0";
char MsgVref[8] = "\rVref: \0";
char MsgDRV[8] = "ErrDRV!\0";
char MsgSemSinc[8] = "SemSinc\0";
char MsgValor[MAX_RxTxChar];
char *msg;
Uint16 flag_cmd; // Flag para indicar que o comando terminou
Uint16 flag_serial; // Flag para indicar envio de dados/mensagens
int Rx_k;

Uint16 RxChar; // Caracter recebido
union DTx {
    _iq Valor; // Dado GLOBAL_Q a ser transmitido
    struct byte8 Bytes; // Valor GLOBAL_Q a ser transmitido
} DadoTx;
union DRx {
    _iq Valor; // Valor GLOBAL_Q recebido
    struct byte8 Bytes; // Bytes recebidos
} DadoRx;

```



```

// Variáveis de ajuste do ADC (29/out/2011):
// (ajuste de zero) // valor normal = 2048
Uint16 Zadc_0=2104; // Zero do ADC da corrente de saída (Io)
Uint16 Zadc_1=2105; // Zero do ADC da tensão de saída (Vo)
Uint16 Zadc_2=2104; // Zero do ADC da corrente do indutor (IL)
Uint16 Zadc_3=2104; // Zero do ADC da tensão do link DC (Vdc)

// Número de espiras no sensor Hall de corrente (50A max) = 3:
// obs: R1/R2 = 33k/10k = 3.3 ADCi = 3.3*(3.0/4095)* Imax/(Kihall*Nesp)
_iq Kadc_0 =_IQ(0.005077362*5.0/4.0); // ganho do ADC de Io = (3.3*(3.0/4095)* 50.0/(5.0*4))
_iq Kadc_2 =_IQ(0.004339661*5.0/3.0); // ganho do ADC de IL = (3.3*(3.0/4095)* 50.0/(5.0*4))
// ADCv = 3.3*(3.0/4095)* Vmax / Gvhall
_iq Kadc_1 =_IQ(9.9*80.0/4095.0); // ganho do ADC de Vo = (3.3*(3.0/4095)* 200.0/ 2.5)
_iq Kadc_3 =_IQ(9.9*200.0/4095.0); // ganho do ADC de Vdc = (3.3*(3.0/4095)* 500.0/ 2.5)

// Variáveis auxiliares para o Timer:
Uint16 Tlper; // Período do Timer1 (valor definido na função "init_eva")
int Tlper_2; // Período do Timer1 dividido por 2 (na função "init_eva")
int CMPmin, CMPmax; // Limites para os comparadores (definidos na função "init_eva")
int CMP1, CMP2; // Valores dos comparadores (CMP1-->PWM12; CMP2-->PWM34)

// Variáveis medidas:
_iq Io; // corrente de saída do inversor (canal 0 do ADC)
_iq Vo; // tensão de saída do inversor (canal 1 do ADC)
_iq IL; // corrente no indutor do inversor (canal 2 do ADC)
_iq Vdc; // tensão do link DC (canal 3 do ADC)

_iq Iabs; // valor absoluto de Io

// Malha de corrente:
int
desacop=1, // flag: 1 ==> desacoplamento da tensão Vo
_iq K_Vdc; // Constante de ajuste do ganho do PWM, de acordo com Vdc
_iq Iref=0; // Referência da malha de corrente
_iq Ierr; // Erro da malha de corrente
_iq Ierr_a = 0; // Erro anterior da malha de corrente
_iq KPi=_IQ(10.0); // Ganho proporcional
_iq KIi_Ts_2=_IQ(0.4175); // Ganho integral: KIi_Ts_2 = Ts/(2*TIi)
_iq VPi; // Ação proporcional
_iq VII = 0; // Ação integral
_iq VPIi; // Saída do PI
_iq I_max =_IQ(15.0); // Valor limite para Iref (saturação da corrente) [valor de pico]
_iq VPIisat =_IQ(0.90*380); // Máximo valor para a saída do PI de corrente

// Malha de tensão:
_iq
Vref, // Referência da malha de tensão
Vquad, // Tensão de referência em quadratura (para medir Q)
Vr_p =_IQ(180.0), // Valor de pico da tensão de referência
Vr_px =_IQ(180.0), // Valor de pico da tensão de referência
Ve =_IQ(180.0), // Tensão de pico do inversor no ponto de equilíbrio
Vel =_IQ(180.0), // Tensão Ve p/ alteração do ponto de funcionamento
Ve2 =_IQ(180.0), // Tensão Ve p/ alteração do ponto de funcionamento
Verr, // Erro da malha de tensão
Verr_a = 0, // Erro anterior da malha de tensão
VIV = 0, // Ação integral
KPV =_IQ(0.07), // Ganho proporcional
KIv_Ts_2 =_IQ(0.0025); // Ganho integral: KIv_Ts_2_IQ = Ts/(2*TIv)
Irsat =_IQ(14.0); // Valor de saturação da corrente Iref [valor de pico]

// Malha de potências:
_iq
Po, // Potência Ativa de saída medida (*Ernane)
Qo, // Potência Reativa de saída medida (*Ernane)
Poa=0, // Potência Ativa anterior (filtro de potência)
Qoa=0, // Potência Reativa anterior (filtro de potência)
Pe=0, // Potência Ativa de equilíbrio (droop)
Qe=0, // Potência Reativa de equilíbrio (droop)
Pel=0, // Potência Ativa p/ alteração do ponto de funcionamento
Qel=0, // Potência Reativa p/ alteração do ponto de funcionamento
Pe2=0, // Potência Ativa p/ alteração do ponto de funcionamento
Qe2=0; // Potência Reativa p/ alteração do ponto de funcionamento
_iq
Kd = 0, // ganho da malha extra controle de fase
Kw =_IQ(0.01), // ganho do droop de potência ativa X frequência
Kv =_IQ(0.01); // ganho do droop de potência reativa X tensão
_iq Pik, // Potência Ativa instantânea (filtro de potência)

```

```

    Qik;                // Potência Reativa instantânea (filtro de potência)
    _iq Pia=0,          // Potência Ativa instantânea anterior (filtro de potência)
    Qia=0;              // Potência Reativa instantânea anterior (filtro de potência)
    _iq28
    dfase = 0,          // Deslocamento de fase da malha extra
    teta_inv = 0,
                        // Coeficientes do filtro de potência
    pb1=_IQ28(0.000125650876539848),
    pb2=_IQ28(0.000125650876539848),
    pa2=_IQ28(-0.999748698246920);

// Armazenamento de variáveis:
int grava=0;           // flag: 1 ==> grava pontos das variáveis _table em arquivos
int i_cnt=3200;        // Contador de pontos gravados
int NTs=15;            // Grava 1 ponto a cada NTs períodos de amostragem
int NTs_cnt=0;         // Contador de períodos de amostragem para gravar pontos

// Variáveis para o PLL:
_iq28
TI_pll =_IQ28(1.0/100.0), // Constante do integrador do PLL
teta   = 0,               // Ângulo do PLL e do droop de potência
Vd     = 0,               // Tensão direta
Vq     =_IQ28(1.0),       // Tensão em quadratura
Vqo    =_IQ28(0.988651),  // Tensão em quadratura com compensação de defasamento
plla2  =_IQ28(-0.998744152011127); // Coeficiente "a2" do filtro do PLL
_iq
K_pll  =_IQ(100.0),       // Ganho proporcional do PLL
Vpll   = 0,               // Tensão de saída do PLL
Ve_pll = 0,               // Erro de tensão do PLL
Vea_pll = 0,              // Valor anterior do erro de tensão do PLL
Vf_pll = 0,               // Saída do filtro do PLL
Vfa_pll = 0,              // Valor anterior do filtro do PLL
w       =_IQ(W377),       // Frequência do PLL
wa      =_IQ(W377),       // Valor anterior da frequência do PLL
dw      = 0,              // Variação da frequência do PLL
VI_pll  = 0,              // Integral da saída do filtro do PLL
VIa_pll = 0,              // Valor anterior da integral do filtro do PLL
t        = 0;             // Tempo instantâneo
long int
janela  = 0;              // Janela de pontos para verificar o sincronismo do PLL
                        // 1 segundo = 1/Ts = 30000 ==> janela > 30000 ==> sinc_pll=1
                        // a janela é zerada cada vez que a frequência sai fora da faixa:
                        //
int sinc_pll= 0;          // flag: 1 ==> PLL sincronizado
int online=0;             // flag: 1 ==> inversor conectado à rede

