



Universidade Federal de Juiz de Fora
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

FILIPE CAIXEIRO MATTOS

**CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DE UM SISTEMA SOLAR FOTOVOLTAICO
MONOFÁSICO DE ÚNICO ESTÁGIO**

Dissertação de Mestrado

Juiz de Fora

2011

FILIPPE CAIXEIRO MATTOS

**CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DE UM SISTEMA SOLAR FOTOVOLTAICO
MONOFÁSICO DE ÚNICO ESTÁGIO**

Dissertação submetida ao corpo docente do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como parte dos requisitos necessários para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Henrique Antônio Carvalho Braga, Dr. Eng.

Juiz de Fora

2011

Mattos, Filipe Caixeiro.

Contribuição ao estudo de um sistema solar fotovoltaico
monofásico de único estágio / Filipe Caixeiro Mattos. – 2011.
143 f. : il.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade
Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2011.

1. Energia solar. I. Título.

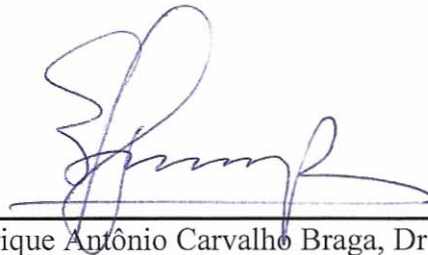
CDU 551.521.37

FILIFE CAIXEIRO MATTOS

**CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DE UM SISTEMA SOLAR FOTOVOLTAICO
MONOFÁSICO DE ÚNICO ESTÁGIO**

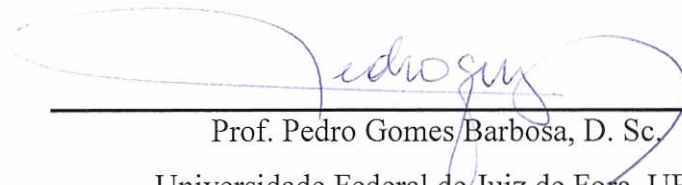
Dissertação submetida ao corpo docente do Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como parte dos requisitos necessários para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 2 de setembro de 2011.



Prof. Henrique Antônio Carvalho Braga, Dr. Eng.

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF



Prof. Pedro Gomes Barbosa, D. Sc.

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF



Prof. Carlos Meza Benavides, Ph. D.

Instituto Tecnológico de Costa Rica, ITCR

À minha família e aos meus amigos.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente e de maneira especial aos meus pais, Marcelo e Marci, por me apoiarem em todos esses anos de minha formação, pela força e carinho. Agradeço também à Nara, por ter paciência e acreditar em mim nos momentos mais difíceis de minha vida. Ao pequeno Luis Filipe, por sorrir todos os dias. Ao grande Marcello Mattos, que estará em minhas melhores lembranças para sempre.

A todos os professores que foram de fundamental importância para construção do profissional que me torno hoje. Em especial ao professor e orientador Henrique A. C. Braga, pelas horas dedicadas ao auxílio e orientação para a realização deste estudo e pela confiança depositada em mim.

Aos meus amigos e colegas que sempre estiveram ao meu lado e que de alguma forma contribuíram para que eu conquistasse esta etapa fundamental em minha vida.

À Universidade Federal de Juiz de Fora, à Faculdade de Engenharia e à Fundação de Amparo a Pesquisa de Minas Gerais pelo suporte financeiro e ferramentas necessárias para desenvolvimento deste trabalho.

“Foco é a sua capacidade de dizer não. Quem diz sim a tudo não tem foco. Disciplina é necessária para buscar metas, e a sua organização vai definir a velocidade da sua estratégia.”

Carlos Alberto Júlio

RESUMO

Esta dissertação apresenta uma contribuição ao estudo de um inversor de tensão monofásico (VSI – Voltage Source Inverter), com saída em corrente, aplicado ao processamento de energia em sistemas solares fotovoltaicos (PV) monofásicos conectados à rede elétrica de distribuição. Através do controle por corrente média, é possível em um único estágio de processamento de energia rastrear o ponto de máxima potência do arranjo fotovoltaico e injetar na rede elétrica uma corrente com baixa distorção harmônica total (THD) e em fase com a tensão da rede CA. Para implementação do controle do sistema é utilizado o circuito integrado UC3854, da Texas Instruments, componente analógico de baixo custo e com funções típicas de correção de fator de potência de fontes de alimentação. Equações de análise e projeto, resultados de simulação e informações experimentais, obtidas de um protótipo de 720W, são incluídos neste material.

PALAVRAS-CHAVE: Geração dispersa, energia solar fotovoltaica, sistemas conectados à rede.

ABSTRACT

This dissertation presents a contribution to the study of a single-phase voltage inverter (VSI – Voltage Source Inverter), with current output, applied to the processing of photovoltaic (PV) solar power connected to single-phase electric distribution network. By controlling the average current, it is possible, in a single stage of power processing, to track the maximum power point of PV array and inject into the grid a current with low total harmonic distortion (THD) and in phase with the AC mains voltage. To implement the control system it is used a low cost Texas Instruments' analog integrated circuit UC3854, which includes a power factor correction typical function. Equations concerning analysis and design steps, simulation results and experimental data obtained from a 720W prototype are included in this document.

KEYWORDS: Dispersed generation, solar photovoltaic systems, grid connection, power factor.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1. Topologia com: (a) único estágio inversor, não-isolada; (b) único estágio inversor, isolada; (c) múltiplos estágios de conversão, isolada; (d) múltiplos estágios de conversão, não isolada.	22
Figura 2. Circuito equivalente a um diodo para a célula solar.	25
Figura 3. Curva característica aproximada de uma célula PV.	26
Figura 4. Curvas I_xV e P_xV do módulo fotovoltaico BP SX-120 ($1000W/m^2$ a $25^\circ C$).	27
Figura 5. Curvas I_xV e P_xV do módulo fotovoltaico BP SX-120 em diferentes condições de radiação solar e temperatura fixa em $25^\circ C$	28
Figura 6. Curvas I_xV e P_xV do módulo fotovoltaico BP SX-120 em diferentes condições de temperatura e radiação solar fixa $1000W/m^2$	29
Figura 7. Esboço da curva de potência de um arranjo PV.	29
Figura 8. Estrutura de controle de rastreamento do ponto de máxima potência.	30
Figura 9. Esboço da ação do algoritmo de Perturbação e Observação.	30
Figura 10. Curva P-V para diferentes valores de radiação solar e temperatura de $25^\circ C$ (arranjo fotovoltaico formado por um painel BP-SX120).	33
Figura 11. Diagrama do conversor <i>boost</i> como pré-regulador de fator de potência.	38
Figura 12. Diagrama de blocos generalizado do sistema PV.	39
Figura 13. Conversor <i>buck</i> em cascata com inversor de corrente e diagrama de blocos do circuito de controle.	40
Figura 14. Circuito VSI monofásico.	41
Figura 15. Modulação por largura de pulso com tensão de saída bipolar.	42
Figura 16. Espectro de amplitude para modulação por largura de pulso senoidal.	44
Figura 17. Modulador PMW do UC3854.	44
Figura 18. Modulação por largura de pulso no CI UC3854.	44
Figura 19. Circuito de verificação de passagem por zero.	45
Figura 20. Modos de comutação correspondentes à operação do VSI com tensão de saída bipolar.	46
Figura 21. Modulador PWM para tensão de saída bipolar.	46
Figura 22. Modulação PWM com tensão de saída bipolar: (a) corrente de saída, (b) tensão no indutor, (c) tensão de saída do inversor.	48
Figura 23. Variação da razão cíclica em função do ângulo da tensão da rede elétrica CA -	

Modulação PWM com tensão de saída bipolar.	48
Figura 24. Variação da ondulação da corrente de saída em função do ângulo da tensão da rede para diferentes valores de α - Modulação PWM com tensão de saída bipolar.	49
Figura 25. Modos de comutação correspondentes à operação do VSI com tensão de saída unipolar.	51
Figura 26. Modulador PWM para tensão de saída unipolar.	51
Figura 27. Modulação PWM com tensão de saída unipolar: (a) corrente de saída, (b) tensão no indutor, (c) tensão de saída do inversor.	52
Figura 28. Variação razão cíclica em função do ângulo da tensão da rede elétrica CA - Modulação PWM com tensão de saída unipolar.	53
Figura 29. Variação da ondulação da corrente de saída em função do ângulo da tensão da rede para diferentes valores de α - Modulação PWM com tensão de saída unipolar.	54
Figura 30. Formas de onda para VSI acionado pelo modulador PWM com tensão de saída bipolar – (a) corrente de saída VSI (i_L); (b) tensão de saída do VSI (v_i) e (c) tensão de controle ($v_{controle}$).	56
Figura 31. Espectro de amplitude para corrente de saída i_L – Modulação PWM com tensão de saída unipolar.	56
Figura 32. Corrente de saída VSI (i_L) – cruzamento por zero.	57
Figura 33. Modulador PWM com tensão de saída bipolar – modificado.	58
Figura 34. Formas de onda para VSI acionado pelo modulador com tensão de saída bipolar – modificado – (a) corrente de saída VSI (i_L); (b) tensão de saída do VSI (v_i) e (c) tensão de controle ($v_{controle}$).	59
Figura 35. Espectro de amplitude para corrente de saída i_L – modulação PWM com tensão de saída bipolar – modificado.	59
Figura 36. Formas de onda para VSI acionado pelo modulador PWM com tensão de saída unipolar: (a) corrente de saída VSI (i_L); (b) tensão de saída do VSI (v_i) e (c) tensão de controle ($v_{control}$).	60
Figura 37. Espectro de amplitude para corrente de saída i_L – modulação PWM com tensão de saída unipolar.	60
Figura 38. Potência instantânea de saída ($p_o(t)$), potência média de saída ($P_{o,med}$), tensão da rede elétrica CA ($v_o(t)$) e corrente de saída ($i_L(t)$).	61
Figura 39. Simplificação considerando a corrente média instantânea pelos interruptores do inversor – (a) inversor; (b) circuito simplificado.	62
Figura 40. Formas de onda: (a) tensão de entrada $v_{cc}(t)$, (b) potência de saída $p_o(t)$, (c) tensão e	

corrente de saída $v_o(t)$	64
Figura 41. Diagrama de blocos de controle do inversor.	66
Figura 42. Diagrama de blocos do sistema de controle.	67
Figura 43. Tensão de saída do VSI a três níveis e valor médio instantâneo.	69
Figura 44. (a) Sistema de geração PV; (b) Circuito equivalente do VSI conectado à rede elétrica CA para malha de corrente, representado por valores médios instantâneos.	70
Figura 45. (a) Sistema de geração PV; (b) Circuito equivalente do VSI conectado à rede elétrica CA para malha de tensão, representado por valores médios instantâneos.	72
Figura 46. Diagrama de blocos da malha de controle para a corrente de saída.	73
Figura 47. (a) Controlador de corrente; (b) Esboço do diagrama de Bode da função de transferência do compensador de corrente.	74
Figura 48. Circuito de medição da corrente de saída (i_L).	76
Figura 49. Diagrama de blocos da malha de controle para a tensão de entrada (barramento CC).	77
Figura 50. Controlador de tensão.	77
Figura 51. Divisor de tensão para medir a tensão de entrada (barramento CC).	79
Figura 52. Ação <i>feedforward</i> do sistema de controle.	80
Figura 53. Modo de acionamento: (a) Frequência de operação dos interruptores do inversor; (b) Esboço dos sinais de comando dos interruptores do inversor.	85
Figura 54. Formas de onda para as correntes nos interruptores acionados em baixa frequência.	85
Figura 55. Formas de onda para as correntes nos interruptores e diodos acionados em alta frequência.	87
Figura 56. Circuito de medição da corrente de saída do inversor.	90
Figura 57. Diagrama funcional do UC3854 (UNITRODE, 1999).	91
Figura 58. Circuito inversor adaptador.	93
Figura 59. Esboço dos sinais de entrada e saída no circuito inversor adaptador.	93
Figura 60. Componentes externos ao CI UC3854.	94
Figura 61. Esquemático de configuração do limitador de corrente.	95
Figura 62. Circuito <i>feedforward</i>	96
Figura 63. Circuito de sincronismo.	99
Figura 64. <i>FTMA</i> da corrente de saída.	101
Figura 65. Diagrama de bode do compensador de corrente.	104
Figura 66. Diagrama de bode da $FTMA_i(s)$	104

Figura 67. Diagrama de blocos da $FTMA_v$.	105
Figura 68. Diagrama de bode do compensador de tensão.	107
Figura 69. Diagrama de bode da $FTMA_v(s)$.	108
Figura 70. Estrutura de potência do sistema de geração PV – Simulado.	109
Figura 71. Circuito de controle: (a) circuito de medição de i_L , circuito inversor do limitador de corrente, circuito inversor adaptador (malha de tensão).e UC3854 com componente auxiliares; (b) Transformador auxiliar (controle), circuito retificador e circuito <i>feedforward</i> ; (c) Circuito de identificação de passagem por zero – Simulado.	109
Figura 72. Corrente injetada na rede ($i_L \times 10$) e forma de onda da tensão da rede (v_o) – temperatura de 25°C.	110
Figura 73. Sinais de controle: (a) Sinal B – saída do controlador de tensão; (b) Sinal C – tensão de <i>feedforward</i> .	112
Figura 74. Corrente injetada na rede ($i_L \times 10$) e forma de onda da tensão da rede (v_o) – temperatura de 25°C.	112
Figura 75. Sinais de controle: (a) Sinal B – saída do controlador de tensão; (b) Sinal C – tensão de <i>feedforward</i> .	113
Figura 76. Degrau de radiação solar: (a) tensão de saída (v_o); (b) corrente de saída (i_L); (c) tensão do barramento CC (v_{cc}); (d) potência de entrada do sistema (p_{in}); (e) potência de saída (p_{out}); (f) radiação solar (P_{sun}) – temperatura de 25°C.	114
Figura 77. Sinais de controle para de grau de radiação solar: (a) Sinal B – saída do controlador de tensão; (b) Sinal C – tensão de <i>feedforward</i> .	115
Figura 78. Variação da radiação solar em rampa: (a) tensão de saída (v_o); (b) corrente de saída (i_L); (c) tensão do barramento CC (v_{cc}); (d) potência de entrada do sistema (p_{in}); (e) potência de saída (p_{out}); (f) radiação solar (P_{sun}) – temperatura de 25°C.	116
Figura 79. Sinais de controle para variação da radiação solar em rampa: (a) Sinal B – saída do controlador de tensão; (b) Sinal C – tensão de <i>feedforward</i> .	117
Figura 80. Variação da tensão de saída: (a) tensão de saída (v_o); (b) corrente de saída (i_L); (c) tensão do barramento CC (v_{cc}); (d) potência de entrada do sistema (p_{in}); (e) potência de saída (p_{out}); (f) radiação solar (P_{sun}) – temperatura de 25°C.	118
Figura 81. Variação da tensão de saída: (a) sinal B; (b) sinal C (V_{ff}) – temperatura de 25°C.	118
Figura 82. Diagrama de montagem experimental – Protótipo.	121
Figura 83. Esquemático utilizado para inversor.	122
Figura 84. Circuito de tempo morto.	123

Figura 85. Sinais de saída do circuito de identificação de passagem por zero: (v_{sp}) sinal de comutação para $i_L > 0$, (v_{sn}) sinal de comutação para $i_L < 0$ e (v_o) tensão da rede CA.	123
Figura 86. Circuito de verificação de passagem por zero modificado.	123
Figura 87. Sinais de saída do circuito de identificação de passagem por zero após modificações: (v_{sp}) sinal de comutação para $i_L > 0$, (v_{sn}) sinal de comutação para $i_L < 0$ e (v_o) tensão da rede CA.	124
Figura 88. Circuito de disparo dos MOSFETs – <i>driver</i>	124
Figura 89. Foto do protótipo do sistema de geração PV.	125
Figura 90. Foto do arranjo fotovoltaico utilizado – Laboratório Solar, UFJF.	126
Figura 91. Formas de onda experimentais: (v_o) tensão de saída e (i_L) corrente de saída.	126
Figura 92. Formas de onda experimentais: (v_o) tensão de saída e (i_L) corrente de saída.	127
Figura 93. Formas de onda experimentais para diferentes condições de radiação solar: (v_{cc}) tensão do barramento CC e (i_L) corrente de saída.	128
Figura 94. Vistas do núcleo de ferrite.	139
Figura 95. Esquemático do circuito de controle e circuito com lógica adicional ao modulador junto ao circuito de tempo morto.	142
Figura 96. Esquemático do circuito inversor - circuito de potência.	143

LISTA DE TABELAS

Tabela 1. Características elétricas do painel BP-SX120 (BPSOLAR, 2001).....	27
Tabela 2. Especificação para simulação do inversor.....	55
Tabela 3. Especificação para simulação do modulador.....	55
Tabela 4. Características elétricas do painel BP-SX120(BPSOLAR, 2001).....	82
Tabela 5. Especificações de projeto.	82
Tabela 6. Especificação dos capacitores utilizados no barramento CC (NICHICON).	84
Tabela 7. Características elétricas do MOSFET (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2002). ..	87
Tabela 8. Características elétricas do diodo (SEMICONDUCTOR COMPONENTS INDUSTRIES, 2008).	88
Tabela 9. Características de sensor de corrente LA-55P (LEM COMPONENTS, 2009).....	88
Tabela 10. Valores dos componentes do circuito de medição da corrente de saída.....	90
Tabela 11. Descrição dos pinos do CI UC3854 (UNITRODE, 1999).	91
Tabela 12. Valores dos componentes do limitador de corrente.....	95
Tabela 13. Valores dos componentes do circuito <i>feedforward</i>	98
Tabela 14. Valores dos componentes do circuito de sincronismo.....	98
Tabela 15. Valores dos componentes do circuito oscilador e do resistor de saída do multiplicador.....	99
Tabela 16. Valores dos componentes do compensador de corrente.....	103
Tabela 17. Valores dos componentes do compensador de tensão.....	107
Tabela 18. Valores dos componentes do circuito <i>feedforward</i>	111
Tabela 19. Medidas das variáveis de entrada e saída do sistema experimental (saída: resistor de 22 Ω).....	129

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ASM	Modelagem por Formas de Onda Médias em Um Período de Chaveamento (do inglês, <i>Average Switching Modeling</i>)
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CI	Circuito Integrado
FP	Fator de Potência
FTMA	Função de Transferência de Malha Aberta
FTMF	Função de Transferência de Malha Fechada
IEC	Comissão Internacional de Eletrotécnica (do inglês, <i>International Electrotechnical Commission</i>)
IEEE	Instituto de Engenharia Elétrica e Eletrônica (do inglês, <i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>)
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo de Óxido Metálico Semicondutor (do inglês, <i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>)
MPPT	Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (do inglês, <i>Maximum Power Point Tracking</i>)
PCB	Placa de Circuito Impresso (do inglês, <i>Printed Circuit Board</i>)
P&O	Perturbação e observação
PFC	Pré-regulador de Fator de Potência
PMP	Ponto de Máxima Potência
PWM	Modulação por largura de Pulso (do inglês, <i>Pulse Width Modulation</i>)
PV	Fotovoltaico (do inglês, <i>Photovoltaic</i>)
THD	Total de Distorção Harmônica (do inglês, <i>Total Harmonic Distortion</i>)
UFJF	Universidade Federal de Juiz de Fora
VSI	Inversor Fonte de Tensão (do inglês, <i>Voltage Source Inverter</i>)

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	20
1.1	IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA	20
1.2	SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE ELÉTRICA CA	21
1.3	MODELAGEM DO ARRANJO FOTOVOLTAICO.....	23
1.3.1	Características de um módulo fotovoltaico.....	24
1.3.2	Célula fotovoltaica	24
1.4	RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA.....	29
1.5	MOTIVAÇÃO	33
1.6	OBJETIVOS	34
1.7	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO.....	35
1.8	PUBLICAÇÕES DECORRENTES DESTA PESQUISA.....	36
2	SISTEMA DE GERAÇÃO SOLAR FOTOVOLTAICA	37
2.1	INTRODUÇÃO	37
2.2	PRINCÍPIOS DO SISTEMA DE GERAÇÃO SOLAR FOTOVOLTAICO	37
2.2.1	Sistema de processamento de energia com dois estágios.....	39
2.2.2	Sistema de processamento de energia de único estágio	40
2.3	INVERSOR VSI MONOFÁSICO CONECTADO À REDE ELÉTRICA CA.....	41
2.4	MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO SENOIDAL.....	41
2.5	ANÁLISE HARMÔNICA EM MODULAÇÃO SPWM	43
2.6	ESTRUTURA DO MODULADOR PWM A SER UTILIZADO	44
2.6.1	VSI com modulação PWM e tensão de saída bipolar	45
2.6.2	VSI com modulação PWM e tensão de saída unipolar	50
2.7	ANÁLISE QUALITATIVA	55
2.7.1	Modulação PWM com tensão de saída bipolar.....	55
2.7.2	Modulação PWM com tensão de saída unipolar.....	59

2.8	BALANÇO DE ENERGIA DO SISTEMA PV	60
2.8.1	Dimensionamento do capacitor de entrada	62
2.9	CONCLUSÕES PARCIAIS	64
3	CONTROLE DO SISTEMA PV	66
3.1	INTRODUÇÃO	66
3.2	ESTRUTURA DE CONTROLE.....	67
3.3	MODELAGEM DINÂMICA DO INVERSOR	68
3.3.1	Função de transferência do inversor para malha de controle da corrente de saída	69
3.3.2	Função de transferência do inversor para malha de controle da tensão de entrada	70
3.4	DINÂMICAS DE CONTROLE DO INVERSOR.....	72
3.4.1	Malha de controle da corrente de saída.....	72
3.4.2	Malha de tensão.....	76
3.5	AÇÃO PREDITIVA – FEEDFORWARD	79
3.6	CONCLUSÕES PARCIAIS	80
4	PROJETO DO SISTEMA DE GERAÇÃO PV	81
4.1	INTRODUÇÃO	81
4.2	ESPECIFICAÇÃO DE PROJETO PARA O SISTEMA DE GERAÇÃO PV	81
4.3	PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA.....	83
4.3.1	Indutor de saída.....	83
4.3.2	Capacitor do barramento CC.....	84
4.3.3	Semicondutores	84
4.4	MEDIÇÃO DA CORRENTE DE SAÍDA - SENSOR DE CORRENTE	88
4.5	CIRCUITO INTEGRADO UC3854.....	89
4.5.1	Cálculo dos componentes externos ao circuito integrado UC3854	93
4.6	PROJETO DOS CONTROLADORES.....	100
4.6.1	Controlador da malha de controle da corrente de saída	101
4.6.2	Controlador da malha de controle da tensão de entrada	104

4.7	SIMULAÇÃO DO SISTEMA DE GERAÇÃO PV	106
4.7.1	Resultados de simulação	108
4.8	CONCLUSÕES PARCIAIS	119
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	120
5.1	INTRODUÇÃO	120
5.2	PROTÓTIPO DO SISTEMA DE GERAÇÃO PV	120
5.2.1	Circuito inversor.....	121
5.2.2	Circuito de tempo morto	121
5.2.3	Circuito de disparo dos MOSFETs	123
5.2.4	Montagem do sistema de geração PV	124
5.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	125
5.3.1	Medidas de desempenho do sistema de geração PV	129
5.4	CONCLUSÕES PARCIAIS	129
6	CONCLUSÕES FINAIS E TRABALHOS FUTUROS.....	130
6.1	CONCLUSÕES FINAIS.....	130
6.2	TRABALHOS FUTUROS	132
A.	ANEXO A	139
A.1	PROJETO FÍSICO DO INDUTOR	139
B.	ANEXO B.....	141
B.1	DIAGRAMAS ESQUEMÁTICOS.....	141

1 INTRODUÇÃO

1.1 IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA

O aproveitamento da energia solar, seja para geração de energia elétrica, térmica ou de outra forma qualquer, é uma das alternativas energéticas mais promissoras para enfrentarmos os desafios do novo milênio. E quando se fala em energia, deve-se lembrar que o Sol é uma fonte inesgotável se considerada a escala de tempo da existência terrestre (GRUPO DE TRABALHO DE ENERGIA SOLAR - CEPEL, 2004).

A dependência existente entre a disponibilidade de energia e as atividades sociais modernas está associada principalmente ao acelerado crescimento econômico e ao grande desenvolvimento tecnológico, o que permite o aproveitamento e uso da energia nas mais variadas formas possíveis.

Nesse contexto, as economias buscam cada vez mais se posicionarem de forma adequada quanto ao acesso de recursos energéticos confiáveis, e ainda, que garantam um mínimo impacto ambiental. Em outras palavras, busca-se explorar de forma sustentável.

Portanto, nos últimos anos o interesse de governos e empresas por sistemas de geração de energia elétrica baseados em fontes alternativas, tais como: painéis solares fotovoltaicos, turbinas eólicas, microturbinas, células combustíveis entre outras, tem aumentado significativamente. Tal interesse é impulsionado pelo incessante crescimento da demanda por energia associada às estimativas que apontam para o esgotamento das reservas de combustíveis fósseis em um futuro não distante.

Na busca por novas fontes de energia, os sistemas solares fotovoltaicos (sistemas PV) são uma das soluções que vem sendo utilizada em diversas partes do mundo (ROBERT, MATTHEW e AUSILIO, 2003). Quando conectados à rede elétrica CA, os sistemas PV aumentam a oferta de energia elétrica próximo dos centros de carga, além de apresentarem vantagens, as quais podem ser listadas por:

- i.* Apresentam caráter sustentável;
- ii.* Baixo impacto ambiental na implantação de sistemas PV;
- iii.* Longo tempo de vida funcional, podendo alcançar mais de 30 anos;
- iv.* Manutenção mínima, pois não apresentam partes móveis;

- v. Operação silenciosa;
- vi. Alívio das linhas de transmissão, pois podem ser instalados próximos aos centros de carga;
- vii. E ainda, uma possível redução das tarifas de energia devido à livre disponibilidade da energia solar.

Inúmeras são as pesquisas e trabalhos que visam a utilização da energia solar como fonte de geração de energia elétrica. Estes são motivados principalmente pelos contínuos avanços na tecnologia de semicondutores associados à disponibilidade de interruptores de alta potência e alta frequência de operação, além de um grande campo de dispositivos para a implementação do controle.

Quando abordado este assunto em um contexto econômico, leva-se em consideração que os sistemas fotovoltaicos apresentam um baixo custo na geração de energia elétrica, devido à manutenção mínima e ao livre acesso a energia solar, o que permite obter importantes vantagens competitivas. Isto compensa o alto investimento da instalação destes sistemas, o que caracteriza uma das principais barreiras comumente apontadas para o desenvolvimento da geração solar fotovoltaica (ZILLES, 2009). Ainda, se analisado o custo em tempos de baixa disponibilidade das fontes de energia convencionais, como por exemplo, o petróleo, a instalação de sistemas solares fotovoltaicos passa a ser economicamente viável em curto prazo.

1.2 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE ELÉTRICA CA

Os sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica CA, em particular os de baixa potência (geração nominal $\leq 10kW$ (CASTAÑER e SILVESTRE, 2002)) e monofásicos, estão cada vez mais em evidência. Tais sistemas operam de forma a complementar o sistema elétrico ao qual estão conectados, não possuindo mecanismos de armazenamento de energia, uma vez que toda a energia gerada é injetada no sistema elétrico de distribuição.

Para injetar a energia convertida pelos painéis solares fotovoltaicos na rede elétrica CA é necessária a utilização de conversores estáticos de potência. Estes conversores são necessários devido ao fato de que os painéis solares fotovoltaicos geram tensões e correntes contínuas em seus terminais de saída quando expostos à luz.

Diversas são as topologias de conversores utilizados no processamento de energia em sistemas PV. Nos trabalhos de RODRIGUES, TEIXEIRA e BRAGA (2003), XUE, CHANG, *et al.*,(2004), KJAER, PEDERSEN e BLAABJERG(2005) e LI e WOLFS (2008) são apresentadas algumas variações topológicas utilizadas para a conexão desses sistemas com a rede de distribuição.

As topologias empregam as mais diversas configurações de conversores estáticos, operando em baixa ou alta frequência, podendo ser divididas em quatro grandes grupos. A seguir são listados tais grupos, sendo estes representados na Figura 1.

- i. topologias com único estágio inversor não-isolado,
- ii. topologias com único estágio inversor isolado,
- iii. topologias com múltiplos estágios de conversão (isolada),
- iv. topologias com múltiplos estágios de conversão (não-isolada),

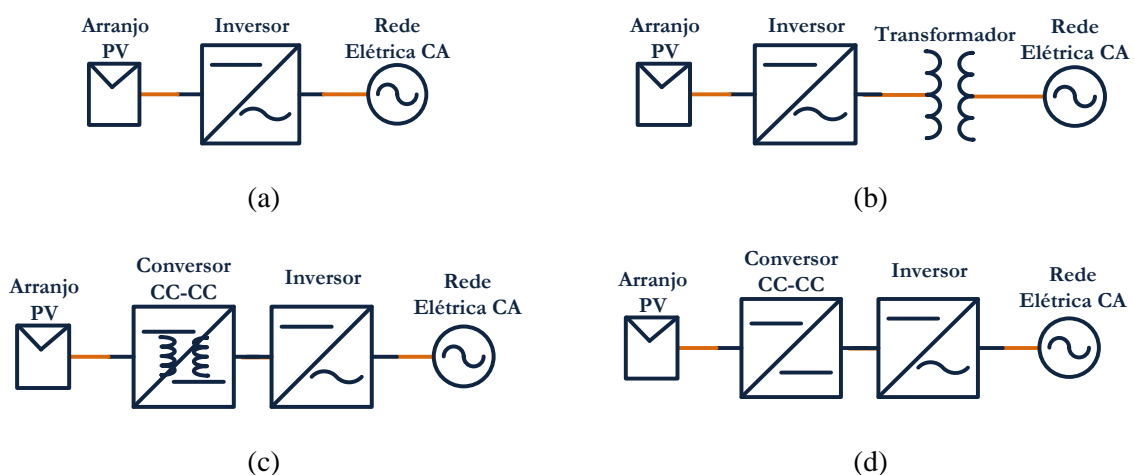


Figura 1. Topologia com: (a) único estágio inversor, não-isolada; (b) único estágio inversor, isolada; (c) múltiplos estágios de conversão, isolada; (d) múltiplos estágios de conversão, não isolada.

No Brasil, ainda não existe uma regulamentação dedicada à conexão de sistemas solares fotovoltaicos à rede elétrica CA. No entanto, recomendações e relatórios publicados pelas organizações técnicas mundiais (*Institute of Electrical and Electronics Engineers – IEEE* e *International Electrotechnical Commission – IEC*) são utilizados como orientações para a instalação de sistemas PV. Tais documentos abordam tópicos relacionados à qualidade da energia, operação e segurança dos sistemas quando conectados à rede.

Para o desenvolvimento desse trabalho, são utilizadas como base as recomendações contidas em *IEEE Std 929-2000 (2000)*, sendo alguns dos principais parâmetros apresentados nos tópicos a seguir.

✓ **Tensão e frequência de operação**

Os sistemas fotovoltaicos conectados em paralelo com a rede elétrica CA não estão habilitados a regular a tensão do sistema, devendo estes operar somente injetando corrente no sistema de distribuição. Em condições normais de operação ([IEEE STD 929-2000, 2000](#)), os limites de tensão aos quais deve ser prevista a operação dos inversores são:

$$88\% \leq V \leq 110\% . \quad (1.1)$$

Assim como a tensão, a frequência do sistema também é controlada pela concessionária de distribuição de energia elétrica. Portanto, o sistema de geração PV deve operar em sincronismo com a mesma. No sistema elétrico brasileiro a frequência de operação é de 60Hz , sendo a máxima variação permitida compreendida entre $59,3\text{Hz}$ e $60,5\text{Hz}$.

✓ **Distorção harmônica**

A distorção harmônica total (do inglês, *Total Harmonic Distortion* - THD) da corrente de saída deve ser menor que 5% da corrente fundamental em condições nominais de operação.

✓ **Fator de potência**

O sistema de geração fotovoltaica deve operar com fator de potência (FP) unitário, injetando assim potência ativa na rede elétrica CA.

✓ **Injeção de corrente CC**

Correntes com níveis médios maiores que 0,5% da corrente nominal do conversor não devem ser injetadas na rede elétrica CA em qualquer condição de operação ([MATTOS, ALMEIDA, et al., 2010](#)).

✓ **Proteção contra ilhamento**

Deve ser prevista proteção contra ilhamento. A condição de ilhamento pode ser entendida como um sistema PV operando isoladamente do restante do sistema elétrico de potência. Desta forma, mantendo parte da rede elétrica ao qual está conectado, energizada, fornecendo energia para as cargas elétricas conectadas no interior dessa ilha ([ALMEIDA, MATTOS, et al., 2010](#)).

1.3 MODELAGEM DO ARRANJO FOTOVOLTAICO

No estudo de sistemas de geração solar fotovoltaica, uma importante ferramenta de

análise na etapa de projeto é o desenvolvimento de modelos digitais que representem o comportamento dinâmico dos arranjos fotovoltaicos. Além disso, modelos matemáticos precisos podem ser usados em programas de simulação de circuitos eletroeletrônicos para avaliar a operação desses sistemas de geração quando conectados em paralelo com a rede elétrica de distribuição.

Nesta seção são apresentadas as características principais dos módulos fotovoltaicos, sendo apresentado um modelo matemático capaz de representar o comportamento dos mesmos sobre situações adversas de operação.

1.3.1 Características de um módulo fotovoltaico

O módulo fotovoltaico é a unidade básica de um sistema de geração solar fotovoltaica. Este é composto por células conectadas em arranjos destinados a produzir tensão e corrente quando excitadas pela radiação solar. O número e o arranjo como são conectadas as células em um módulo, que pode ser série e/ou paralelo, depende da tensão de utilização e da corrente elétrica desejada nos terminais de saída.

A célula fotovoltaica, unidade fundamental do processo de conversão de um sistema solar fotovoltaico, é um dispositivo capaz de transformar diretamente a energia luminosa em energia elétrica (SEDRA e SMITH, 1997). Basicamente, o efeito fotovoltaico é o aparecimento de uma diferença de potencial nos extremos de uma estrutura de material semicondutor (que em sua maioria são constituídos de uma junção $p-n$) quando exposto à incidência de luz.

1.3.2 Célula fotovoltaica

O comportamento eletrônico de uma célula fotovoltaica pode ser representado por um modelo eletricamente equivalente. Assim, tem-se que o circuito apresentado na [Figura 2](#) é uma representação equivalente de uma célula solar, sendo este composto por uma fonte de corrente, cujo valor é proporcional à radiação solar incidente, em paralelo com um diodo,

usado para representar a característica não linear da junção $p-n$ do material semiconductor. As não idealidades da célula são representadas através das resistências série e paralela (R_s e R_p respectivamente).