// Variáveis indicadoras dos contadores auxiliares:
int inrush = 0,           // Contador para curto-circuitar o resistor de inrush
    rede = 0;             // Contador de conexão com a rede

// Variáveis auxiliares:
int k;
Uint32 WakeCount;

main()
{
// Inicializações:
    WakeCount = 0;        // Conta interrupções

    pa2 = pb1 + pb2 - _IQ28(1.0); // Ajuste do filtro para ganho unitário
                                    // OBS: o ajuste mostrou-se desnecessário para IQ28

    plla2 = _IQ28(0.000627923994436372) + _IQ28(0.000627923994436372) - _IQ28(1.0);

// 1. Initialize System Control:
// PLL, WatchDog, enable Peripheral Clocks
// This example function is found in the DSP281x_SysCtrl.c file.
    InitSysCtrl();

    EALLOW;

    // Define o valor de HSPCLK:
    SysCtrlRegs.HISPCP.all = 0x0; // HSPCLK = SYSCLKOUT = 150MHz

    // Habilita pinos para o PWM:
    GpioMuxRegs.GPAMUX.all = 0x000F; // EVA PWM 1-4 pins

```

```

GpioMuxRegs.GPADIR.bit.GPIOA8 = 1; // Pino A8 como saída
GpioMuxRegs.GPADIR.bit.GPIOA11 = 1; // Pino A11 como saída {relé de conexão com a rede}
GpioMuxRegs.GPADIR.bit.GPIOA12 = 1; // Pino A12 como saída {relé de inrush}

// Pinos da Serial SCI:
GpioMuxRegs.GPFMUX.all=0x0030; // Select GPIOs to be Scia pins
// Port F MUX - x000 0000 0011 0000

EDIS;

// Step 2. Initialize GPIO:
// This example function is found in the DSP281x_Gpio.c file and
// illustrates how to set the GPIO to it's default state.
// InitGpio(); // Não utilizado neste programa

// Step 3. Clear all interrupts and initialize PIE vector table:
// Disable CPU interrupts
DINT;

// Initialize the PIE control registers to their default state.
// The default state is all PIE interrupts disabled and flags are cleared.
// This function is found in the DSP281x_PieCtrl.c file.
InitPieCtrl();

// Disable CPU interrupts and clear all CPU interrupt flags:
IER = 0x0000;
IFR = 0x0000;

// Initialize the PIE vector table with pointers to the shell Interrupt
// Service Routines (ISR).
// This will populate the entire table, even if the interrupt
// is not used in this example. This is useful for debug purposes.
// The shell ISR routines are found in DSP281x_DefaultIsr.c.
// This function is found in DSP281x_PieVect.c.
InitPieVectTable();

// Interrupts that are used in this example are re-mapped to
// ISR functions found within this file.
EALLOW;
PieVectTable.WAKEINT = &wakeint_isr;
PieVectTable.ADCINT = &adc_isr;
PieVectTable.T1PINT = &timer1_isr;
PieVectTable.PDPINTA = &eva_PDPINTA_isr;
EDIS;

// Step 4. Initialize all the Device Peripherals:
// This function is found in DSP281x_InitPeripherals.c
// InitPeripherals(); // Não utilizado neste programa
init_eva(); // Inicializa o EventManagerA
InitAdc(); // Inicializa o ADC

// Step 5. User specific code, enable interrupts:

// Zera contadores
WakeCount = 0; // Zera contador de interrupção

// Connect the watchdog to the WAKEINT interrupt of the PIE
// Write to the whole SCSR register to avoid clearing WDOVERRIDE bit
EALLOW;
SysCtrlRegs.SCSR = BIT1; // BIT1 = 0000 0000 0000 0010 b
EDIS;

// Table 6-5. PIE Peripheral Interrupts (SPRU078, pg. 6-12)
// Enable PIE group 2 interrupt 4 for T1PINT
PieCtrlRegs.PIEIER2.all = M_INT4;
// Enable PIE group 1 interrupt 1 (for PDPINTA) e 6 (for ADCINT)
PieCtrlRegs.PIEIER1.all = M_INT6 | M_INT1;

// Enable WAKEINT in the PIE: Group 1 interrupt 8
// Enable INT1 which is connected to WAKEINT:
PieCtrlRegs.PIECTRL.bit.ENPIE = 1; // Enable the PIE block
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx8 = 1; // Enable PIE Group 1 INT8
// Habilita interrupção do POWER DRIVE PROTECTION

IER |= M_INT1; // Enable CPU Interrupt 1 (para interrupção do ADC: ADCINT)
IER |= M_INT2; // Enable CPU Interrupt 2 (para interrupção do Timer1: T1PINT)
EINT; // Enable Global interrupt INTM
ERTM; // Enable Global realtime interrupt DBGM

```

```

// Reset the watchdog counter
KickDog();

// Enable the watchdog
EALLOW;
SysCtrlRegs.WDCR = 0x0028;
EDIS;

// Configura ADC
AdcRegs.ADCMAXCONV.all = 0x0003;           // Setup 2 conv's on SEQ1
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x0;    // Setup ADCINA0 as 1st SEQ1 conv.
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 0x1;    // Setup ADCINA1 as 2nd SEQ1 conv.
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02 = 0x2;    // Setup ADCINA2 as 3rd SEQ1 conv.
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV03 = 0x3;    // Setup ADCINA3 as 4th SEQ1 conv.
AdcRegs.ADCTRL2.bit.EVA_SOC_SEQ1 = 1;     // Enable EVASOC to start SEQ1
AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_ENA_SEQ1 = 1;     // Enable SEQ1 interrupt (every EOS)
// Importante: ADCCLK <= 25MHz
AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCCLKPS = 3; // FCLKadc = HSPCLK/(2*ADCCLKPS) = 150MHz/(2*3) = 25MHz
AdcRegs.ADCTRL1.bit.ACQ_PS = 3; // The width of SOC pulse is ADCTRL[11:8]+3 x ADCLK_per.
AdcRegs.ADCTRL1.bit.CPS = 0; // ADCCLK = FCLKadc/(CPS+1) = 25MHz/(0+1) = 25MHz

// Enable Period interrupt bits for GP timer 1
// Count up, x128, internal clk, enable compare, use own period
EvaRegs.EVAIMRA.bit.T1PINT = 1;
EvaRegs.EVAIFRA.bit.T1PINT = 1;

// Inicializa serial SCI:
scia_fifo_init(); // Inicializa a pilha da serial (SCI FIFO)
scia_echoback_init(); // Inicializa a serial SCI para ecoar dados

// Envia mensagem de sistema pronto:
scia_msg(MsgOK); // Envia "SysOK"

// Loop Principal:
while(1)
{
    // Comunicação serial:
    flag_cmd = 1; // Sinaliza início da espera por um comando
    Rx_k=-1; // Reinicia contador de caracteres do comando

    // Aguarda término do comando:
    while (flag_cmd)
    {
        // Espera por caracter de comando:
        while(SciaRegs.SCIIFRX.bit.RXFIFST!=1)
        {
            if (grava==1) // Grava pontos das variáveis _table em arquivos
            {
                grava = 0;
            }
        } // wait for XRDY =1 for empty state

        // Lê caracter recebido:
        RxChar = SciaRegs.SCIRXBUF.all;
        if ((RxChar != LF) && (RxChar != CR) && (Rx_k < MAX_RxTxChar))
        {
            Rx_k++;
            Rx_cmd[Rx_k] = RxChar; // guarda o caracter recebido no vetor
            if (RxChar == ' ') // DESLIGAMENTO DE EMERGÊNCIA (barra de espaço)
            {
                desliga_sistema();
                Rx_k=-1; // Reinicia comando
            }
        }
        else // Interpreta o comando recebido
        {
            Rx_k++;
            Rx_cmd[Rx_k] = '\0'; // sinaliza o fim do comando

            if (Rx_k<2) // ignora comandos menores que
                break; // dois caracteres

            // Interpreta comando:
            switch (Rx_cmd[0])
            {
                case 'D':

```

```

case 'd':
// Desliga o inversor, armazena os dados e aguarda novo comando.
    EvaRegs.COMCONA.all = 0xA063; // Desliga PWM
    scia_msg(MsgSysOff); // Envia a mensagem "SysOff"
    break;
case 'L':
case 'l':
    if (sinc_pll)
    {
        i_cnt=0; // Inicia a gravação de um transitório
        // Triger externo para osciloscópio em GPIOA8:
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIOA8 = 1;
        scia_msg(MsgSysOn); // Envia "SysOn"
    }
    else
        scia_msg(MsgSemSinc); // Envia "SemSinc"
    break;
case 'I':
case 'i':
    switch (Rx_cmd[1])
    {
        case 'L': // Liga relé de inrush
        case 'l':
            GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIOA12 = 1;
            inrush = 1;
            break;
        default:
            // Desliga relé de inrush
            GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIOA12 = 1;
            inrush = 0;
            // Desliga relé de conexão com a rede
            GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIOA11 = 1;
            rede = 0;
    }
    break;
case 'R':
case 'r':
    switch (Rx_cmd[1])
    {
        case 'L':
        case 'l':
            if (inrush == 1)
            {
                GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIOA11 = 1;
                // Liga relé de conexão com a rede
                rede = 1;
            }
            break;
        default:
            GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIOA11 = 1;
            // Desliga relé de conexão com a rede
            rede = 0;
    }
    break;

case 'T':
case 't':

```

```

/* Valores calculados pelo fluxo de potência (para o droop)
Ex:      [1]      [2]      [3]      [4]      [5]      [6]      [7]      [8]');
clr_p = [ 'b'      'r'      'g'      'c'      'm'      'y'      'k'      'b' ];
clr_A = [ 'b'      'r'      'g'      'c'      'm'      'y'      'k'      'b' ];
Ewf = [ 7.54      7.54      7.54      7.54      7.54      7.54      7.54      7.54];
ERc = [ 0.6        0.6        0.6        0.6        0.6        0.6        0.6        0.6 ];
EXc = [ 4.18      4.18      4.18      4.18      4.18      4.18      4.18      4.18];
Ekv = [ 0.01      0.01      0.01      0.01      0.01      0.01      0.01      0.01];
Ekp = [ 0.01      0.01      0.01      0.01      0.01      0.01      0.01      0.01];
Ekd = [ 0          0          0          0.001      0.001      0.001      0.01      0.01 ];
EPinv = [500      500      500      500      500      500      0          0 ];
EQinv = [ 0        250      -250      0          250      -250      500      -500 ];
EV = [128.0      128.0      128.0      128.0      128.0      128.0      128.0      128.0 ];
EE = [129.3      137.0      120.5      129.3      137.0      120.5      142.6      108.2 ];
EDelta=[ 0.1266   0.1108      0.1458      0.1266      0.1108      0.1458      -0.0164      0.0216];
*/

```

```

switch (Rx_cmd[1])
{
    case '1':
        Pe1 = _IQ(250);
        Qe1 = _IQ(0);
        Ve1 = _IQ(182.9);    // 129.3 * sqrt(2)
        Pe = Pe1;
        Qe = Qe1;
        Ve = Ve1;
        Pe2 = _IQ(400);
        Qe2 = _IQ(0);
        Ve2 = _IQ(182.7);    // 129.3 * sqrt(2)
        break;
    case '2':
        Pe1 = _IQ(250);
        Qe1 = _IQ(250);
        Ve1 = _IQ(193.2);    // 136.6 * sqrt(2)
        Pe = Pe1;
        Qe = Qe1;
        Ve = Ve1;
        Pe2 = _IQ(400);
        Qe2 = _IQ(250);
        Ve2 = _IQ(193.6);    // 137.0 * sqrt(2)
        break;
    case '3':
        Pe1 = _IQ(250);
        Qe1 = _IQ(-250);
        Ve1 = _IQ(170.4);    // 120.5 * sqrt(2)
        Pe = Pe1;
        Qe = Qe1;
        Ve = Ve1;
        Pe2 = _IQ(400);
        Qe2 = _IQ(-250);
        Ve2 = _IQ(170.3);    // 120.5 * sqrt(2)
        break;
    case '4':
        Pe1 = _IQ(250);
        Qe1 = _IQ(500);
        Ve1 = _IQ(202.9);    // 143.5 * sqrt(2)
        Pe = Pe1;
        Qe = Qe1;
        Ve = Ve1;
        Pe2 = _IQ(250);
        Qe2 = _IQ(-500);
        Ve2 = _IQ(155.1);    // 109.7 * sqrt(2)
        break;
    case '5':
        Pe1 = _IQ(250);
        Qe1 = _IQ(-500);
        Ve1 = _IQ(155.1);    // 109.7 * sqrt(2)
        Pe = Pe1;
        Qe = Qe1;
        Ve = Ve1;
        Pe2 = _IQ(250);
        Qe2 = _IQ(500);
        Ve2 = _IQ(202.9);    // 143.5 * sqrt(2)
        break;
    case 'A':
    case 'a':
        Pe1 = _IQ(250);
        Qe1 = _IQ(250);
        Ve1 = _IQ(193.2);    // 136.6 * sqrt(2)
        Pe = Pe1;
        Qe = Qe1;
        Ve = Ve1;
        Pe2 = _IQ(400);
        Qe2 = _IQ(-250);
        Ve2 = _IQ(170.3);    // 120.5 * sqrt(2)
        break;
    case 'B':
    case 'b':
        Pe1 = _IQ(250);
        Qe1 = _IQ(-250);
        Ve2 = _IQ(170.0);    // 120.2 * sqrt(2)
        Pe = Pe1;
        Qe = Qe1;
        Ve = Ve1;

```

```

        Pe2 = _IQ(400);
        Qe2 = _IQ(250);
        Ve2 = _IQ(193.6);      // 136.9 * sqrt(2)
    break;
    default:
        Pe = 0;
        Qe = 0;
        Ve = _IQ(181.0);      // 128.0 * sqrt(2)
        Pe = Pel;
        Qe = Qel;
        Ve = Vel;
        Pe2 = 0;
        Qe2 = 0;
        Ve2 = _IQ(181.0);      // 128.0 * sqrt(2)
    }
    break;

case 'K':
case 'k':
    // Altera valor de Kd entre 0 e 0.001
    switch (Rx_cmd[1])
    {
        case '1':
            Kd = _IQ(0.001);
            break;
        default:
            Kd = 0;
    }
    break;
case '?':
    switch (Rx_cmd[1])
    {
        case 'P':
        case 'p':
            // Envia o valor de Po
            DadoTx.Valor = Po; // Prepara Po para envio
            scia_dado();        // Envia novo valor de Vref
            break;
        case 'V':
        case 'v':
            // Envia o valor de Vref_pico
            DadoTx.Valor = Vr_p; // Prepara Vref para envio
            scia_dado();        // Envia novo valor de Vref
            break;
        default:
            scia_msg(MsgErro); // Envia mensagem de erro
    }
    break;
    default:
        scia_msg(MsgErro); // Envia mensagem de erro
    }
    flag_cmd = 0; // sinaliza fim de comando
}
}
}

void scia_echoback_init()
{
    // Note: Clocks were turned on to the SCIA peripheral
    // in the InitSysCtrl() function

    SciaRegs.SCICCR.all = 0x0007; // 1 stop bit, No loopback
                                   // No parity, 8 char bits,
                                   // async mode, idle-line protocol
    SciaRegs.SCICTL1.all = 0x0003; // enable TX, RX, internal SCICLK,
                                   // Disable RX ERR, SLEEP, TXWAKE
    SciaRegs.SCICTL2.all = 0x0003;
    SciaRegs.SCICTL2.bit.TXINTENA = 1;
    SciaRegs.SCICTL2.bit.RXBKINTENA = 1;

    SciaRegs.SCIHBAUD = 0x0000; // 19200 baud @LSPCLK = 37.5MHz.
    SciaRegs.SCILBAUD = 0x00F3;
    SciaRegs.SCICTL1.all = 0x0023; // Relinquish SCI from Reset
}

```