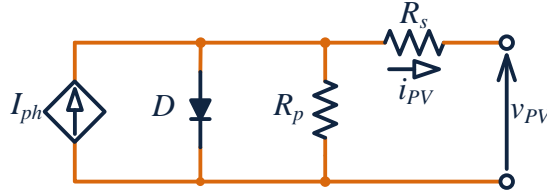


Figura 2. Circuito equivalente a um diodo para a célula solar.

A resistência R_s representa a soma das resistências de contato da base e da grade metálica com as camadas semicondutoras p e n respectivamente. Já a resistência R_p representa a corrente de fuga da junção semicondutora $p-n$, e depende diretamente do método de fabricação da célula fotovoltaica (ABERLE, WENHAM e GREEN, 1993).

A equação matemática que descreve a característica $I \times V$ de uma célula fotovoltaica pode ser escrita da seguinte maneira:

$$i_{PV} = I_{ph} - I_r \cdot \left(e^{\frac{q \cdot (v_{PV} + i_{PV} \cdot R_s)}{\eta \cdot K \cdot T}} - 1 \right) - \frac{v_{PV} + i_{PV} \cdot R_s}{R_p}, \quad (1.2)$$

sendo I_{ph} a fotocorrente, I_r a corrente de saturação reversa da célula, q a carga do elétron ($1,6 \cdot 10^{-19} C$), η o fator de qualidade da junção $p-n$, K a constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23} J/K$), T a temperatura ambiente em K e por fim, i_{PV} e v_{PV} a corrente e a tensão nos terminais de saída da célula fotovoltaica (GOW e MANNING, 1999).

Entretanto, a expressão apresentada em (1.2) é uma equação transcendental, uma vez que esta não pode ser resolvida analiticamente. Além disso, o modelo matemático deve contemplar a radiação solar e a temperatura como parâmetros de entrada.

De (CAVALCANTI, OLIVEIRA, *et al.*, 2007), tem-se que uma aproximação para a corrente I_{ph} gerada pela célula fotovoltaica é apresentada por:

$$I_{ph} = (I_{sc} + \alpha \cdot (T - T_r)) \cdot \frac{P_{sun}}{1000} \quad (1.3)$$

onde I_{sc} é a corrente de curto-circuito por célula, α a coeficiente de temperatura I_{sc} , T_r a temperatura de referência ($298K$), P_{sun} a intensidade de radiação solar (W/m^2). E o valor de I_r pode ser determinado pela seguinte equação:

$$I_r = I_{rr} \cdot \left(\frac{T}{T_r} \right)^3 \cdot e^{\frac{q \cdot E_G}{\eta \cdot k} \cdot \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right)} \quad (1.4)$$

sendo I_{rr} a corrente de saturação reversa de referência e E_G a energia da banda proibida (1,1eV).

Para determinar o valor de I_{rr} , faz $i_{PV} = 0$ em (1.2), sendo o resultado $v_{PV} = v_{OC}$, onde v_{OC} é a tensão de circuito aberto por célula. Substituindo estes valores em (1.4) e adotando $T=T_r$, obtém-se a seguinte equação:

$$I_{rr} = \frac{\left(I_{SC} - \frac{V_{OC}}{R_p} \right)}{\left(e^{\frac{q \cdot V_{OC}}{\eta \cdot k \cdot T_r}} - 1 \right)} \quad (1.5)$$

Substituindo (1.5) em (1.2) pode-se determinar i_{PV} através de modelos matemáticos, como por exemplo, o Método de Newton (WALKER, 2001).

Um esboço da curva característica de uma célula fotovoltaica é mostrado na Figura 3. Nota-se que as resistências R_s e R_p interferem nas inclinações da curva $I \times V$ nas regiões anterior e posterior ao ponto de máxima potência (PMP) respectivamente (ABERLE, WENHAM e GREEN, 1993). Nestas regiões a célula apresenta característica de fonte de corrente e fonte de tensão, respectivamente.

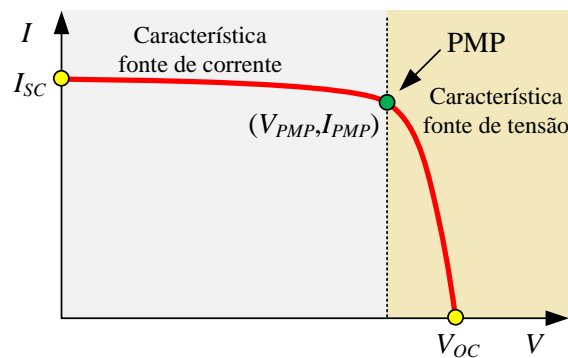


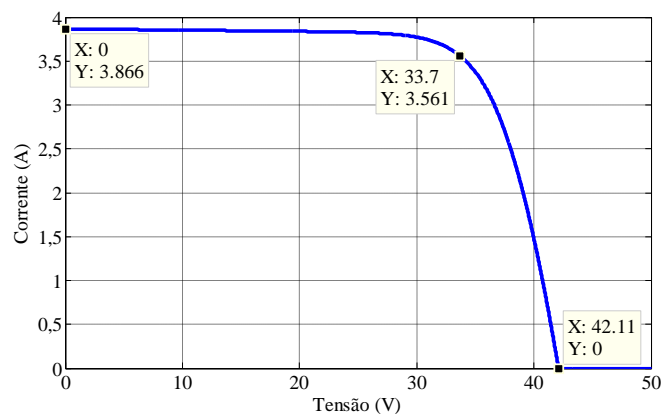
Figura 3. Curva característica aproximada de uma célula PV.

Contudo, para garantir que o modelo equivalente represente o mais próximo possível o modelo real de um arranjo PV, alguns parâmetros do mesmo devem ser ajustados através de valores obtidos nas folhas de dados fornecidas pelos fabricantes, ou obtidos experimentalmente através de ensaios.

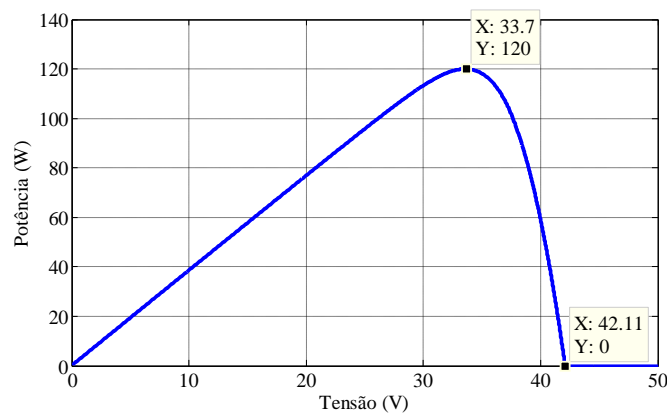
Adotando os procedimentos propostos em CASARO e MARTINS (2008), determinou-se as curvas $I \times V$ e $P \times V$ do módulo fotovoltaico BP SX120 sob as condições padrões de teste (1000 W/m^2 a 25°C). Os dados do módulo fotovoltaico BP SX120 são apresentados na Tabela 1, e os resultados obtidos são apresentados na Figura 4.

Tabela 1. Características elétricas do painel BP-SX120 (BPSOLAR, 2001).

Potência Máxima (P_{max})	120 W
Tensão no ponto de máxima potência (V_{PMP})	33,7 V
Corrente no ponto de máxima potência (I_{PMP})	3,56 A
Corrente de curto-circuito (I_{sc})	3,87 A
Tensão de circuito aberto (V_{oc})	42,1 V
Coefficiente de temperatura de I_{sc}	(0,065±0,015) %/°C



(a)

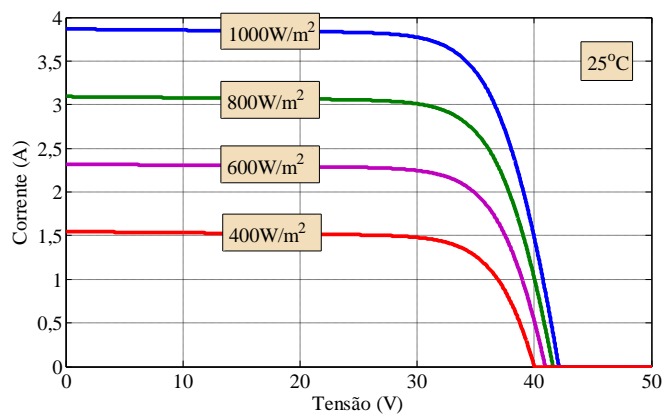


(b)

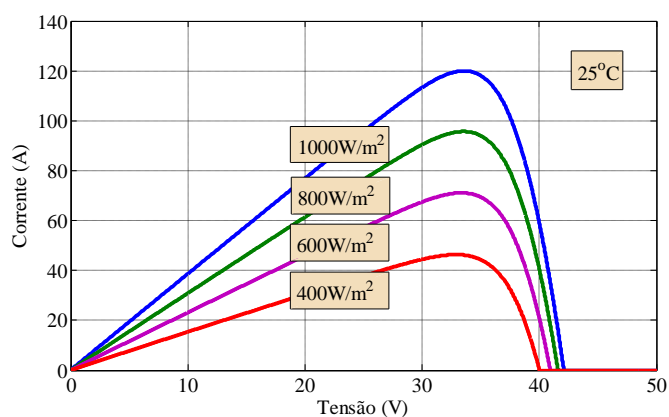
Figura 4. Curvas $I \times V$ e $P \times V$ do módulo fotovoltaico BP SX-120 ($1000W/m^2$ a $25^\circ C$).

Buscando exemplificar o módulo fotovoltaico sob diferentes condições de operação, na Figura 5 são apresentadas as curvas características $I \times V$ e $P \times V$ para diferentes valores de radiação e temperatura constante em $25^\circ C$. E na Figura 6, são mostradas as curvas acima citadas considerando a radiação constante em $1000W/m^2$ e diferentes valores de temperatura. Nota-se que a tensão no ponto de máxima potência sofre pequena influência devido à variação de radiação, e altera-se de forma significativa seu valor com variações da temperatura

ambiente. Portanto, para se extrair a máxima potência em qualquer condição de operação, um método de rastreamento do ponto de máxima potência deve ser incorporado ao controle do conversor eletrônico.

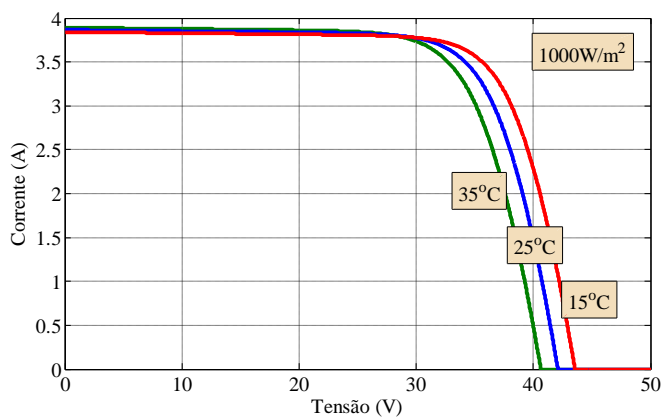


(a)

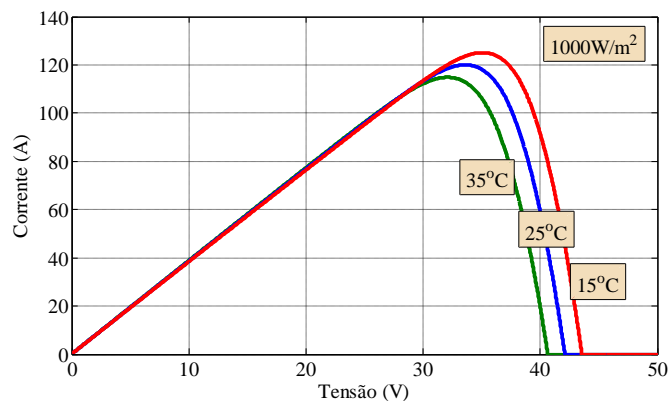


(b)

Figura 5. Curvas $I \times V$ e $P \times V$ do módulo fotovoltaico BP SX-120 em diferentes condições de radiação solar e temperatura fixa em 25°C.



(a)



(b)

Figura 6. Curvas $I \times V$ e $P \times V$ do módulo fotovoltaico BP SX-120 em diferentes condições de temperatura e radiação solar fixa $1000W/m^2$.

1.4 RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

O rastreamento do ponto de máxima potência é uma parte essencial em um sistema de geração fotovoltaica. Este visa operar o painel no ponto de máxima potência (PMP) em diferentes condições de temperatura e radiação solar. Na Figura 7 é apresentado um esboço da curva de potência de um arranjo fotovoltaico, onde é indicado o PMP.

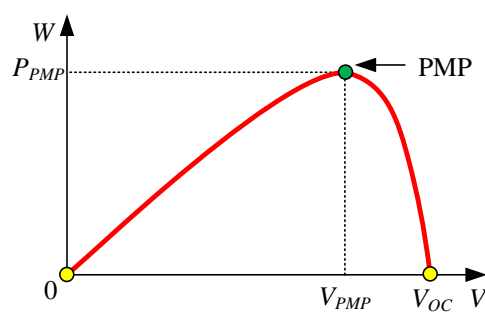


Figura 7. Esboço da curva de potência de um arranjo PV.

O diagrama de blocos mostrado na Figura 8 sintetiza o processo de rastreamento do ponto de máxima potência (do inglês, *Maximum Power Point Tracking* - MPPT). Para uma dada condição de operação, o controlador seguidor do ponto de máxima potência fornece uma referência de tensão para o regulador de tensão. Esta referência de tensão representa a localização do ponto de máxima potência.

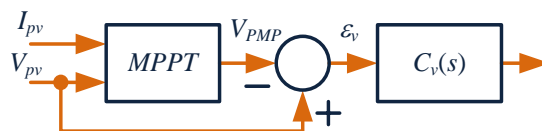


Figura 8. Estrutura de controle de rastreamento do ponto de máxima potência.

Vários são os métodos ou algoritmos de MPPT descritos na literatura (ESRAM e CHAPMAN, 2007), (CAVALCANTI, OLIVEIRA, *et al.*, 2007), (FARANDA, LEVA e MAUGERI, 2008). Tais métodos variam em complexidade, sensores necessários, velocidade de convergência, forma de implementação, custo, entre outros fatores. Por essas características fica difícil determinar qual o melhor método, devendo ser analisados todos levando em consideração a aplicação.

A seguir são apresentados brevemente os principais métodos existentes, sendo estes listados por: método da perturbação e observação, condutância incremental, amostragem da tensão de circuito aberto, controle por fração da corrente de curto-circuito, controle por tensão constante, entre outros tantos existentes.

✓ Perturbação e observação

A técnica de perturbação e observação consiste em gerar uma perturbação na tensão ou na corrente do arranjo fotovoltaico e observar como é o comportamento da potência de saída (ESRAM e CHAPMAN, 2007). Na Figura 9 é apresentado um esboço da ação de rastreamento do algoritmo de Perturbação e Observação (P&O). Nesta figura, pode-se perceber que o rastreamento do PMP é realizado incrementando ou decrementando a tensão de operação do arranjo PV e, conforme observada a potência de saída, decidir o sentido da nova perturbação. Ou seja, quando há um incremento na potência, a subsequente perturbação deve ser mantida na mesma direção para alcançar o ponto de máxima potência. De forma análoga, se há um decremento da potência, a direção da perturbação deve ser alterada.

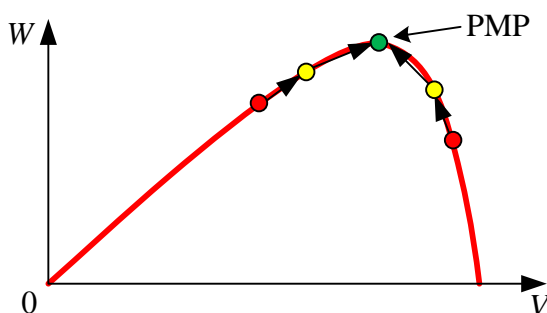


Figura 9. Esboço da ação do algoritmo de Perturbação e Observação.

✓ **Condutância incremental**

O método de condutância incremental é baseado no valor da derivada da curva $V \times P$. No ponto de máxima potência tem-se que a inclinação da curva de potência do arranjo fotovoltaico é igual a zero. A equação (1.6) sintetiza os valores da derivada para diferentes pontos da curva de potência, o qual se baseia o algoritmo de controle (KUO, LIANG e CHEN, 2001).

$$\begin{cases} dP / dV = 0 \rightarrow \text{no PMP;} \\ dP / dV > 0 \rightarrow \text{a esquerda do PMP;} \\ dP / dV < 0 \rightarrow \text{a direita do PMP.} \end{cases} \quad (1.6)$$

Ainda, se considerado que:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \approx I + V \frac{\Delta I}{\Delta V} = 0 \quad (1.7)$$

E utilizando a equação (1.7), pode-se reescrever (1.6) por:

$$\begin{cases} \Delta I / \Delta V = -I / V \rightarrow \text{no PMP;} \\ \Delta I / \Delta V > -I / V \rightarrow \text{a esquerda do PMP;} \\ \Delta I / \Delta V < -I / V \rightarrow \text{a direita do PMP.} \end{cases} \quad (1.8)$$

✓ **Amostragem da tensão de circuito aberto do painel**

A técnica de amostragem da tensão de circuito aberto do painel é baseada em uma relação entre a tensão de circuito aberto (V_{OC}) e a tensão no ponto de máxima potência (V_{PMP}) (MASOUM, DEHBONEI e FUCHS, 2002). Considerando o arranjo fotovoltaico sob determinada quantidade de radiação solar, tem-se que:

$$V_{PMP} = k_{OC} \cdot V_{OC} \quad (1.9)$$

onde o valor de k_{OC} varia entre 0,71 e 0,78, depende da radiação e da temperatura.

Assim, se o valor da constante k_{OC} é conhecido, pode-se determinar o valor da V_{PMP} a partir de V_{OC} . Para isto, o valor de V_{OC} deve ser medido periodicamente desconectando o arranjo fotovoltaico do sistema e amostrando a tensão de circuito aberto. Entretanto, este procedimento apresenta a desvantagem de perda de potência. Em (HART, BRANZ e COX, 1984) é proposta uma célula piloto a partir da qual é medido o valor de V_{OC} , solucionando o problema acima mencionado.

✓ **Controle por fração da corrente de curto-circuito**

O controle por fração da corrente de curto-circuito resulta do fato que sob variação

das condições atmosféricas, a corrente no ponto de máxima potência (I_{PMP}) tem uma relação aproximadamente linear com a corrente I_{SC} do arranjo fotovoltaico (NOGUCHI, TOGASHI e NAKAMOTO, 2000). Desta forma, tem-se que a corrente no PMP pode ser escrita por:

$$I_{PMP} = k_{SC} \cdot I_{SC} \quad (1.10)$$

onde k_{SC} é uma constante de proporcionalidade, que geralmente varia de 0,78 a 0,92.

A principal dificuldade desse método é medir a corrente I_{SC} durante a operação do sistema. Para isso é necessário inserir uma chave adicional ao conversor para periodicamente curto-circuitar o arranjo fotovoltaico e então poder medir I_{SC} através de um sensor de corrente. O aumento do número de interruptores semicondutores tem como consequência um incremento no custo total do sistema fotovoltaico.

✓ Controle por tensão constante

O método da Tensão Constante consiste em manter o arranjo fotovoltaico operando em um valor fixo de tensão para diferentes condições de operação.

Como pode ser observado na Figura 10, considerando diferentes condições de radiação solar, tem-se que a tensão no ponto de máxima potência varia dentro de um pequeno intervalo de valores. Assim, é válido considerar praticamente constante o valor da tensão de máxima potência visto que a radiação solar tem pouca influência sobre esta. Vale salientar que a utilização deste método ocasiona em erros de rastreamento do PMP quando é variada a temperatura.

O controle por tensão constante, apesar de simples, apresenta resultados satisfatórios, sendo até mesmo mais eficiente em baixas intensidades de radiação solar, do que os métodos de P&O e condutância incremental (FARANDA, LEVA e MAUGERI, 2008).

O método da tensão constante não requer nenhum parâmetro de entrada. Entretanto, o monitoramento da tensão do arranjo fotovoltaico (V_{PV}) é necessário a fim de determinar a razão cíclica com que o conversor responsável pelo processamento da energia deve operar.

Buscando uma solução para o erro de rastreamento do PMP quando há variações de temperatura, tem-se que no trabalho de (COELHO, CONNER e MARTINS, 2010) é proposto um método de MPPT baseado na medição da temperatura da superfície do módulo fotovoltaico. O desenvolvimento do algoritmo de rastreamento emprega o controle por tensão constante associado à medição da temperatura, baseado no fato de que a tensão de saída do arranjo PV é diretamente proporcional à temperatura na superfície dos módulos fotovoltaicos, sendo a tensão utilizada como referência escrita por:

$$V_{PMP}(T) = V_{PMP}(T_{ref}) + u_{VPMP}(T - T_{ref}) \quad (1.11)$$

onde $V_{PMP}(T)$ é a tensão do arranjo PV no ponto de máxima potência, $V_{PMP}(T_{ref})$ a tensão no ponto de máxima potência para uma temperatura de referência (informação do *datasheet*), u_{VPMP} o coeficiente de temperatura de V_{PMP} (informação do *datasheet*), T a temperatura medida na superfície dos módulos e T_{ref} a temperatura de referência.

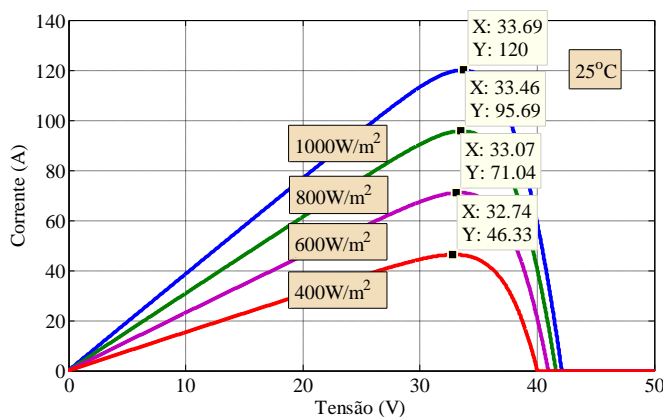


Figura 10. Curva P-V para diferentes valores de radiação solar e temperatura de 25°C (arranjo fotovoltaico formado por um painel BP-SX120).

Ainda, a respeito do controle por tensão constante, tem-se que este método apresenta uma vantagem sobre as demais técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência aqui abordadas, que é o baixo custo. Por este motivo, pela simplicidade e facilidade de implementação optou-se por empregar o método da tensão constante no circuito de processamento de energia que será abordado nos próximos capítulos.

Vale salientar que os métodos citados anteriormente são apenas exemplos de uma imensa lista de métodos/algoritmos.

1.5 MOTIVAÇÃO

Visando uma aplicação residencial de sistemas solares fotovoltaicos, tem-se que estes são em sua maioria monofásicos e baixa potência. Nestes sistemas, um fator determinante para a conquista de um mercado consumidor é o baixo preço agregado na aquisição e implantação do sistema de geração PV, o que permite um retorno do investimento em curto prazo.

Outro fator importante, é que os conversores empregados nos sistema de geração PV apresentem tamanho reduzido, devendo estes ser alocados em pequenos cubículos dentro de uma residência.

Desta forma, os sistemas fotovoltaicos conectados em paralelo com rede de distribuição são configurados para fornecer energia ao consumidor, utilizando a rede para complementar a quantidade de energia demandada. E ainda, idealizando um novo paradigma para o sistema elétrico, tem-se que o consumidor poderá também vender a energia gerada pelo sistema PV para a concessionária, caso tenha-se um excedente na geração de energia elétrica.

Buscando encontrar um sistema de processamento de energia com reduzidas perdas e capaz de maximizar a eficiência de todo o conjunto, o presente trabalho apresenta uma contribuição ao estudo de um sistema solar fotovoltaico monofásico conectado à rede elétrica.

Para o sistema em estudo, deseja-se que este seja capaz de injetar na rede uma corrente com baixa distorção harmônica e alto fator de potência. Outra atribuição de fundamental importância é a utilização de um método de rastreamento do ponto de máxima potência, permitindo que toda a energia disponível para conversão no arranjo fotovoltaico possa ser utilizada, aumentando a eficiência do sistema.

Logo, este trabalho propõe um sistema de geração PV de baixo custo, utilizando a técnica de controle por corrente média (DIXON, 1990). O controle é implementado através do circuito integrado (CI) UC3854 fabricado pela *Texas Instruments*. Este CI é largamente utilizado no controle de pré-reguladores *boost* para correção ativa de fator potência.

1.6 OBJETIVOS

O objetivo principal deste trabalho é apresentar uma estrutura topológica compacta de um conversor com saída em corrente aplicado ao processamento de energia em sistemas solares fotovoltaicos monofásicos, não isolado, conectado à rede elétrica CA. Este se divide em metas a serem perseguidas as quais são listadas abaixo:

- i.* Apresentar um sistema PV de único estágio de processamento de energia;
- ii.* Descrever um modelo matemático que engloba todo o sistema de geração PV conectado à rede elétrica CA;
- iii.* Apresentar as etapas do projeto de controle do conversor estático;

- iv.* Implementar o sistema de controle através do CI UC3854;
- v.* Apresentar resultados de simulações obtidos com o programa PSIM;
- vi.* Desenvolver um protótipo em laboratório;
- vii.* Apresentar resultados experimentais.

1.7 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

No Capítulo 2 é apresentada uma topologia compacta de um conversor em corrente aplicado ao processamento de energia em sistemas fotovoltaicos monofásicos, não-isolado, conectado à rede elétrica CA. O conversor é capaz de injetar na rede uma corrente com baixa distorção harmônica enquanto rastreia o ponto de máxima potência do arranjo PV. A topologia é baseada em um inversor tipo fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Inverter - VSI*), onde são apresentadas as características do mesmo sob modulação PWM a dois e a três níveis para o modo de condução contínua.

O Capítulo 3 apresenta toda estrutura de controle utilizada, assim como as análises detalhadas para o comportamento dinâmico do sistema de geração PV.

No Capítulo 4 são considerados os dimensionamentos dos componentes do sistema de potência (indutor de saída, capacitor do barramento CC e semicondutores) e projeto do sistema de controle (projeto dos compensadores de corrente e tensão juntamente com os circuitos adicionais existentes para proteção por sobrecorrente e partida suave). Também são abordados os circuitos adicionais adaptadores necessários ao sistema de controle, sendo estes necessários para a utilização do circuito integrado UC3854.

No Capítulo 5 são apresentados detalhes sobre a construção do protótipo e estrutura utilizada na implementação prática do sistema de geração solar fotovoltaico proposto no presente trabalho. Resultados obtidos experimentalmente são apresentados, discutidos e analisados.

E por fim, no Capítulo 6 são apresentadas as conclusões gerais deste trabalho e algumas propostas para a continuidade desta pesquisa.

1.8 PUBLICAÇÕES DECORRENTES DESTA PESQUISA

Durante o desenvolvimento desse projeto, foram publicados os seguintes trabalhos:

Mattos, Filipe Caixeiro; Braga, Henrique A. Carvalho; Barbosa, Pedro Gomes; Ferreira, André Augusto; Almeida, Pedro Machado; Sobreira Jr, Pedro de Assis. Contribuição ao Estudo de um Sistema Solar Fotovoltaico Monofásico de Único Estágio. IV Congresso Brasileiro de Eficiência Energética (CBEE), 2011, Juiz de Fora, Minas Gerais.

Mattos, Filipe Caixeiro; Almeida, Pedro Machado; Barbosa, Pedro Gomes; Henrique A. Carvalho Ferreira, André Augusto. Magnetização Assimétrica de Transformadores de Conexão de Sistemas de Geração Fotovoltaicos à Rede de Distribuição. IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON), 2010, São Paulo, SP.

Lacerda, Vinícius. Sobreira; Abreu, Ródnei. A.; Mattos, Filipe Caixeiro; Ferreira, André Augusto, Barbosa, Pedro Gomes; Braga, Henrique A. Carvalho. (Setembro de 2010). Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica, Único Estágio, com Rastreamento do Ponto de Máxima Potência. Congresso Brasileiro de Automática. (CBA), 2010, Bonito, Mato Grosso do Sul.

Almeida, Pedro Machado; Mattos, Filipe Caixeiro; Barbosa, Pedro Gomes; Ferreira, André Augusto; Braga, Henrique A. Carvalho. Desempenho de Métodos Ativos de Detecção de Ilhamento para Sistemas de Geração Fotovoltaicos Baseados em Realimentação Positiva da Tensão e da Frequência. Congresso Brasileiro de Automática. (CBA), 2010, Bonito, Mato Grosso do Sul.

2 SISTEMA DE GERAÇÃO SOLAR FOTOVOLTAICA

2.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta uma topologia compacta de um conversor em corrente aplicado ao processamento de energia em sistemas fotovoltaicos monofásicos, não-isolado, conectado à rede elétrica CA. O conversor é controlado para injetar na rede uma corrente com baixa distorção harmônica enquanto rastreia o ponto de máxima potência do arranjo PV.

A topologia é baseada em um inversor tipo VSI (do inglês, *Voltage Source Inverter - VSI*), cujos interruptores são controlados para fornecer uma corrente quase senoidal e em fase com a tensão da rede, transferindo potência ativa para o sistema de distribuição.

Para controle do conversor é empregada a técnica de controle por corrente média. Tal técnica de controle tem sido utilizada principalmente na área de correção ativa de fator de potência em fontes de alimentação.

O controle do sistema de geração PV é realizado através da utilização do circuito integrado (CI) UC3854 fabricado pela *Texas Instruments*. Este CI vem sendo aplicado principalmente em sistemas de correção ativa de fator de potência.

A seguir, são abordadas as idealizações e analogias consideradas para o sistema. Também são apresentadas as características do VSI operando com modulação PWM e tensão de saída bipolar e unipolar para o modo de condução contínua.

2.2 PRINCÍPIOS DO SISTEMA DE GERAÇÃO SOLAR FOTOVOLTAICO

A idealização do sistema PV é baseada na analogia da estrutura de funcionamento de um sistema pré-regulador *boost* de fator de potência (PFP). Na [Figura 11](#) é apresentado o diagrama do regulador de fator de potência, onde é comumente empregado para realização do controle o circuito integrado (CI) UC3854 ([DAMASCENO, 2006](#)), ([BRAGA e BARBI, 1999](#)), ([ZHAO, 1998](#)), ou similares. É importante frisar que nos sistemas PFP o objetivo é garantir um alto fator de potência através do controle da corrente de entrada e da regulação da tensão de saída.

A operação do sistema PFP é realizada por um circuito de controle composto por duas malhas conectadas em cascata, sendo uma malha interna e uma malha externa (DIXON, 1988). A malha interna é responsável por controlar a corrente de entrada enquanto a malha externa regula a tensão de saída. Além disso, é utilizada uma ação preditiva, cuja finalidade é proporcionar ao sistema de controle robustez frente às possíveis variações da tensão de alimentação, ou seja, variações da tensão da rede elétrica CA.

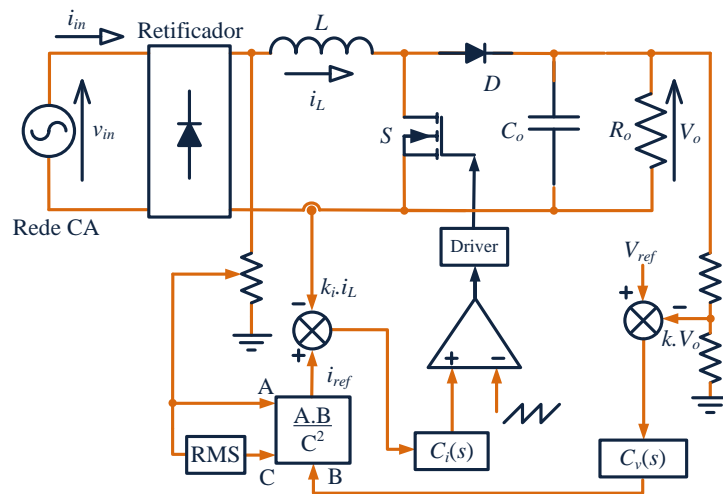


Figura 11. Diagrama do conversor *boost* como pré-regulador de fator de potência.

De forma sintetizada, no sistema PFP a corrente de entrada é regulada pelo do compensador de corrente ($C_i(s)$) através da comparação de um sinal de referência de corrente (i_{ref}) com um sinal proporcional à corrente de entrada ($k_i \cdot i_L$). Tal sinal de referência de corrente com formato, fase e frequência definidos por um sinal proporcional à tensão de alimentação (sinal A). O sinal C, por uma ação antecipativa, torna o sistema de controle robusto frente às variações da tensão de alimentação. A malha externa, por comparação da tensão de saída (V_o) com uma tensão de referência (V_{ref}) regula o valor da tensão de saída, definindo um ganho (sinal B) para o sinal de referência de corrente.

De forma análoga ao sistema pré-regulador *boost* de fator de potência, tem-se a idealização do sistema de geração PV no qual se realiza o estudo dessa dissertação. Na Figura 12 é apresentado o diagrama de blocos generalizado do sistema de geração PV. Neste diagrama, o estágio de processamento de energia é regulado por uma estrutura de controle similar a utilizada no sistema PFP apresentado na Figura 11.

Buscando facilitar a compreensão do estágio de processamento de energia e do sistema de controle, as análises destes são realizadas em duas etapas. Primeiramente é realizada

uma análise considerando uma topologia de dois estágios de potência, a partir da qual é descrito todo planejamento do sistema de geração PV. Posteriormente, por uma segunda análise, é descrito o processo de integração dos dois estágios de potência em uma topologia de único estágio de processamento de energia.

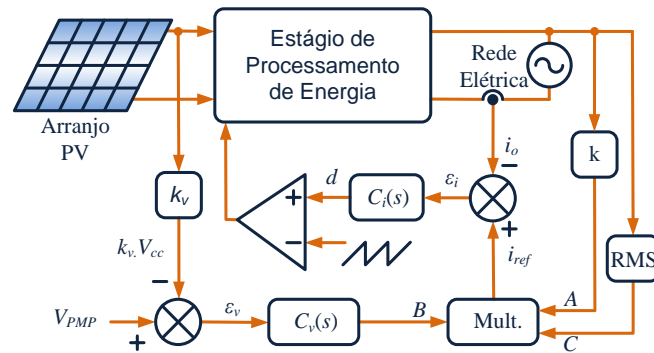


Figura 12. Diagrama de blocos generalizado do sistema PV.