```

// Transmite um caracter pela SCI
void scia_xmit(int a)
{
    while (SciaRegs.SCIFFTX.bit.TXFFST != 0) {}
    SciaRegs.SCITXBUF=a;
}

void scia_msg(char * msg)
{
    int i;
    i = 0;
    while(msg[i] != '\0')
    {
        scia_xmit(msg[i]);
        i++;
    }
    scia_xmit(LF);
    scia_xmit(CR);
}

// Initalize the SCI FIFO
void scia_fifo_init()
{
    SciaRegs.SCIFFTX.all=0xE040;
    SciaRegs.SCIFFRX.all=0x204f;
    SciaRegs.SCIFFCT.all=0x0;
}

void scia_dado(void)
{
    scia_xmit(DadoTx.Bytes.byte3);
    scia_xmit(DadoTx.Bytes.byte2);
    scia_xmit(DadoTx.Bytes.byte1);
    scia_xmit(DadoTx.Bytes.byte0);
    scia_xmit(LF);
    scia_xmit(CR);
}

void init_eva()
{
    // Register Setup for PWM Generation
    // All three kinds of PWM waveform generations with compare units and
    // associated circuits require configuration of the same EvM registers.
    // The setup process for PWM generation includes the following steps:
    // * Setup and load ACTRx
    // * Setup and load DBTCOnx, if dead-band is to be used
    // * Initialize CMPRx
    // * Setup and load COMCONx
    // * Setup and load T1CON (for EVA) or T3CON (for EVB) to start
    //   the operation
    // * Rewrite CMPRx with newly determined values

    // EVA Configure T1PWM, T2PWM, PWM1-PWM6
    // Initalize the timers

    // Inicializar o Timer1 para uma frequência de 25kHz, no modo "continuous up/down"
    // T1CON: Timer 1 Control Register (all = R/W-0) [SPRU065, p.5-3]
    EvaRegs.T1CON.all = 0x0846;

    /* Definindo o período do timer para gerar 25kHz [SPRU065, p.1-25 1-26]
    F_T1 = 1/(2*Tlper) ==> Tlper = 1 / 2*F_T1
    F_T1 = 25kHz ==> Tlper = 1 / 50kHz = 20 us
    T1PR = HSPCLK / 2*F_T1 = 150MHz / 50kHz
    T1PR = 3000 = 0x0bb8
    T1CMPR = (qualquer valor menor que o T1PR)
    */
    Tlper = Ts*3000/20e-6; // Ajuste do período do timer para o Ts escolhido
    Tlper_2 = Tlper/2.0;
    // Initalize EVA Timer1
    EvaRegs.T1PR = Tlper;
    EvaRegs.T1CNT = 0x0000; // Timer1 counter

    // Calcula limites para saturação dos comparadores dos PWMs:
    CMPmax = 0.95*(EvaRegs.T1PR);
    CMPmin = 0.05*(EvaRegs.T1PR);

```



```

    EvaRegs.GPTCONA.bit.TlTOADC = 1; // 0 = não gera SOC
                                     // 1 = gera SOC qdo ocorrer underflow
                                     // 2 = gera SOC qdo atingir o período
                                     // 3 = gera SOC qdo atingir o compare
    // Drive TlPWM by compare logic (TCMPOE = 1)          (**NÃO USADO NESTE PROGRAMA**)
    EvaRegs.GPTCONA.bit.TCMPOE = 1;
    // Polarity of GP Timer 1 Compare = 1=01b ==> Active low (**NÃO USADO NESTE PROGRAMA**)
    EvaRegs.GPTCONA.bit.TlPIN = 1;

    // Initialize compare values for PWM1-PWM4
    EvaRegs.CMPR1 = EvaRegs.TlPR >> 1; // Relação cíclica inicial mínima:
                                     // (50% de Tlper ==> mínimo da meia escala)
    EvaRegs.CMPR2 = EvaRegs.TlPR - EvaRegs.CMPR1; // CMPR2 = complemento de CMPR1

    // Compare Action Control Register A (ACTRA) - (Address 7413h)
    EvaRegs.ACTRA.all = 0x0666;

    // Dead-Band Timer Control Register A (DBTCONA) - (Address xx15h)
    EvaRegs.DBTCONA.all = 0x01F8; // Enable deadband = 5 * SYSCLK/2

    // Compare Control A (COMCONA) Register - (Address 7411h)
    EvaRegs.COMCONA.all = 0xA063; // Desliga PWM
}

interrupt void adc_isr(void)
{
    // Medida da corrente de saída:
    Io = _IQmpy(_IQ((int)((AdcRegs.ADCRESULT0 >>4)-Zadc_0)),Kadc_0);
    Iabs = _IQabs(Io);

    // Medida da tensão de saída do inversor:
    Vo = _IQmpy(_IQ((int)((AdcRegs.ADCRESULT1 >>4)-Zadc_1)),Kadc_1); // *0.15 para Vpico = 180

    // Medida da corrente do indutor do inversor:
    IL = _IQmpy(_IQ((int)((AdcRegs.ADCRESULT2 >>4)-Zadc_2)),Kadc_2);

    // Medida da tensão do Link DC:
    Vdc = _IQmpy(_IQ((int)((AdcRegs.ADCRESULT3 >>4)-Zadc_3)),Kadc_3);
    // Determina a tensão de saturação do PI de acordo com a tensão Vdc:
    if (Vdc>_IQ(50.0))
        VPIisat = Vdc;
    else
        VPIisat = _IQ(50.0);

    // *****
    pll();
    // *****

    // Reset the watchdog counter
    KickDog();

    if (Iabs>I_max)
    {
        Vref = 0;
        Vr_px = 0;
        EvaRegs.COMCONA.all = 0xA063; // Desliga PWM
    }

    // Liga PWM após determinado período de tempo:
    if (i_cnt==99)
    {
        EvaRegs.COMCONA.all = 0xA263; // Liga PWM
        online = 1;
    }
    if (i_cnt==1000)
    {
        Pe = Pe2;
        Qe = Qe2;
        Ve = Ve2;
    }
    if (i_cnt==2000)
    {
        Pe = Pe1;
        Qe = Qe1;
        Ve = Ve1;
    }
}

```

```

// Desliga PWM após determinado período de tempo:
if (i_cnt==DIM)
{
    i_cnt++;          // Incrementa para não entrar nesta condição desnecessariamente
    EvaRegs.COMCONA.all = 0xA063;          // Desliga PWM
    online = 0;
    // Triger externo para osciloscópio em GPIOA8:
    GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIOA8 = 1; // seta o bit 6 do conector 8
    scia_msg(MsgSysOff);
}

// Cálculo das potências (ativa e reativa):
Pik = _IQmpy(Vo,Io); // Calcula a potência ativa instantânea
Qik = _IQmpy(Vquad,Io); // Calcula a potência reativa com base na tensão de quadratura
// Filtro de potência (1a ordem): Gf = Pm = b1 + b2*z^-1
//                                     --- -----
//                                     Pi      1 + a2*z^-1
// Pm = b1*Pi + b2*Pi_a - a2*Pm_a
Po = _IQmpyIQX(pb1,28,Pik,GlobalQ)+_IQmpyIQX(pb2,28,Pia,GlobalQ)-_IQmpyIQX(pa2,28,Poa,GlobalQ);
Qo = _IQmpyIQX(pb1,28,Qik,GlobalQ)+_IQmpyIQX(pb2,28,Qia,GlobalQ)-_IQmpyIQX(pa2,28,Qoa,GlobalQ);
// Atualiza valores anteriores:
Pia = Pik;
Poa = Po;
Qia = Qik;
Qoa = Qo;

// Malha de tensão (gera a referência para a malha de corrente):

// Calcula o erro de tensão:
Verr = Vref-Vo;

// Controle integral:
Viv = _IQmpy(Verr+Verr_a,KIv_Ts_2) + Viv;
// Satura Viv:
if (Viv>Irsat)      Viv=Irsat;
if (Viv<-Irsat)     Viv=-Irsat;
Verr_a = Verr;

// Controle proporcional+integral:
Iref = _IQmpy(Verr,KPv) + Viv;
// Satura Iref:
if (Iref>Irsat)      Iref=Irsat;
if (Iref<-Irsat)     Iref=-Irsat;

// Malha de corrente:
Ierr = Iref - IL;
// Ação Integral: VII = (Ierr + Ierr_a)*Ts/(2*Ti_i)
VII = _IQmpy(Ierr+Ierr_a,KIi_Ts_2) + VII;
Ierr_a = Ierr;
// Satura o integral:
if (VII>VPIisat)     VII = VPIisat;
if (VII<-VPIisat)    VII = -VPIisat;
// Ação Proporcional: VPI = KPi*Ierr
VPI = _IQmpy(KPi,Ierr);
// Proporcional + Integral:
VPIi = VPI + VII;
// Desacoplamento da tensão de saída:
if (desacop)
    VPIi = VPIi + Vo;

// Satura o PI:
if (VPIi>VPIisat)     VPIi = VPIisat;
if (VPIi<-VPIisat)    VPIi = -VPIisat;

// Ajuste da saída do PI ao ganho do PWM:
if (Vdc>_IQ(50.0))
    K_Vdc = _IQdiv(_IQ(Tlper_2),Vdc);
else
    K_Vdc = _IQdiv(_IQ(Tlper_2),_IQ(50.0));
VPIi = _IQmpy(K_Vdc,VPIi);

// Atualiza valor de comparação do PWM
CMP1 = _IQint(VPIi) + Tlper_2;
// Satura o valor de CMP1 (CMP para PWM1 e PWM2):
if (CMP1>CMPmax)
    CMP1 = CMPmax;

```

```

else
    if (CMP1 < CMPmin)
        CMP1 = CMPmin;
    CMP2 = EvaRegs.T1PR - CMP1; // Complemento da meia escala CMP2 (CMP para PWM3 e PWM4)
    // Valores de comparação serão atualizados apenas quando T1CNT = 0 ou T1PR
    EvaRegs.CMPR1 = CMP1;
    EvaRegs.CMPR2 = CMP2;

// **** INÍCIO: grava pontos para o gráfico ****
NTs_cnt = NTs_cnt+1;
if (i_cnt < DIM)
    if (NTs_cnt >= NTs)
    {
        Vo_table[i_cnt]      = Vo;
        Io_table[i_cnt]      = Io;
        Vdc_table[i_cnt]     = Vdc;
        Dfase_table[i_cnt]   = _IQ28toIQ(dfase);
        Vref_table[i_cnt]    = Vref;
        Po_table[i_cnt]      = Po;
        Qo_table[i_cnt]      = Qo;
        W_table[i_cnt]       = w - _IQ(W377);
        Vrp_table[i_cnt]     = Vrp;
        Teta_table[i_cnt]    = _IQ28toIQ(teta);
        i_cnt = i_cnt+1;
        NTs_cnt=0;
    } // **** FIM: grava pontos para o gráfico ****

// Reinitialize for next ADC sequence
AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1 = 1; // Reset SEQ1
AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1; // Clear INT SEQ1 bit
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1; // Acknowledge interrupt to PIE

return;
}

interrupt void timer1_isr(void)
{
    AdcRegs.ADCTRL2.bit.SOC_SEQ1 = 1; // Soft Start SEQ1

    // Enable more interrupts from this timer
    EvaRegs.EVAIMRA.bit.T1PINT = 1;
    EvaRegs.EVAIFRA.all = BIT7; // T1PINT

    // Acknowledge interrupt to receive more interrupts from PIE group 2
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP2; // Acknowledge interrupt to PIE
}

void pll(void)
{
    _iq Vo_pu;
    // Calcula erro de tensão:
    Vo_pu = _IQmpy(Vo, _IQ(1.0 / 180.0)); // Tensão de pico do PLL igual a 180V
    Ve_pll = _IQmpyIQX(Vo_pu, GlobalQ, Vq, 28); // Se (Vo * Vq == 0) {Vo em quadratura com Vq} ==> Ve_pll = 0

    // Filtro digital: 1ª ordem, fc=6Hz, fs=30kHz
    // Vf = (Vi + Vi_1) * 0.00627923994436372 + 0.998744152011127 * Vf_1 ;
    // A * Y = BU
    // Coeff. a0 ... aN = 1.0000 -0.998744152011127
    // Coeff. b0 ... bN = 0.00627923994436372 0.00627923994436372
    Vf_pll = _IQmpyIQX((Ve_pll + Vea_pll), GlobalQ, _IQ28(0.000627923994436372), 28)
        - _IQmpyIQX(Vfa_pll, GlobalQ, plla2, 28);

    // PI para gerar o dW (e zerar a saída do filtro Vf):
    // VI_pll = (Vf_pll + Vfa_pll) / 2 / TI_pll * Ts + VIa_pll;
    // dW = K_pll * Vf_pll + VI_pll;
    VI_pll = _IQmpy((Vf_pll + Vfa_pll), _IQ(KIpll_Ts_2)) + VIa_pll;
    dW = _IQmpy(K_pll, Vf_pll) + VI_pll;

    // Atualiza variáveis anteriores:
    Vea_pll = Ve_pll;
    Vfa_pll = Vf_pll;
    VIa_pll = VI_pll;

    // Satura o valor de dW:
    dW = _IQsat(dW, _IQ(50.0), _IQ(-50.0)); // -8Hz < dW < 8Hz
    // -50 <= dW <= +50
}

```

```

// Calcula novo valor de frequência:          // W377-50 <= w <= W377+50
w = _IQ(W377) + dw;

// Verifica o sincronismo do PLL:
if ( _IQabs(Vf_pll) > _IQ(0.035)) // Erro de W maior que 2.5%
    janela = 0; // Retira da condição de sincronismo
else
    janela++; // incrementa a janela até atingir o sincronismo
if ((janela >= 30000) && (rede==1))
{
    sinc_pll = 1;
    janela--; // Fixa o valor da janela para não voltar a zero
}
else
    sinc_pll = 0;

// Cálculo do droop:
if (online)
{
    w = _IQ(W377) - _IQmpy(Kw,Po-Pe); // Calcula novo valor de frequência pelo droop
    Vr_p = Ve - _IQmpy(Kv,(Qo-Qe)); // Calcula novo valor de tensão pelo droop
    if (Vr_p>_IQ(Vr_pmax))
        Vr_p = _IQ(Vr_pmax);
    dfase = _IQtoIQ28(-_IQmpy(Kd,(Po-Pe))); // Malha extra de fase
}
else
    dfase = 0;

// Integra a frequência para obter o ângulo teta:
teta = _IQtoIQ28( _IQmpyIQX((w+wa),GlobalQ,_IQ28(Ts_2),28)) + teta;
if (teta>_IQ28(PI)) teta = teta - _IQ28(doisPI);
if (teta<_IQ28(-PI)) teta = teta + _IQ28(doisPI);
wa = w;
teta_inv = teta+dfase;
Vd = _IQ28sin(teta_inv);
Vq = _IQ28cos(teta_inv);
Vqo = -_IQ28cos(teta_inv-_IQ28(0.1508));

Vref = _IQmpyIQX(Vr_p,GlobalQ,Vd,28); // Vr_p = Vref_pico (definido pela malha de Q)
Vquad = _IQmpyIQX(Vr_p,GlobalQ,Vqo,28); // Vr_p = Vref_pico (definido pela malha de Q)

t = t+_IQ(Ts);
}

void desliga_sistema(void)
{
    EvaRegs.COMCONA.bit.FCOMPOE = 0; // Enabled IF EXTCON.[0] = 0
    // Desabilita PWMs
    EvaRegs.COMCONA.bit.FCMP1OE = 0; // Enabled IF EXTCON.[0] = 1
    EvaRegs.COMCONA.bit.FCMP2OE = 0; // Enabled IF EXTCON.[0] = 1
    EvaRegs.COMCONA.bit.FCMP3OE = 0; // Enabled IF EXTCON.[0] = 1
    GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIOA11 = 1; // Desliga relé de conexão com a rede
    GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIOA12 = 1; // Desliga relé de inrush
    scia_msg(MsgSysOff);
}