2.2.1 Sistema de processamento de energia com dois estágios

A idealização do estágio de processamento de energia é iniciada com a combinação de um conversor *buck* em cascata com um inversor fonte de corrente, que são exatamente os análogos do conversor *boost* e do retificador de tensão, respectivamente (LACERDA, 2010), (LACERDA, ABREU, *et al.*, 2010) e (DEMONTI, 1998). Na Figura 13 é apresentada a configuração de dois estágios de potência para o sistema de geração solar fotovoltaico.

A operação desse sistema é realizada por um circuito de controle formado por duas malhas de controle em cascata, sendo uma malha interna e uma malha externa. A malha interna é responsável por sintetizar uma corrente senoidal retificada na saída do primeiro estágio (conversor *buck*), enquanto a malha externa controla a tensão de entrada do sistema (tensão do arranjo PV). Além disso, existe uma ação preditiva (*feedforward*) que proporciona ao controle do conversor robustez em relação a distúrbios relacionados à tensão da rede CA.

O segundo estágio, inversor de corrente, opera em baixa frequência, sincronizado a corrente de saída do conversor *buck* com a tensão da rede elétrica CA. Para o controle do inversor é necessário a utilização de um circuito externo ao circuito de controle do primeiro estágio, gerando pulsos de comandos para os interruptores do inversor de corrente. Os pulsos são gerados conforme os semiciclos positivos e negativos da tensão da rede.

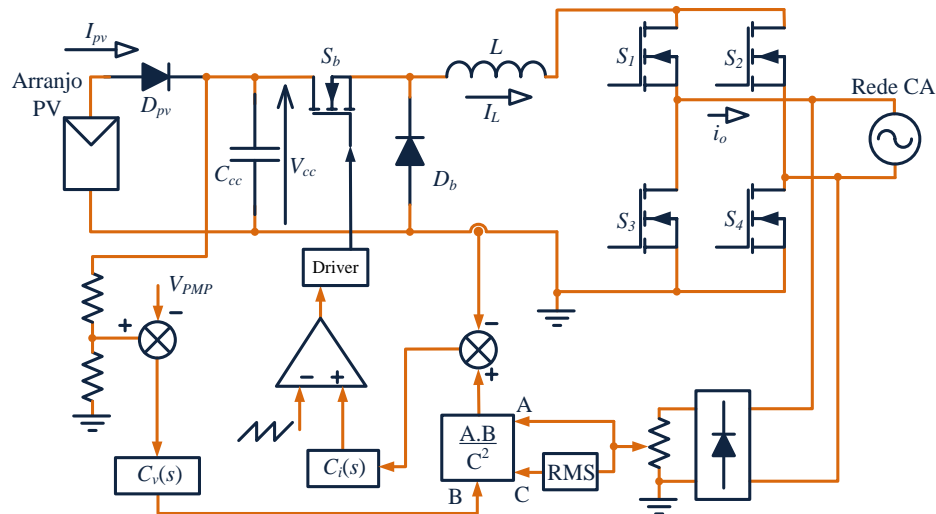


Figura 13. Conversor *buck* em cascata com inversor de corrente e diagrama de blocos do circuito de controle.

2.2.2 Sistema de processamento de energia de único estágio

Como o objetivo é obter uma configuração com único estágio de processamento de energia, é necessário integrar em um único conversor as funções do conversor *buck* e as funções do circuito inversor de corrente. Desta forma, busca-se uma topologia que contenha as mesmas características do sistema de dois estágios. As características desejadas são:

- i.* O conversor deve apresentar característica abaixador;
- ii.* A saída do conversor deve ser em corrente;
- iii.* Deve ser capaz de operar no primeiro e no terceiro quadrante do plano $V \times I$.

O conversor que atende às características acima especificadas é o inversor VSI (do inglês, *Voltage Source Inverter* - VSI) mostrado na Figura 14. Este conversor associado a técnicas de modulação por largura de pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation* - PWM), utilizando chaveamento em alta frequência, é amplamente utilizado no processamento de energia em sistemas de geração PV conectados à rede elétrica CA.

Em (LACERDA, 2010), o processo de integração dos conversores resultou na topologia do inversor VSI, com filtragem e controle da corrente de saída. A estratégia de chaveamento utilizada foi a modulação por largura de pulso com tensão de saída bipolar, sendo o modo de acionamento dos interruptores realizado de forma complementar.

Neste trabalho, a estratégia de chaveamento adotada para acionamento do inversor

VSI é a modulação por largura de pulso com tensão de saída unipolar. A escolha por esta estratégia deve-se principalmente à melhoria do desempenho do inversor (BAKER, AGELIDIS e NAYAR, 1997).

A seguir são apresentadas as características do VSI com modulação PWM para tensão de saída bipolar e unipolar no modo de condução contínua. Este estudo tem como finalidade comparar as duas estratégias, apresentar possíveis simplificações, apresentar as estruturas dos moduladores PWM para tensão de saída bipolar e unipolar e apresentar as equações de projeto dos componentes passivos do sistema PV.

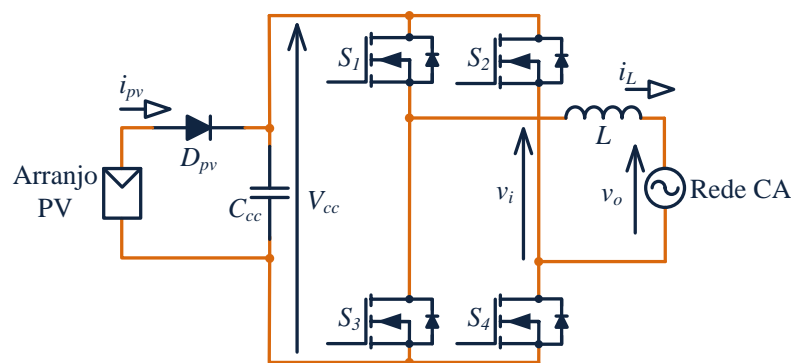


Figura 14. Circuito VSI monofásico.

2.3 INVERSOR VSI MONOFÁSICO CONECTADO À REDE ELÉTRICA CA

Como o objetivo deste trabalho é injetar potência ativa na rede elétrica CA por meio de um sistema de único estágio de processamento da energia, é então empregado o inversor ponte completa monofásico. O inversor opera com filtragem e controle da corrente de saída. Da mesma forma como o sistema de processamento de energia de dois estágios, este é controlado para impor na saída do sistema de geração PV uma corrente com forma praticamente senoidal e em fase com a tensão da rede elétrica CA.

2.4 MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO SENOIDAL

As diferentes formas de gerar os pulsos para acionamento dos interruptores do

inversor definem a característica da tensão de saída chaveada (v_i) do VSI. Esta característica é representada pelos valores distintos assumidos por esta tensão (RASHID, 2001). A estratégia de acionamento utilizada para este estudo é a modulação por largura de pulso senoidal (do inglês, *Sinusoidal Pulse Width Modulation* - SPWM), onde a corrente de saída é controlada através da geração de sinais de comando para condução e bloqueio dos interruptores do inversor (MOHAN, UNDELAND e ROBBINS, 2003).

A modulação SPWM comumente é realizada por comparação de um sinal de controle $v_{controle}$ de frequência f_r (frequência da rede elétrica CA) com um sinal portador v_{tri} simétrico (triangular ou dente de serra) de frequência f_s (frequência de chaveamento) (MOHAN, UNDELAND e ROBBINS, 2003). A largura de cada pulso é variada em proporção à amplitude do sinal de controle ($v_{controle}$) comparado com o sinal portador (v_{tri}). Na Figura 15 é apresentada uma estratégia de modulação SPWM com tensão de saída bipolar para acionamento do inversor.

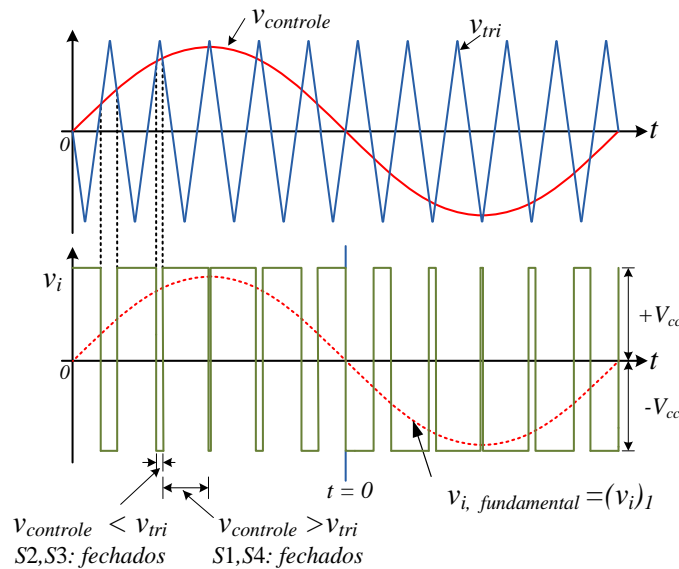


Figura 15. Modulação por largura de pulso com tensão de saída bipolar.

A razão entre a frequência da portadora f_s e a frequência f_r do sinal de controle $v_{controle}$ determina o fator de modulação de frequência m_f , enquanto que o quociente entre o valor de pico da referência senoidal $\hat{V}_{controle}$ e o valor de pico da portadora \hat{V}_{tri} , resulta no índice de modulação de amplitude m_a , conforme mostrado a seguir:

$$m_a = \hat{V}_{controle} / \hat{V}_{tri} , \quad (1.12)$$

$$m_f = f_s / f_r . \quad (1.13)$$

Assumindo a condição que dois interruptores de um mesmo braço (S1 e S3 ou S2 e S4)

do inversor não conduzem simultaneamente, tem-se que a tensão instantânea no terminal de saída do inversor (v_i) tem a forma de onda conforme mostrada na [Figura 15](#), cujo valor é chaveado entre $+V_{cc}$ e $-V_{cc}$ (PWM com tensão de saída bipolar) de acordo com as relações descritas em (1.14) e (1.15).

$$v_{controle} > v_{tri}, \quad S1eS4 \rightarrow fechados, \quad v_i = +V_{cc} . \quad (1.14)$$

$$v_{controle} < v_{tri}, \quad S2eS3 \rightarrow fechados, \quad v_i = -V_{cc} . \quad (1.15)$$

2.5 ANÁLISE HARMÔNICA EM MODULAÇÃO SPWM

Considerando o inversor operando em condições lineares ($m_a \leq 1$) ([MOHAN, UNDELAND e ROBBINS, 2003](#)), com valor de m_f consideravelmente grande, utilizando a técnica do valor médio instantâneo, pode-se assumir que $v_{controle}$ permanece praticamente constante em um período de chaveamento ($T_s = 1/f_s$). Então a tensão média de saída em um período T_s é igual ao valor instantâneo da componente fundamental de v_i , conforme mostrado na equação abaixo:

$$v_{i1} = \frac{v_{controle}}{\hat{V}_{tri}} \cdot V_{cc}, \quad v_{controle} \leq \hat{V}_{tri} . \quad (1.16)$$

Com $v_{controle}$ variando com frequência $f_r = \omega_r / 2\pi$, demonstra-se que a componente fundamental de v_i também varia com frequência f_r . Desta forma:

$$v_{controle} = \hat{V}_{controle} \cdot \sin(\omega_r t) , \quad (1.17)$$

onde

$$\hat{V}_{controle} < \hat{V}_{tri} . \quad (1.18)$$

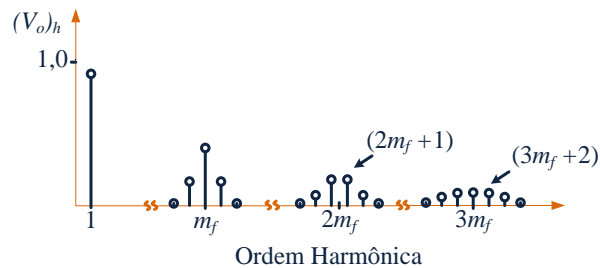
E então

$$v_{i1} = \frac{\hat{V}_{controle}}{\hat{V}_{tri}} \cdot V_{cc} \cdot \sin(\omega_r t) = m_a \cdot V_{cc} \cdot \sin(\omega_r t) , \quad (1.19)$$

sendo v_{i1} a componente fundamental contida no sinal v_i .

Os harmônicos contidos em v_i apresentam-se em bandas laterais centradas em torno da frequência de chaveamento, ou seja, em torno de m_f e seus múltiplos, $2m_f$, $3m_f$, e assim por diante. Teoricamente, as frequências nas quais os harmônicos $(v_i)_h$ ocorrem podem ser relacionados por $f_h = (jm_f \pm k)f_1$, sendo h a ordem da k -ésima banda e, j o múltiplo de m_f .

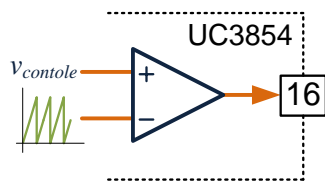
($k=1,2,3\dots$ e $j=1,2,3\dots$). Com isto tem-se $h = j(m_f) \pm k$, onde a frequência fundamental corresponde a $h=1$. Na [Figura 16](#) é apresentado o espectro de amplitude para modulação por largura de pulso senoidal.



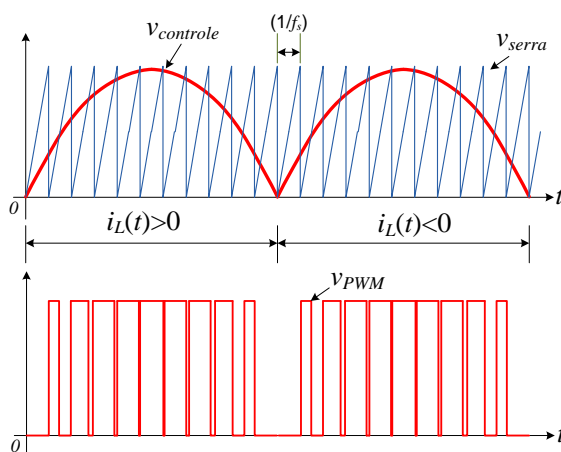
[Figura 16](#). Espectro de amplitude para modulação por largura de pulso senoidal.

2.6 ESTRUTURA DO MODULADOR PWM A SER UTILIZADO

Sendo o objetivo deste trabalho utilizar o CI UC3854 para implementação do sistema de controle, é necessário considerar a estrutura interna do modulador deste dispositivo. Este componente foi concebido para a operação de sistemas PFP, onde o sinal de controle apresenta-se com a forma de uma senoide retificada ([TODD, 1999](#)), ou seja, a operação é realizada somente no primeiro quadrante. Na [Figura 17](#) é apresentada a estrutura simplificada do modulador existente no CI UC3854. Já na [Figura 18](#) são apresentadas as formas de onda do sinal de controle ($v_{controle}$), do sinal portador (v_{serra}) e do sinal de comando PWM (v_{PWM}). Posteriormente, em outro capítulo, serão tratados outros aspectos relacionados às demais particularidades deste CI.

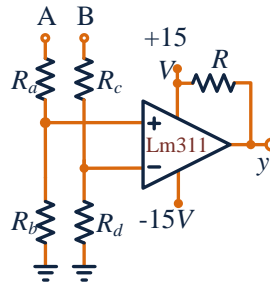


[Figura 17](#). Modulador PMW do UC3854.



[Figura 18](#). Modulação por largura de pulso no CI UC3854.

Dessa forma, são necessários sinais adicionais que identifiquem cada semiciclo da tensão da rede elétrica CA, exigindo para isto uma lógica de comando complementar aos pulsos gerados na saída do modulador PWM. Assim, é utilizado um circuito comparador para verificar quando a tensão da rede elétrica é positiva ou negativa, sendo este apresentado na [Figura 19](#), onde A e B são conectados a tensão da rede elétrica CA ([ZIMMERMANN, 2004](#)).



[Figura 19](#). Circuito de verificação de passagem por zero.

Nos itens seguintes é analisada a modulação SPWM com tensão de saída bipolar e unipolar para a topologia do inversor VSI controlado através do CI UC3854. São também apresentadas as estruturas adicionais necessárias ao modulador para acionamento dos interruptores do inversor.

2.6.1 VSI com modulação PWM e tensão de saída bipolar

Considerando o VSI operando com modulação PWM e tensão de saída bipolar, tem-se que a tensão chaveada na saída do inversor (v_i) apresenta somente dois valores, $+V_{cc}$ e $-V_{cc}$ ([MOHAN, UNDELAND e ROBBINS, 2003](#)). Nesta análise inicial V_{cc} é considerado constante, ou seja, sem ondulação.

Assim, assumindo duas direções para a corrente de saída ($i_L(t) > 0$ e $i_L(t) < 0$), pode-se definir quatro estados possíveis para os interruptores do VSI ([ZIMMERMANN, 2004](#)). Os circuitos equivalentes para estes estados estão representados na [Figura 20](#) (a), (b), (c) e (d). Estes estados são correspondentes ao modo de comutação pelo acionamento complementar.

A estrutura completa do modulador para acionamento do inversor com tensão de saída bipolar está apresentada na [Figura 21](#), onde A e B são conectados à tensão da rede elétrica CA. A lógica adicional utilizada para o circuito modulador permite o inversor operar conforme os estados representados na [Figura 20](#).