// If local ISRs are used, reassign vector addresses in vector table as shown in Step 5
interrupt void wakeint_isr(void)
{
    WakeCount++;
    if (WakeCount==1)
    {
        desliga_sistema();
        WakeCount = 2; // Salta um ponto para evitar a repetição da mensagem
    }

    // Acknowledge this interrupt to get more from group 1
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
}

interrupt void eva_PDPINTA_isr(void)
{
    // Verifica qual pino disparou a interrupção:
    // C1TRIP = erro no PWM1-2
    // C2TRIP = erro no PWM3-4
    // C3TRIP = erro no PWM5-6

```

```
if (WakeCount == 0)
{
    desliga_sistema();
    WakeCount = 1;
    scia_msg(MsgDRV);
}

// Enable more interrupts from this power drive interrupt
EvaRegs.EVAIMRA.bit.PDPINTA = 1;
EvaRegs.EVAIFRA.all = BIT0;
// Acknowledge interrupt to receive more interrupts from PIE group 2
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
}
```

## APÊNDICE C – Modelo de temperatura da célula a combustível

O *software* PSIM permite a inclusão de programação C em um bloco específico, chamado *Bloco C*, para facilitar a inserção de rotinas que seriam de difícil implementação através de elementos de circuitos. O modelo de temperatura da célula a combustível necessitou deste tipo de implementação, por tratar de um modelo que varia seus parâmetros de acordo com o nível de corrente solicitada nos terminais da célula.

O modelo, programado em linguagem C, foi inserido no bloco *FC\_Temp* da Figura C.1. Neste circuito, a corrente (*Stack\_I*), a tensão (*Stack\_V*) e a temperatura do ar (*Air\_T*) medidas são lidas em arquivos e utilizadas como entrada do modelo de temperatura para comparação da temperatura gerada pelo modelo ( $T_{cell}$ ) com a temperatura medida da célula (*Stack\_T*).

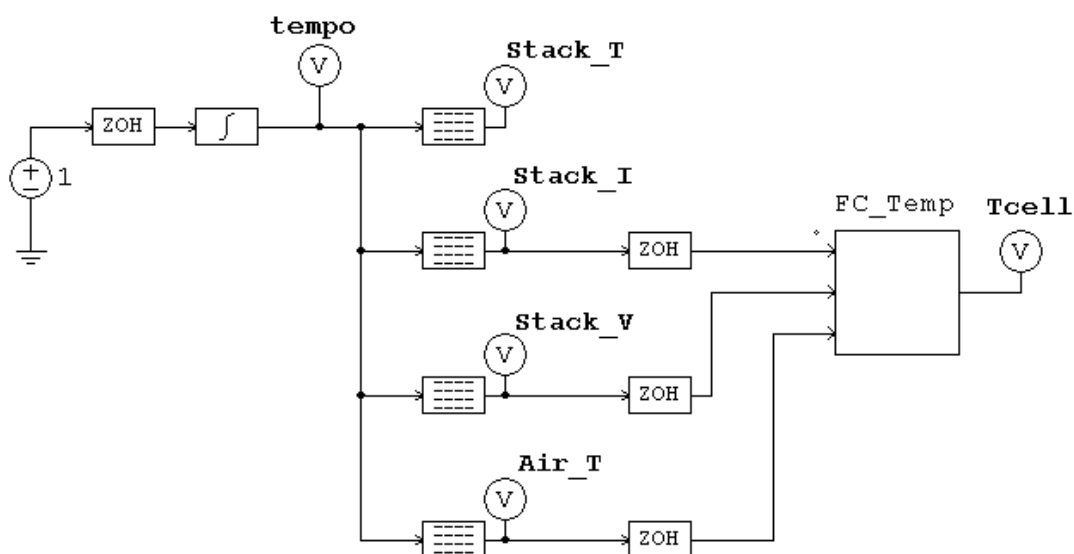


Figura C.1 – Circuito de simulação do modelo de temperatura – *FC\_Temp*, com utilização do *Bloco C* para inserção de programa C.

A saída obtida pelo modelo de temperatura ( $T_{cell}$ ) e a temperatura medida da célula (*Stack\_T*) são apresentadas na Figura C.2, onde pode ser observado uma boa aproximação entre as duas curvas. Nesta figura também estão apresentadas as demais variáveis medidas: *Stack\_I*, *Stack\_V* e *Air\_T*.

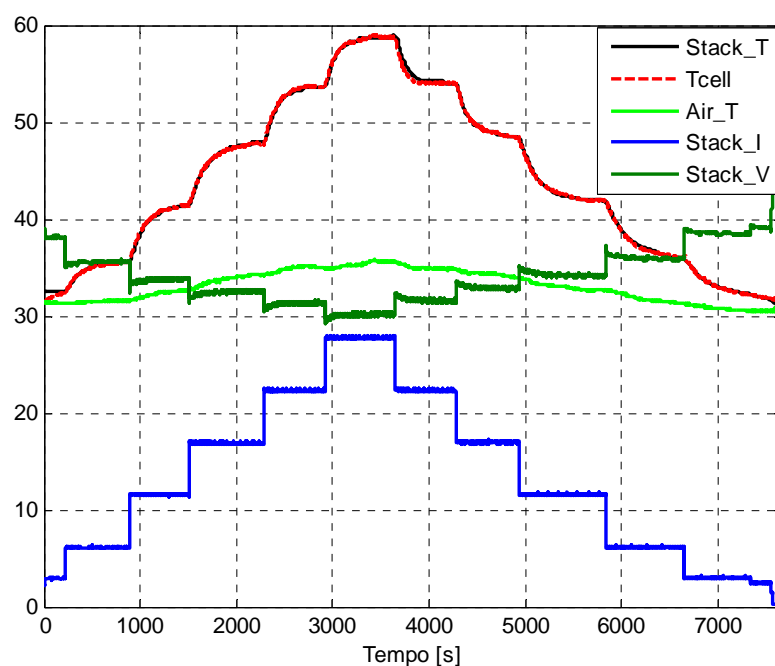


Figura C.2 – Resultado de simulação do modelo de temperatura – *FC\_Temp*, para comparação com a temperatura medida.

Cada entrada do *Bloco C* é definida internamente com sendo uma variável  $x_i$ , onde o índice  $i$  representa a  $i$ ésima entrada do bloco. De forma semelhante, cada saída do bloco é representada por uma variável  $y_i$ .

A seguir é apresentada a listagem do programa inserido no *Bloco C* da Figura C.1, denominado *FC\_Temp*. A variável  $Tk$  representa a variação de temperatura interna da célula a combustível, enquanto que as variáveis  $va1$ ,  $va2$ ,  $vb1$ ,  $vb2$  e  $vnd$  representam os vetores de parâmetros variáveis do modelo de temperatura representado por partes, obtido no Capítulo 4.

```
// Simula variação de temperatura da célula a combustível:
//
// x1 = Icell
// x2 = Vcell
// x3 = Tamb
//
// y1 = Tcell

static int npar=1;
static float Tk[3] = {0, 0, 0};
static float uk[10] = { 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0 };
int nk;
double vb1[10] = { -0.001275, 0.000237,-0.00039, 0.001835, 0.001047, 0.00063, 0.0019, -
0.000582, 0.001125, 0.0072 };
double vb2[10] = { 0.001400,-0.000100, 0.00050,-0.001700,-0.0009, -0.0004, -0.001753,
0.0007, -0.0010, -0.0071 };
double va1[10] = { -0.5787,-0.5839,-0.5807,-0.5791,-0.5811,-0.5812,-0.5784,-0.5794,-0.5829,-
0.5733};
double va2[10] = { -0.4195,-0.4141,-0.4176,-0.4187,-0.4163,-0.4152,-0.4195,-0.4190,-0.4156,-
0.4254};
double vnd[10] = {10, 10, 10, 10, 10, 10, 10, 10, 8, 8};
```

```

// Determinação dos valores dos parâmetros na faixa de corrente:
switch npar {
  case 1:
    if (x1>10)
      npar=2;
    break;
  case 2:
    if (x1>15+0.5) npar=3;
    else
      if (x1<10-0.5)
        npar=10;
    break;
  case 3:
    if (x1>20+0.5)
      npar=4;
    else if (x1<15-0.5)
      npar=9;
    break;
  case 4:
    if (x1>25+0.5)
      npar=5;
    else if (x1<20-0.5)
      npar=8;
    break;
  case 5:
    if (x1<25-0.5)
      npar=6;
    break;
  case 6:
    if (x1<20-0.5)
      npar=7;
    else if (x1>25+0.5)
      npar=5;
    break;
  case 7:
    if (x1<15-0.5)
      npar=8;
    else if (x1>20+0.5)
      npar=4;
    break;
  case 8:
    if (x1<10-0.5)
      npar=9;
    else if (x1>15+0.5)
      npar=3;
    break;
  case 9:
    if (x1<5-0.5)
      npar=10;
    else if (x1>10+0.5)
      npar=2;
    break;
  case 10:
    if (x1<2-0.5)
      npar=1;
    break;
}

// Cálculo da temperatura:
for(nk=10;nk>1;nk--)
{
  uk[10-nk] = uk[11-nk];
}
uk[9] = x1*(45-x2); // valor atual é inserido no ponto anterior

Tk[2] = -val[npar-1] * Tk[2-1] - va2[npar-1] * Tk[2-2] + vb1[npar-1] * uk[10-vnd[npar-1]] +
vb2[npar-1] * uk[11-vnd[npar-1]];
Tk[2-2] = Tk[2-1];
Tk[2-1] = Tk[2];

// Atualiza a saída de temperatura (T_cell)
y1 = Tk[2]+x3;