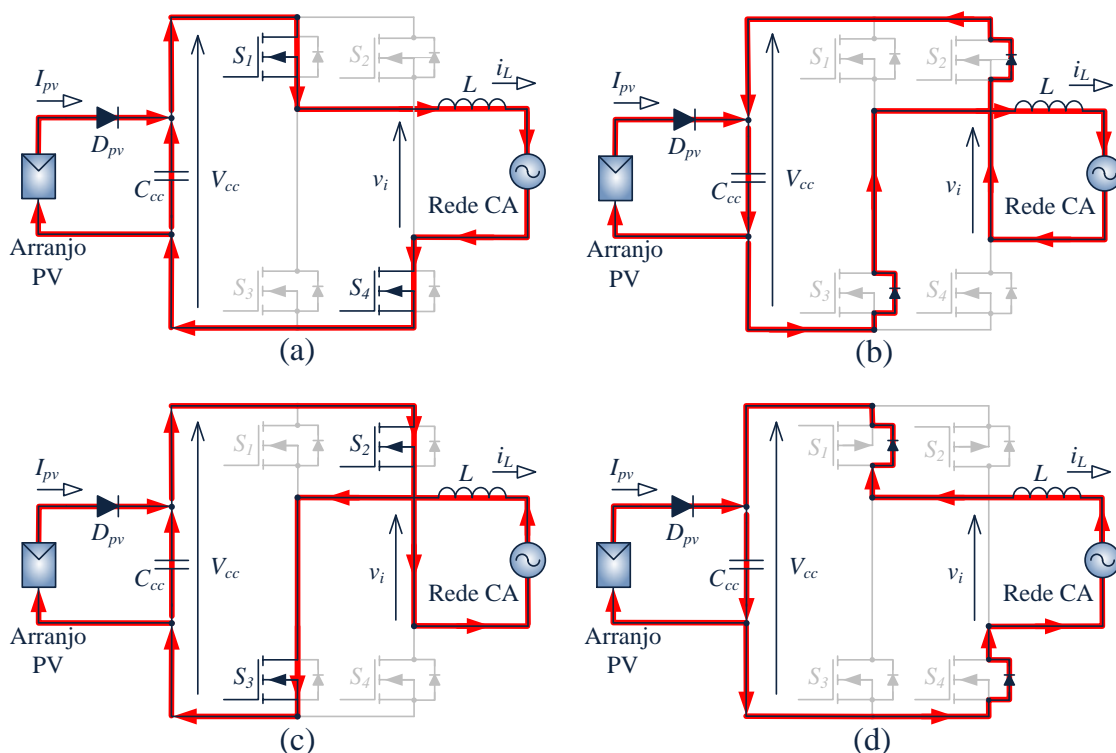


Figura 20. Modos de comutação correspondentes à operação do VSI com tensão de saída bipolar.

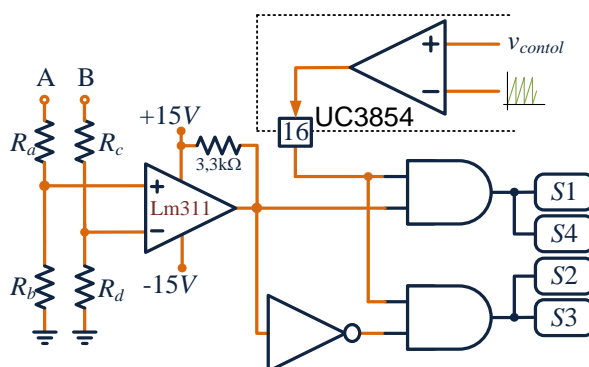


Figura 21. Modulador PWM para tensão de saída bipolar.

2.6.1.1 Operação do VSI com modulação PWM e tensão de saída bipolar

A operação do inversor com modulação PWM e tensão de saída bipolar pode ser dividida em duas etapas, sendo estas analisadas em um período de chaveamento (T_s). Estas etapas são relacionadas ao ciclo de acionamento dos interruptores do inversor, sendo divididas por $T_s \cdot D$ e $T_s \cdot (1-D)$. Para análise destas, a seguir é considerado um período de chaveamento onde $i_L(t) > 0$.

Para a etapa correspondente a $T_s \cdot D$, [Figura 20](#) (a), tem-se que: os interruptores $S1$ e $S4$ estão fechados e $S2$ e $S3$ estão abertos; a corrente de saída cresce linearmente com taxa dada por [\(1.20\)](#); o indutor armazena energia proveniente do arranjo PV e do capacitor C_{cc} ; o arranjo PV e o capacitor C_{cc} fornecem energia para a rede elétrica CA.

$$\frac{V_{cc} - v_o(t = t_1)}{L}. \quad (1.20)$$

Na etapa complementar, correspondente a $T_s \cdot (1-D)$, [Figura 20](#) (b), tem-se que: os interruptores $S1$, $S2$, $S3$ e $S4$ estão abertos; os diodos dos interruptores $S2$ e $S3$ estão diretamente polarizados e conduzindo; a corrente de saída decresce linearmente com taxa dada por [\(1.21\)](#); o indutor fornece energia para a rede e para o capacitor C_{cc} .

$$-\left(\frac{V_{cc} + v_o(t = t_2)}{L}\right). \quad (1.21)$$

2.6.1.2 Características estáticas para o VSI com modulação PWM e tensão de saída bipolar

As principais formas de onda para um período de comutação do VSI são ilustradas na [Figura 22](#). Nestas são consideradas a operação em regime e no modo de condução contínua, sendo considerado que $i_L(t) > 0$.

Em um período de chaveamento (T_s), sabe-se que a tensão média sobre o indutor é igual a zero. Então, se realizada a integral da tensão sobre o indutor de 0 à T_s , tem-se que o resultado deverá ser igual a zero ([MOHAN, 2003](#)). Este equacionamento é apresentado em [\(1.22\)](#) para o VSI operando com modulação PWM e tensão de saída bipolar.

$$\int_0^{T_s} v_L \cdot dt = \int_0^{t_{on}} (V_{cc} - v_o(t)) \cdot dt + \int_{t_{on}}^{T_s} -(V_{cc} + v_o(t)) \cdot dt = 0. \quad (1.22)$$

Ainda, se $f_s \gg f_r$, pode-se considerar $v_o = V_o$ (praticamente constante em um período de chaveamento), simplificando [\(1.22\)](#) por:

$$0 = (V_{cc} - V_o) \cdot t_{on} - (V_{cc} + V_o) \cdot (T_s - t_{on}). \quad (1.23)$$

De [\(1.23\)](#), pode-se encontrar a característica de transferência do inversor substituindo $t_{on} = D \cdot T_s$, resultando em:

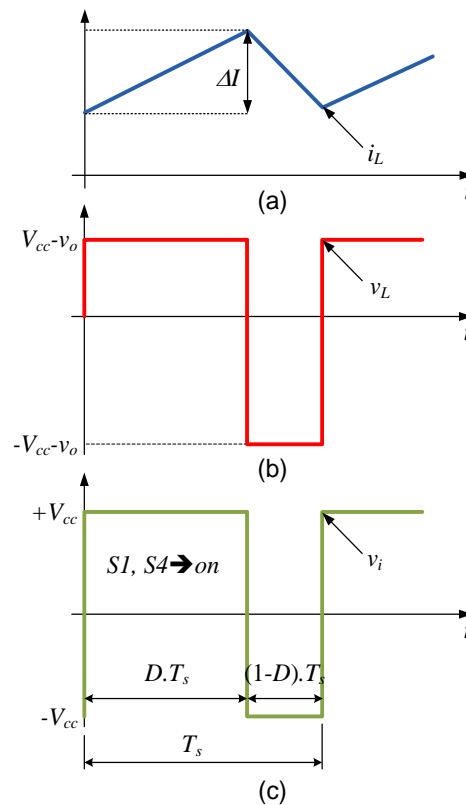
$$\frac{V_o}{V_{cc}} = 2 \cdot D - 1. \quad (1.24)$$

Substituindo V_o por $v_o(t) = V_{op} \cdot \sin(\omega t)$ e fazendo $\alpha = V_{op}/V_{cc}$, obtém-se a expressão pa-

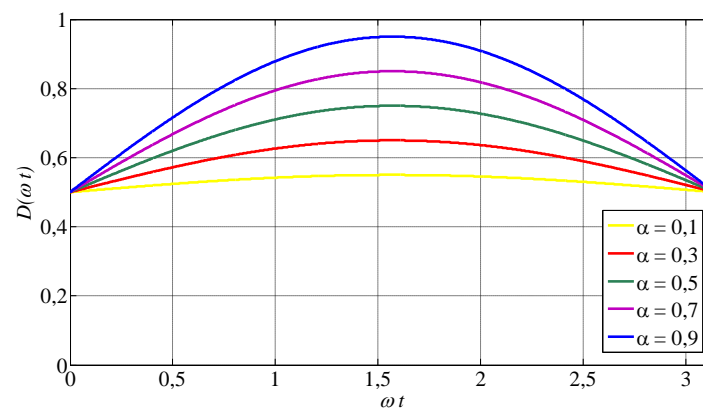
rametrizada da razão cíclica do inversor em função da variação do ângulo da tensão da rede.

$$D(\omega t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \alpha \cdot \sin(\omega t), \quad 0 \leq \omega t \leq \pi. \quad (1.25)$$

Na [Figura 23](#) é representada a variação da razão cíclica em função do ângulo da tensão da rede elétrica CA para um intervalo de $0 \leq \omega t \leq \pi$.



[Figura 22](#). Modulação PWM com tensão de saída bipolar: (a) corrente de saída, (b) tensão no indutor, (c) tensão de saída do inversor.



[Figura 23](#). Variação da razão cíclica em função do ângulo da tensão da rede elétrica CA - Modulação PWM com tensão de saída bipolar.

2.6.1.3 Dimensionamento do Indutor de saída

O dimensionamento do indutor utilizado na conexão do inversor com rede elétrica CA é realizado considerando uma ondulação máxima para a corrente de saída. Assim, a ondulação da corrente pelo indutor pode ser obtida através da taxa de crescimento da corrente de saída em um período de chaveamento, conforme apresentado em (1.26).

$$\Delta I_L = \frac{V_{cc} - v_o(\omega t)}{L} \cdot t_{on} . \quad (1.26)$$

Sendo $t_{on} = D(\omega t) \cdot T_s$, tem-se que:

$$\Delta I_L = \frac{V_{cc} - v_o(\omega t)}{L} \cdot D(\omega t) \cdot T_s , \quad (1.27)$$

e ainda, substituindo $v_o(\omega t) = V_{op} \cdot \sin(\omega t)$ e (1.25) em (1.27):

$$\Delta I_L = \frac{V_{cc} - V_{op} \cdot \sin(\omega t)}{L \cdot f_s} \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \alpha \cdot \sin(\omega t) \right) , \quad (1.28)$$

onde $f_s = 1/T_s$ e $0 \leq \omega t \leq \pi$.

De (1.28), nota-se que a ondulação da corrente varia com o ângulo da tensão da rede. O valor normalizado da ondulação da corrente ($\overline{\Delta I_L}$) é descrito em (1.29) e (1.30). Na Figura 24 é apresentada a variação da ondulação de corrente normalizada em função do ângulo da rede elétrica CA.

$$\frac{L \cdot f_s \cdot \Delta I_L}{V_{cc}} = (1 - \alpha \cdot \sin(\omega t)) \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \alpha \cdot \sin(\omega t) \right) , \quad (1.29)$$

$$\overline{\Delta I_L} = \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \alpha^2 \cdot \sin^2(\omega t) \right) . \quad (1.30)$$

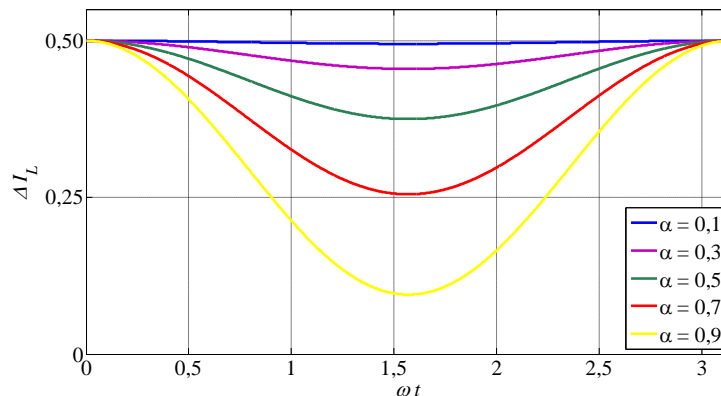


Figura 24. Variação da ondulação da corrente de saída em função do ângulo da tensão da rede para diferentes valores de α - Modulação PWM com tensão de saída bipolar.

Conforme pode ser observado em (1.30), o valor máximo de ondulação da corrente i_L acontece para $\omega t = 2\pi k$, onde $k=0,1,2,3\dots$.

Então, para um valor máximo de $\Delta I_{L,máx}$ calcula-se o valor do indutor. A expressão para projeto do indutor é descrita em (1.31).

$$L = \frac{V_i}{2 \cdot \Delta I_{L,máx} \cdot f_s} \quad (1.31)$$

2.6.2 VSI com modulação PWM e tensão de saída unipolar

Considerando o VSI operando com modulação PWM e tensão de saída unipolar, a tensão chaveada na saída do inversor (v_i) apresenta três valores distintos, $+V_{cc}$, 0 e $-V_{cc}$ (MOHAN, UNDELAND e ROBBINS, 2003). Nesta análise V_{cc} é considerado constante, ou seja, sem ondulação.

Desta forma, é possível representar quatro estados para os interruptores do VSI, desde que sejam assumidas duas direções para a corrente de saída ($i_L(t) > 0$ e $i_L(t) < 0$) (MATTOS, BRAGA, *et al.*, 2011). Os circuitos equivalentes para estes estados estão representados nas Figura 25 (a), (b), (c) e (d) (MARTINS e SOUZA, 2008).

A estrutura completa do modulador para acionamento do inversor com tensão de saída unipolar está apresentada na Figura 26, onde A e B são conectados a tensão da rede elétrica CA. A lógica adicional utilizada para o circuito modulador permite operar o inversor conforme os estados representados na Figura 25.

2.6.2.1 Operação do VSI com modulação PWM e tensão de saída unipolar

A operação do inversor com modulação PWM e tensão de saída unipolar também pode ser dividida em duas etapas, sendo estas analisadas em um período de chaveamento (T_s). Estas etapas são divididas por $T_s \cdot D$ e $T_s \cdot (1-D)$. Para análise destas, a seguir é considerado um período de chaveamento, onde $i_L(t) > 0$.

Para a etapa correspondente a $T_s \cdot D$, Figura 25 (a), tem-se que: os interruptores S1 e S4 estão fechados e S2 e S3 estão abertos; a corrente de saída cresce linearmente com taxa

dada por (1.32); a indutância armazena energia proveniente do arranjo PV e do capacitor C_{cc} ; o arranjo PV e o capacitor C_{cc} fornecem energia para rede.

$$\frac{V_{cc} - v_o(t = t_1)}{L} \quad (1.32)$$

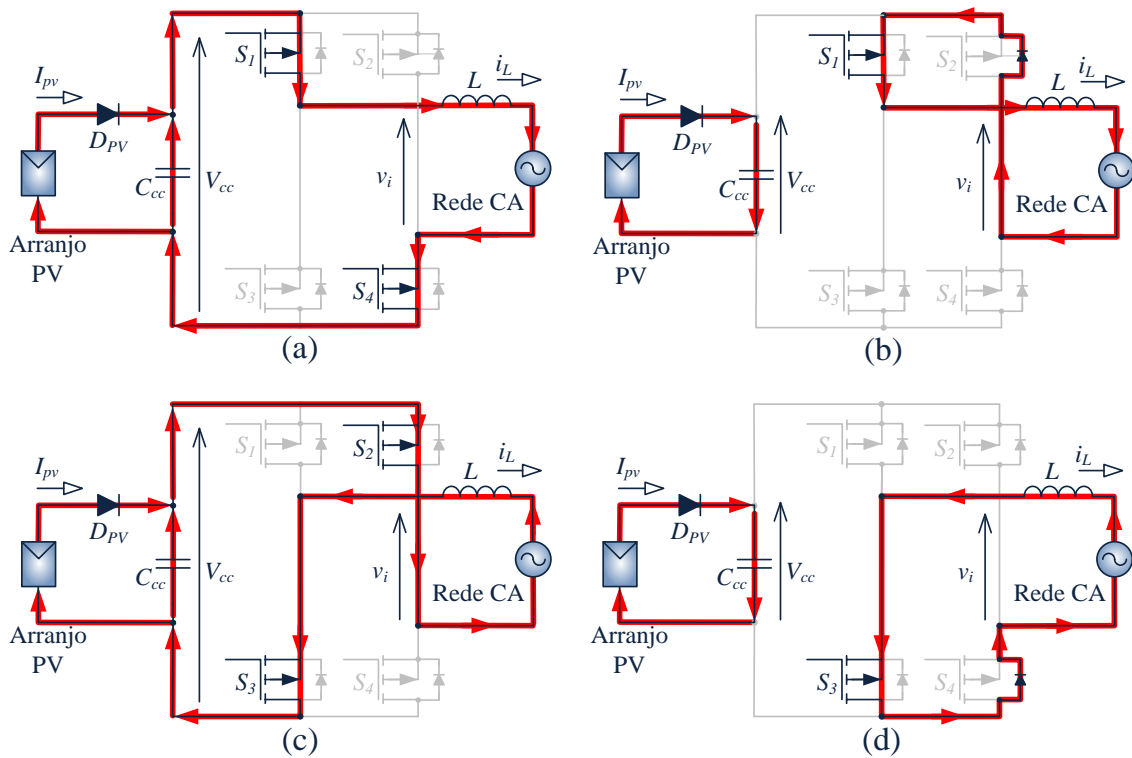


Figura 25. Modos de comutação correspondentes à operação do VSI com tensão de saída unipolar.