// FIM.

```



## ANEXO A – Sensores de tensão e corrente

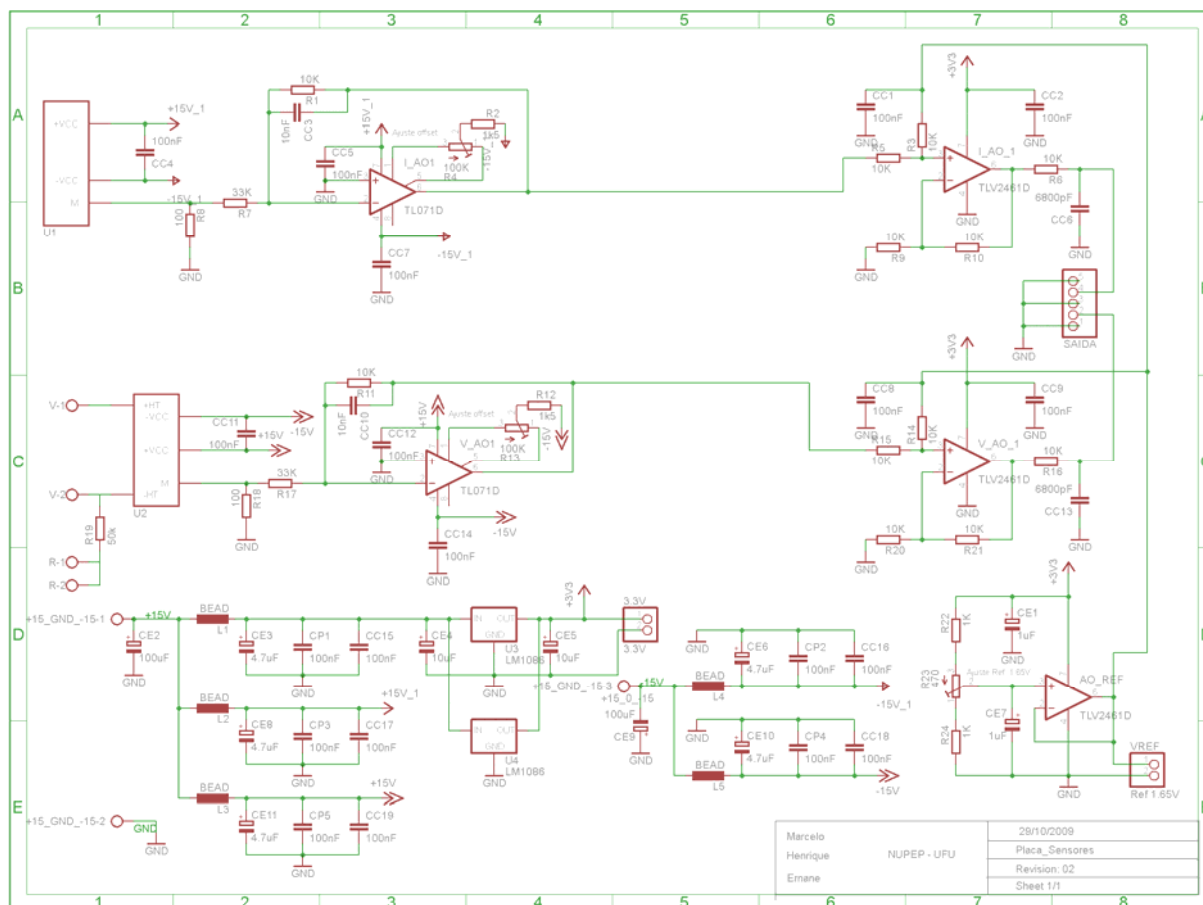


Figura Anexo A-1 – Circuito de sensores de tensão e corrente.

Fonte: Elaborado pelo aluno de Iniciação Científica, Marcelo Rodrigues da Silva Brito.

Os ganhos do circuito de tensão e de corrente são:

$$G_{\text{corrente}} = 0,029$$

$$G_{\text{tensão}} = 0,0014$$

A frequência de corte do filtro passa baixa (*anti aliasing*), tanto do sensor de corrente quanto do sensor de tensão é de:

$$\omega_{\text{corte}} = \frac{1}{R_{11}C_{10}} = \frac{1}{10k \times 10n} = 10k \text{ rad/s}$$

$$f_{\text{corte}} = \frac{\omega_{\text{corte}}}{2\pi} = \frac{10k}{2\pi} = 1591,5 \text{ Hz}$$

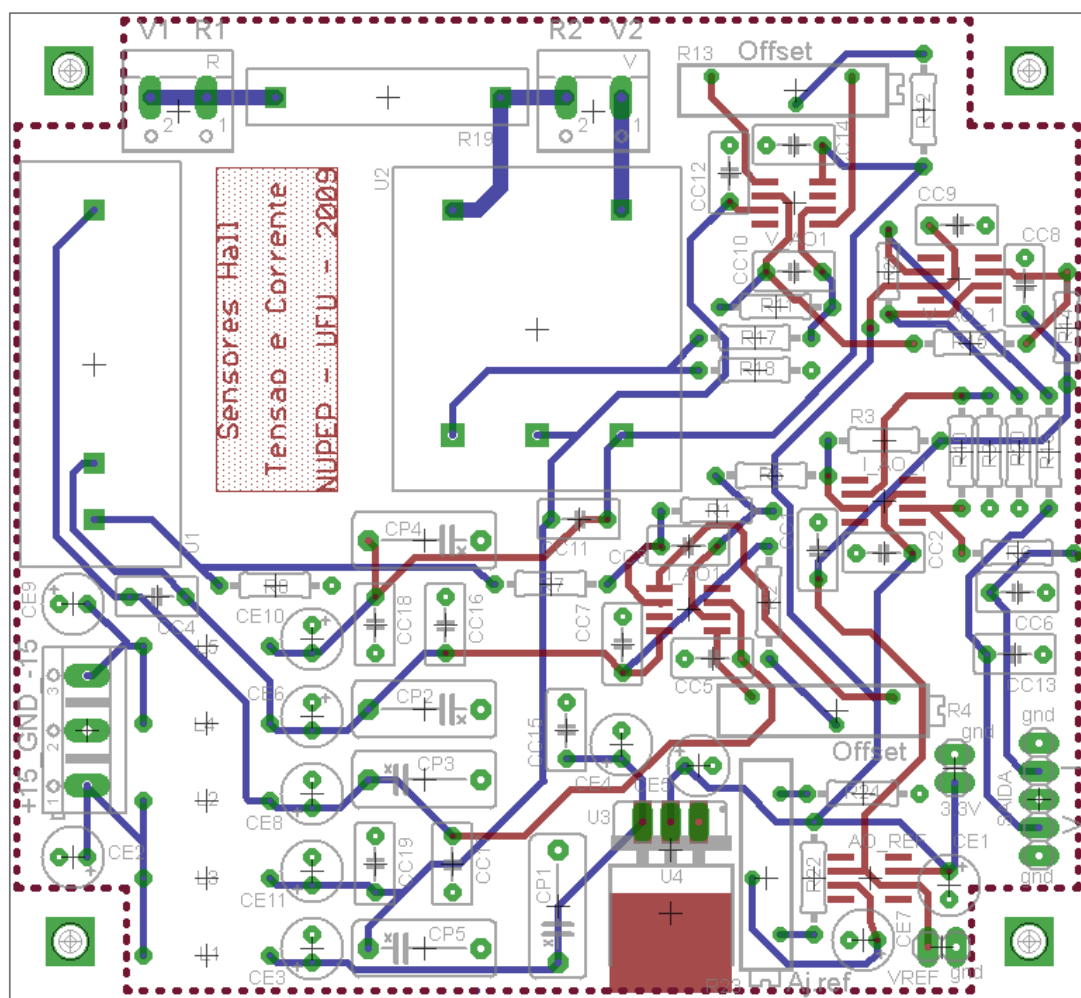


Figura Anexo A-2 – Placa de circuito impresso dos sensores de tensão e corrente.  
 Fonte: Elaborado pelo aluno de Iniciação Científica, Marcelo Rodrigues da Silva Brito.

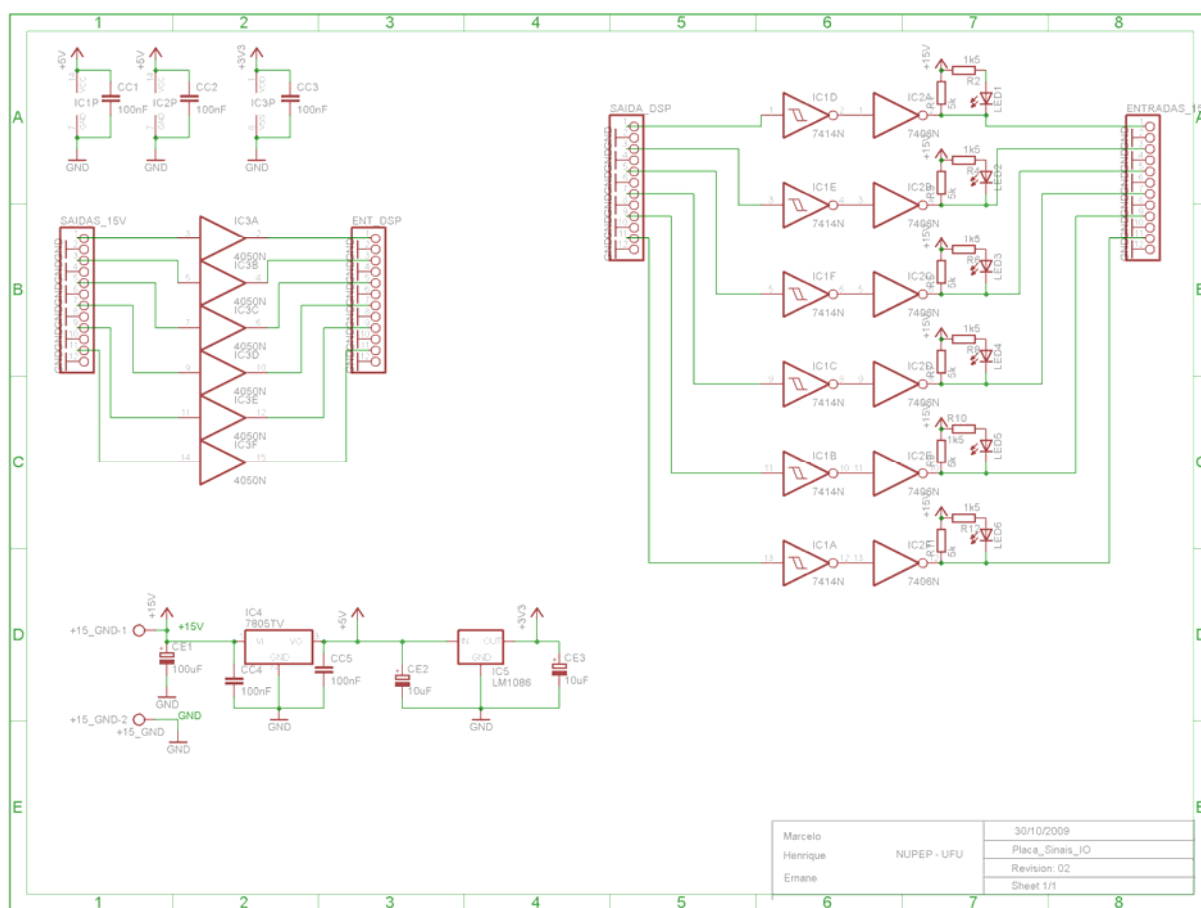


Figura Anexo A-3 – Circuito adaptador de sinais 3,3V ↔ 15V.

Fonte: Elaborado pelo autor e pelo aluno de Iniciação Científica, Marcelo Rodrigues da Silva Brito.

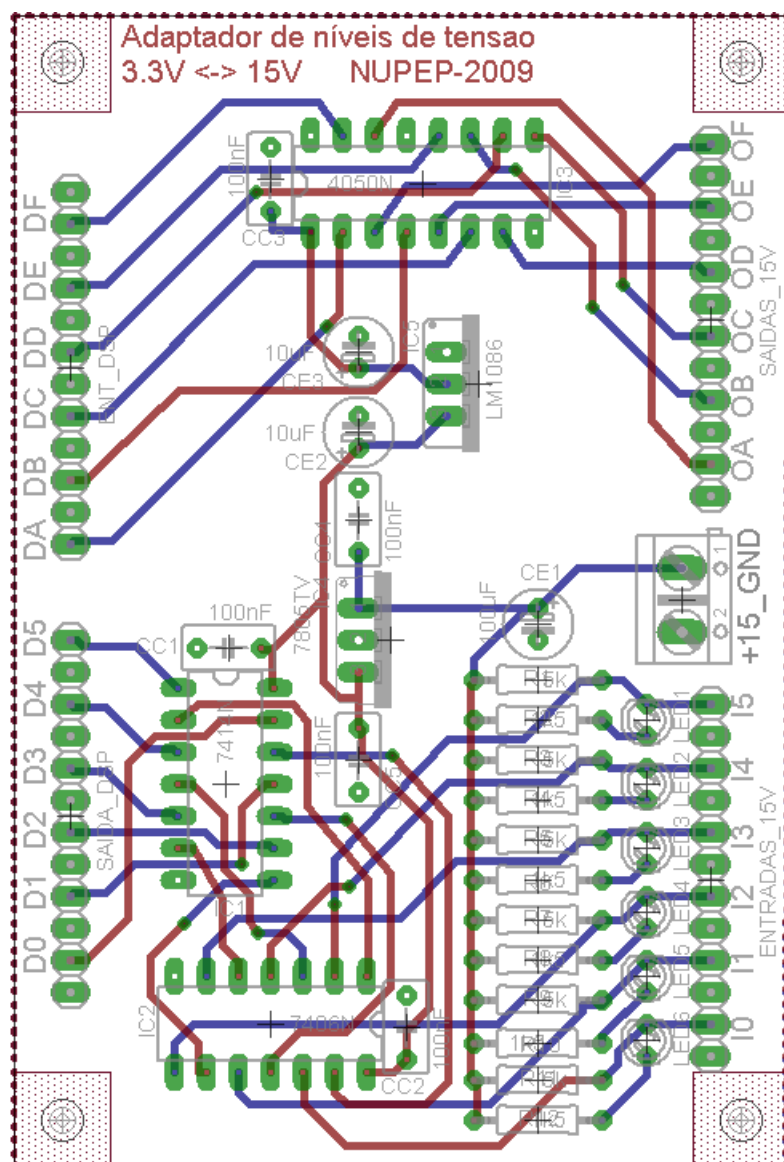


Figura Anexo A-4 – Placa de circuito impresso para o adaptador de sinais 3,3V ↔ 15V.  
 Fonte: Elaborado pelo autor e pelo aluno de Iniciação Científica, Marcelo Rodrigues da Silva Brito.