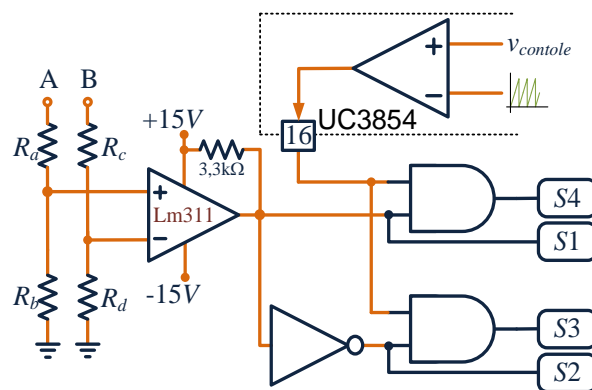


Figura 26. Modulador PWM para tensão de saída unipolar.

Para a etapa complementar correspondente a $T_s \cdot (1-D)$ (Figura 25 (b)), tem-se que: o interruptor $S1$ está fechado e $S2$, $S3$ e $S4$ estão abertos; o diodo do interruptor $S2$ está diretamente polarizado e conduzindo; a corrente de saída decresce linearmente com taxa dada

por (1.33); a indutância fornece energia para a rede elétrica CA; o arranjo PV armazena energia no capacitor C_{cc} .

$$-\left(\frac{v_o(t=t_2)}{L}\right). \quad (1.33)$$

No acionamento do inversor com tensão de saída unipolar, a estrutura do modulador utilizado aciona dois interruptores ($S1$ e $S3$) em baixa frequência (igual à f_r) e dois interruptores ($S2$ e $S4$) em alta frequência (igual à f_s).

2.6.2.2 Características estáticas para o VSI com modulação PWM e tensão de saída unipolar

Na Figura 27 são apresentadas as formas de ondas básicas do inversor operando em regime e no modo de condução contínua, sendo considerado $i_L(t) > 0$.

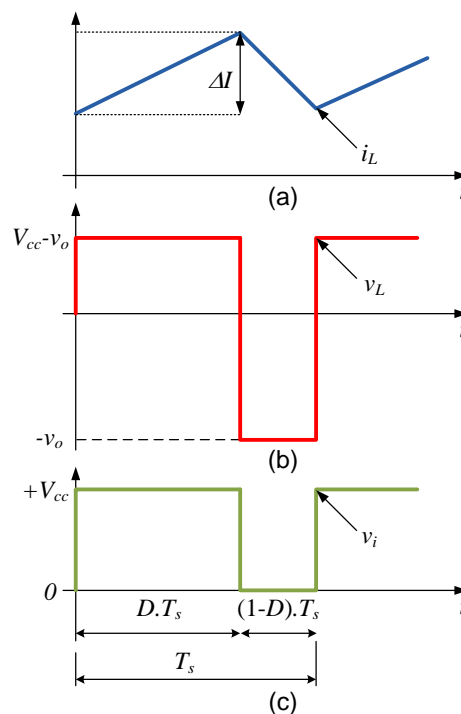


Figura 27. Modulação PWM com tensão de saída unipolar: (a) corrente de saída, (b) tensão no indutor, (c) tensão de saída do inversor.

A integral da tensão sobre o indutor de 0 à T_s , é apresentada em (1.34).

$$\int_0^{T_s} v_L \cdot dt = \int_0^{t_{on}} (V_{cc} - v_o(t)) \cdot dt + \int_{t_{on}}^{T_s} -(v_o(t)) \cdot dt = 0. \quad (1.34)$$

Ainda, se $f_s \gg f_r$, pode-se considerar $v_o = V_o$, simplificando a equação (1.34) por:

$$0 = (V_{cc} - V_o) \cdot t_{on} - (V_o) \cdot (T_s - t_{on}). \quad (1.35)$$

De (1.23), é encontrada a característica de transferência do inversor substituindo $t_{on} = D \cdot T_s$, o que resulta na expressão (1.36).

$$\frac{V_o}{V_{cc}} = D. \quad (1.36)$$

Substituindo V_o por $v_o(t) = V_{op} \cdot \sin(\omega t)$ e fazendo $\alpha = V_{op}/V_{cc}$, obtém-se a expressão parametrizada para a razão cíclica do inversor em função da variação do ângulo da tensão da rede elétrica CA.

$$D(\omega t) = \alpha \cdot \sin(\omega t), \quad 0 \leq \omega t \leq \pi. \quad (1.37)$$

Na Figura 23 é representada a variação da razão cíclica em função do ângulo da tensão da rede elétrica CA para o intervalo de $0 \leq \omega t \leq \pi$.

Nota-se que o VSI com modulação a três níveis apresenta a característica de transferência de um conversor abaixador, ou seja, igual à característica do conversor *buck*.

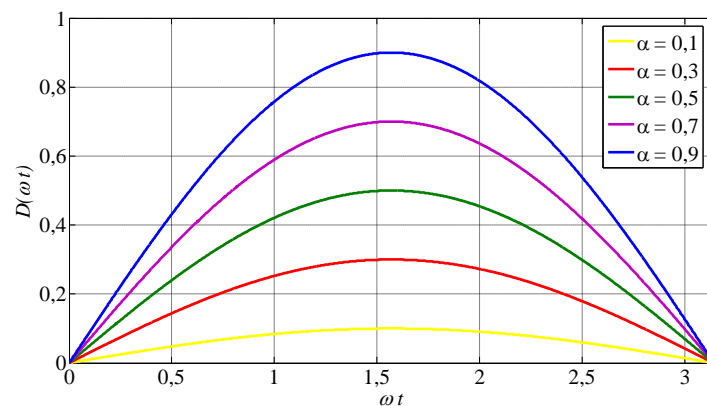


Figura 28. Variação razão cíclica em função do ângulo da tensão da rede elétrica CA - Modulação PWM com tensão de saída unipolar.

2.6.2.3 Dimensionamento do Indutor de saída

O dimensionamento do indutor é realizado considerando uma ondulação máxima para a corrente de saída. Desta forma, a ondulação da corrente pelo o indutor pode ser obtida através da taxa de crescimento da corrente de saída em um período de chaveamento, conforme apresentado em (1.38).

$$\Delta I_L = \frac{V_{cc} - v_o(\omega t)}{L} \cdot t_{on}. \quad (1.38)$$

Sendo $t_{on} = D(\omega t) \cdot T_s$, tem-se:

$$\Delta I_L = \frac{V_{cc} - v_o(\omega t)}{L} \cdot D(\omega t) \cdot T_s, \quad (1.39)$$

e ainda, substituindo $v_o(\omega t) = V_{op} \cdot \sin(\omega t)$ e (1.25) em (1.39):

$$\Delta I_L = \frac{V_{cc} \cdot V_{op} \cdot \sin(\omega t) - V_{op}^2 \cdot \sin^2(\omega t)}{L \cdot f_s \cdot V_{cc}}, \quad (1.40)$$

onde $f_s = 1/T_s$ e $0 \leq \omega t \leq \pi$.

De (1.40), nota-se que a ondulação da corrente varia com o ângulo da tensão da rede. Na Figura 29 é apresentada a variação da ondulação de corrente normalizada em função do ângulo da tensão da rede.

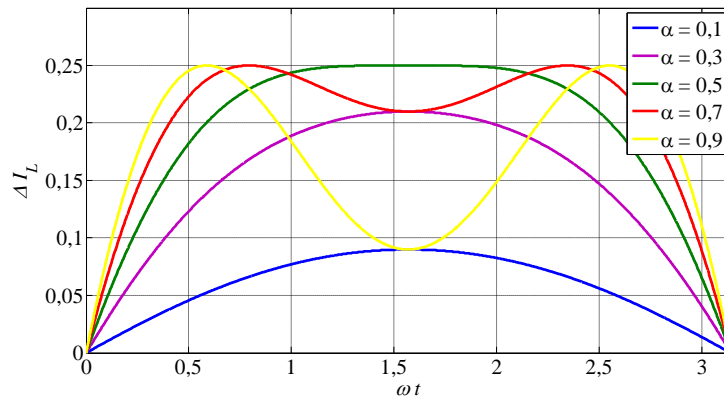


Figura 29. Variação da ondulação da corrente de saída em função do ângulo da tensão da rede para diferentes valores de α - Modulação PWM com tensão de saída unipolar.

O valor normalizado da ondulação da corrente ($\overline{\Delta I_L}$) é descrito em (1.41) e (1.42).

$$\frac{L \cdot f_s \cdot \Delta I_L}{V_{cc}} = \frac{V_{op}}{V_{cc}} \cdot \sin(\omega t) - \frac{V_{op}^2}{V_{cc}^2} \cdot \sin^2(\omega t), \quad (1.41)$$

$$\overline{\Delta I_L} = \alpha \cdot \sin(\omega t) - \alpha^2 \cdot \sin^2(\omega t). \quad (1.42)$$

Para encontrar o valor máximo de ondulação da corrente i_L , deriva-se (1.42) e iguala-se a expressão obtida a zero. A derivada é dada por:

$$\frac{\partial \overline{\Delta I_L}(\omega t)}{\partial(\omega t)} = \alpha \cdot \cos(\omega t) - 2 \cdot \alpha^2 \sin(\omega t) \cdot \cos(\omega t). \quad (1.43)$$

E igualando (1.43) a zero, pode-se calcular o ângulo que provoca máxima ondulação para a corrente de saída.

$$\theta_{m\acute{a}x} = \omega t = \arcsin\left(\frac{1}{2 \cdot \alpha}\right). \quad (1.44)$$

A ondulação máxima na corrente pode ser determinada substituindo (1.44) em (1.42). Para um valor máximo de ondulaao na corrente i_L , pode-se calcular o valor do indutor de saída, conforme expressão apresentada em (1.45).

$$L = \frac{V_{cc}}{4 \cdot \Delta I_{L,m\acute{a}x} \cdot f_s}. \quad (1.45)$$

2.7 ANÁLISE QUALITATIVA

Neste espaço, o objetivo  realizar uma análise qualitativa dos resultados matemáticos obtidos nos ítens anteriores. Para isto, são realizadas simulaoes com o VSI acionado pelos moduladores com tensão de saída bipolar e unipolar, apresentados na [Figura 21](#) e na [Figura 26](#) respectivamente. Nestas simulaoes, o barramento CC do sistema PV  substituído por uma fonte de tensão constante com valor V_{cc} e, no lugar da rede elétrica CA,  inserida uma carga resistiva R . Os demais dados utilizados nas simulaoes são especificados na [Tabela 2](#) e na [Tabela 3](#).

[Tabela 2.](#) Especificaao para simulaao do inversor.

L	1mH
V_{cc}	100V
R	10 Ω

[Tabela 3.](#) Especificaao para simulaao do modulador.

m_a	0,9
f_s	10kHz
f_r	60Hz

2.7.1 Modulaao PWM com tensão de saída bipolar

Os resultados obtidos para a simulaao do VSI acionado com o modulador PWM e tensão de saída bipolar são apresentados na [Figura 30](#). Nesta figura são mostradas as formas de onda da tensão de saída chaveada do VSI (v_i), da corrente de saída do VSI (i_L) e da tensão de controle ($v_{controle}$). A taxa de distorao harmônica total (*Total Harmonic Distortion* - THD)

para a corrente de saída é de 15,80%. O valor máximo da ondulação de corrente é $\Delta I_{max} = 45\%$. O espectro de amplitude para a corrente de saída (i_L) é apresentado na [Figura 31](#).

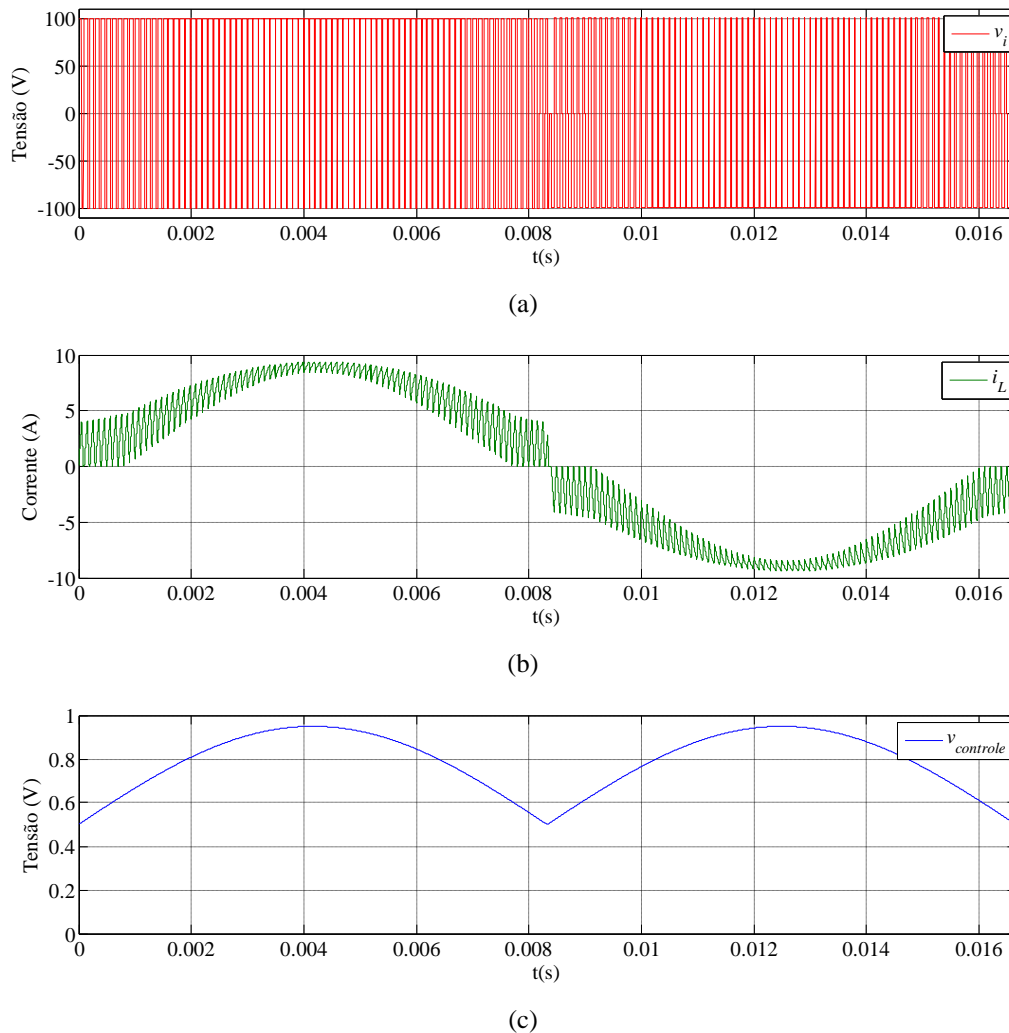


Figura 30. Formas de onda para VSI acionado pelo modulador PWM com tensão de saída bipolar – (a) corrente de saída VSI (i_L); (b) tensão de saída do VSI (v_i) e (c) tensão de controle ($v_{controle}$).

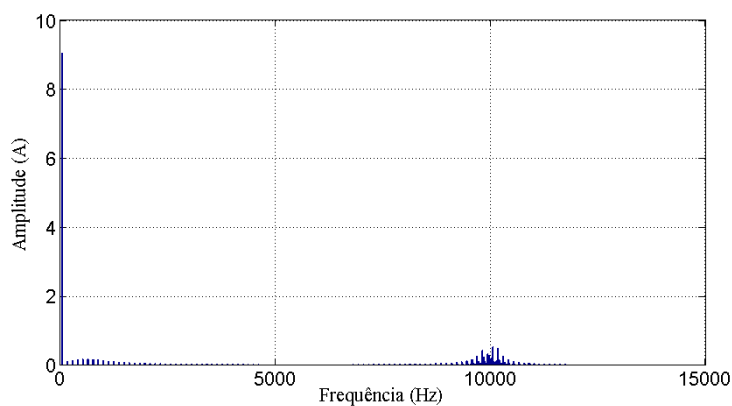
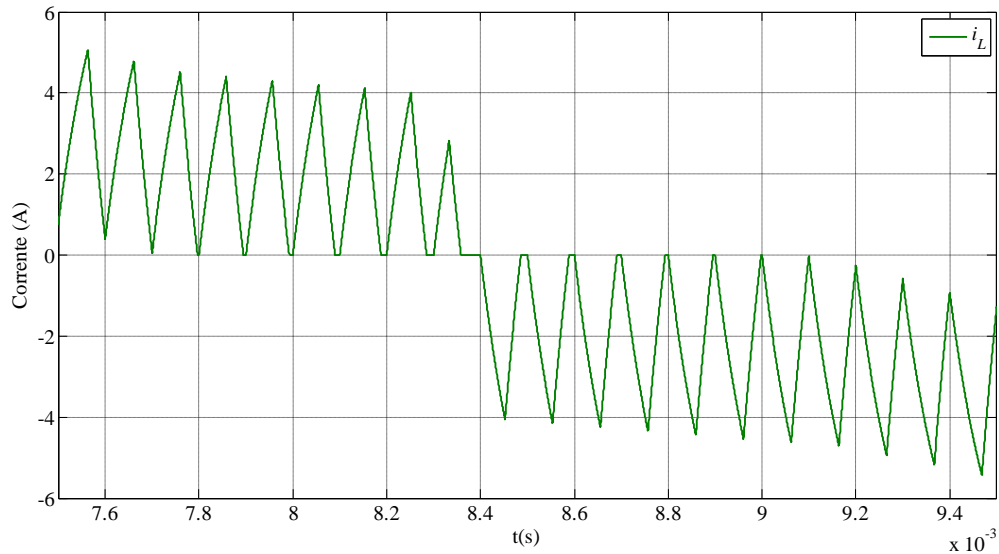


Figura 31. Espectro de amplitude para corrente de saída i_L – Modulação PWM com tensão de saída unipolar.

Conforme pode ser observado na [Figura 31](#), o espectro de amplitude para a corrente de saída do inversor apresenta harmônicas de baixa ordem. Isto devido às distorções da corrente nas regiões próximas aos pontos de cruzamento por zero, uma vez que para baixos valores de corrente, o inversor passa a operar no modo de condução descontínua. Na [Figura 32](#) é apresentada a forma de onda da corrente de saída do inversor na passagem por zero.



[Figura 32](#). Corrente de saída VSI (i_L) – cruzamento por zero.

A solução para eliminar esta distorção da corrente no cruzamento por zero é a implementação de um circuito modulador diferenciado. Para tal, o modulador deve ser capaz de acionar na etapa complementar de comutação, em $(1-D)$, os interruptores complementares. Uma possível configuração para este modulador é apresentada na [Figura 33](#).

Para a etapa correspondente a $T_s D$, tem-se que: os interruptores $S1$ e $S4$ estão fechados e $S2$ e $S3$ estão abertos; a corrente de saída cresce linearmente com taxa dada por [\(1.46\)](#); a indutância armazena energia proveniente do arranjo PV e do capacitor C_{cc} ; o arranjo PV e o capacitor C_{cc} fornecem energia para a rede elétrica CA.

$$\frac{V_{cc} - v_o(t = t_1)}{L} \quad (1.46)$$

Na etapa complementar, correspondente a $T_s(1-D)$, tem-se que: os interruptores $S1$ e $S4$ estão abertos e $S2$ e $S3$ estão fechados; a corrente de saída decresce linearmente com taxa dada por [\(1.47\)](#); a indutância fornece energia para a rede e para o capacitor C_{cc} .

$$-\left(\frac{V_{cc} + v_o(t = t_2)}{L}\right) \quad (1.47)$$

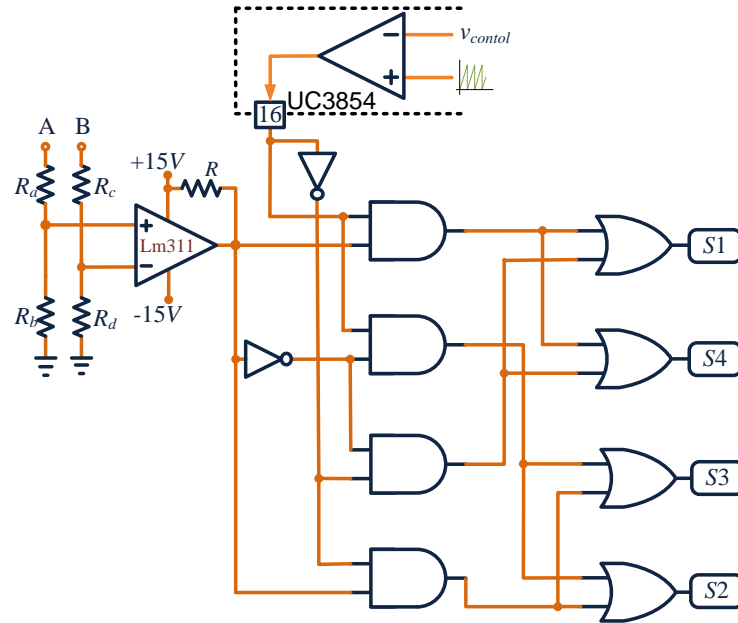
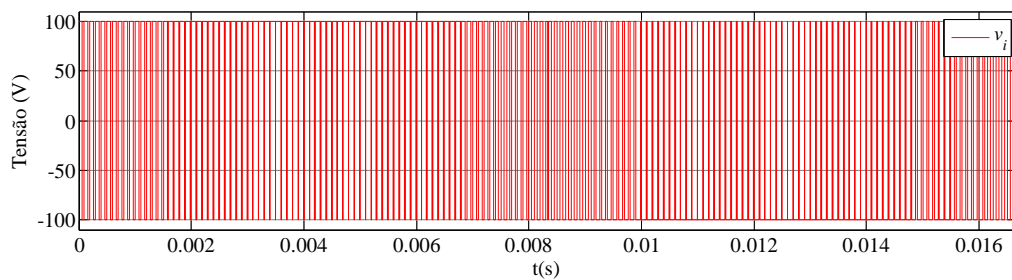
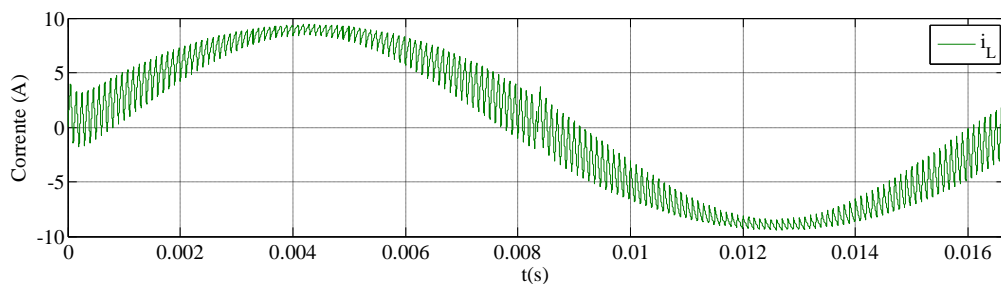


Figura 33. Modulador PWM com tensão de saída bipolar – modificado.

Os resultados obtidos para a simulação do VSI acionado com o modulador PWM da Figura 33 são apresentados na Figura 34. Nesta figura são mostradas as formas de onda da tensão de saída chaveada do VSI (v_i), da corrente de saída do VSI (i_L) e da tensão de controle ($v_{controle}$). A taxa de distorção harmônica total para a corrente de saída é de 15,43%. O valor máximo da ondulação de corrente é $\Delta I_{max} = 45\%$. O espectro de amplitude para a corrente de saída (i_L) é apresentado na Figura 31.



(a)



(b)

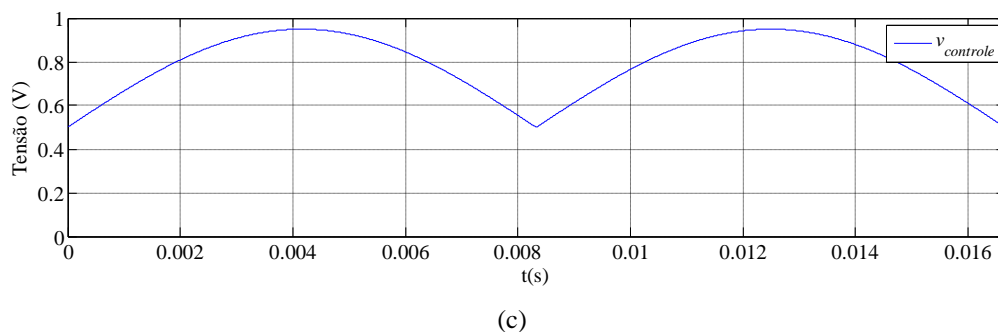


Figura 34. Formas de onda para VSI acionado pelo modulador com tensão de saída bipolar – modificado – (a) corrente de saída VSI (i_L); (b) tensão de saída do VSI (v_i) e (c) tensão de controle ($v_{controle}$).

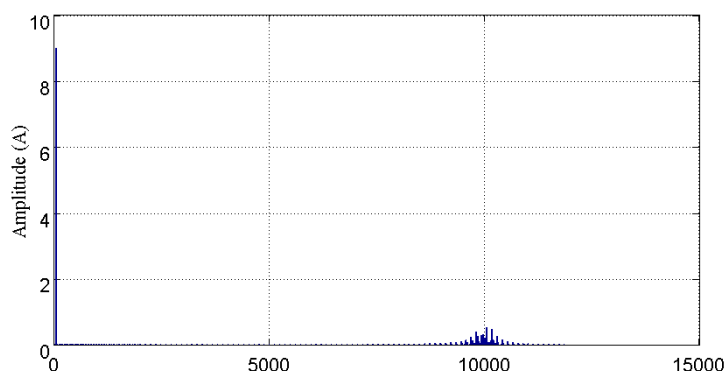
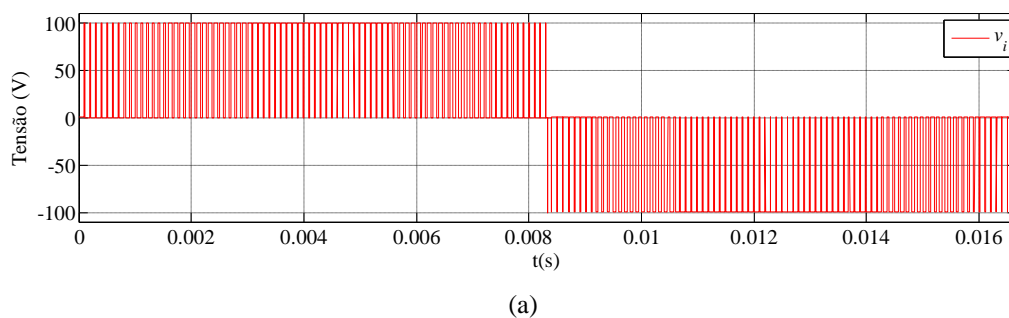


Figura 35. Espectro de amplitude para corrente de saída i_L – modulação PWM com tensão de saída bipolar – modificado.

2.7.2 Modulação PWM com tensão de saída unipolar

Os resultados obtidos para a simulação do VSI acionado com o modulador PWM com tensão de saída unipolar são apresentados na Figura 36. Nesta figura são mostradas as formas de onda da corrente de saída do VSI (i_L), da tensão de saída chaveada do VSI (v_i) e da tensão de controle ($v_{controle}$). A taxa de distorção harmônica total para a corrente de saída é de 8,07% e o valor máximo da ondulação de corrente é $\Delta I_{max} = 27\%$.



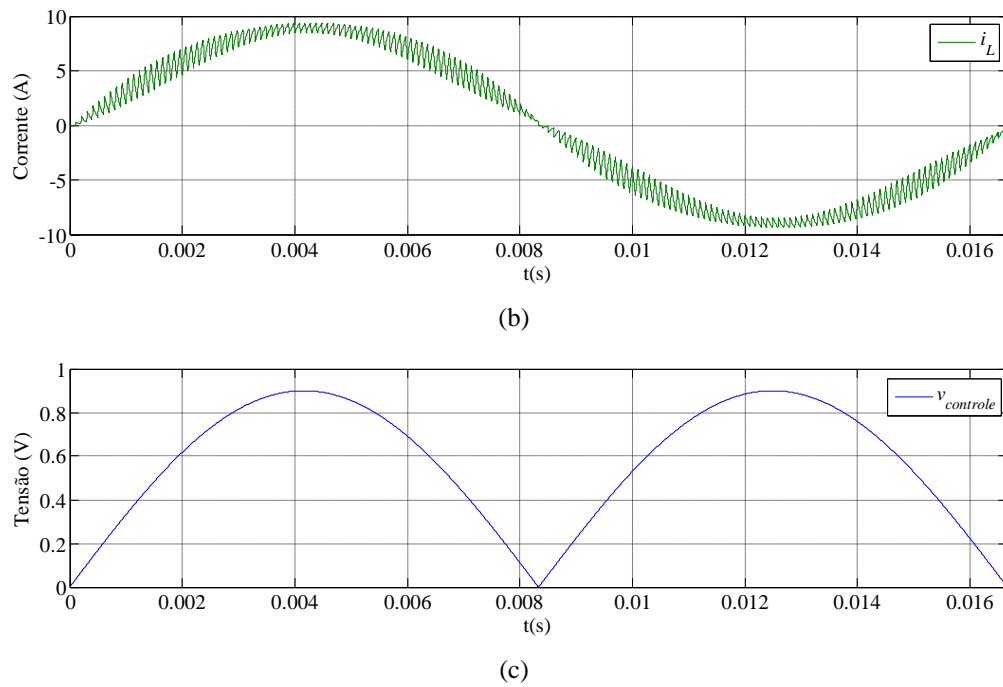


Figura 36. Formas de onda para VSI acionado pelo modulador PWM com tensão de saída unipolar: (a) corrente de saída VSI (i_L); (b) tensão de saída do VSI (v_i) e (c) tensão de controle ($v_{control}$).

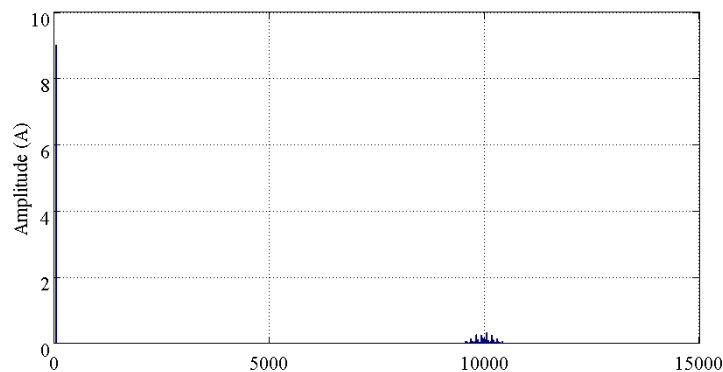


Figura 37. Espectro de amplitude para corrente de saída i_L – modulação PWM com tensão de saída unipolar.

2.8 BALANÇO DE ENERGIA DO SISTEMA PV

A potência instantânea injetada na rede elétrica CA através do sistema PV é dada pelo produto da tensão da rede elétrica CA com corrente de saída do inversor. Em (1.48) é apresentada a potência instantânea de saída do sistema de geração PV.

$$p_o(t) = v_o(t) \cdot i_L(t), \quad (1.48)$$

onde $i_L(t)=I_{Lp} \cdot \sin(\omega t)$ e $v_o(t)=V_{op} \cdot \sin(\omega t)$.

Sendo o sistema geração PV controlado para apresentar fator de potência unitário, injetando assim somente potência ativa na rede, tem-se que $i_L(t)$ apresenta formato, fase e frequência da tensão da rede, podendo ser descrita por:

$$i_L(t) = k \cdot V_{op} \cdot \sin(\omega t), \quad (1.49)$$

onde $k=P_{o,med}/V_{op}$ (MEZA, NEGRONI, *et al.*, 2008).

Desta forma, a potência instantânea de saída é:

$$p_o(t) = k \cdot V_o^2 \cdot \sin^2(\omega t). \quad (1.50)$$

Pela identidade trigonométrica $\sin^2(\omega t)=1/2 \cdot (1-\cos(2\omega t))$, pode-se reescrever a potência instantânea por:

$$p_o(t) = \frac{k \cdot V_o^2}{2} - \frac{k \cdot V_o^2}{2} \cdot \cos(2\omega t). \quad (1.51)$$

De (1.51), nota-se que a potência instantânea oscila com o dobro frequência da rede em torno de um valor médio. Esta oscilação variando de zero a duas vezes o valor médio da potência de saída. Na Figura 38 é ilustrado o comportamento da potência instantânea de saída do sistema PV. Para o valor médio da potência de saída tem-se que:

$$P_{o,med} = \frac{1}{T} \int p_o(t) \cdot d(t) = \frac{1}{2} k \cdot V_{op}^2 \quad (1.52)$$

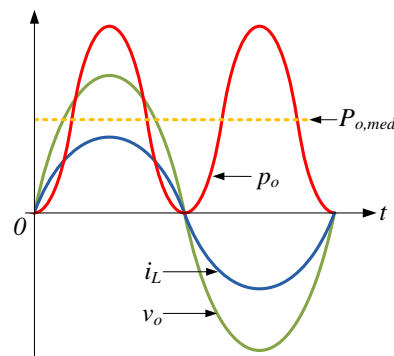


Figura 38. Potência instantânea de saída ($p_o(t)$), potência média de saída ($P_{o,med}$), tensão da rede elétrica CA ($v_o(t)$) e corrente de saída ($i_L(t)$).

Considerando o sistema operando em regime, tem-se que a potência de entrada é dada por (1.53), onde I_{pv} é a corrente do arranjo PV e V_{cc} a tensão do barramento CC. Nota-se que esta potência instantânea de entrada é contínua.

$$P_{in} = V_{cc} \cdot I_{pv} \quad (1.53)$$

Como a potência de saída oscila em torno de um valor médio e a potência de entrada é contínua, é necessário que o sistema tenha um capacitor de entrada, permitindo assim que a tensão do barramento CC seja regulada em torno de determinado valor. Então, o capacitor opera variando a energia armazenada em função da variação da potência de saída.

2.8.1 Dimensionamento do capacitor de entrada

A seguir, é demonstrado somente o dimensionamento do capacitor de entrada para o inversor com modulação PWM e tensão de saída unipolar.

Nesta análise, como a energia armazenada no capacitor varia conforme a potência instantânea de saída, tem-se que a tensão no barramento CC é composta pela soma de duas componentes, sendo uma contínua e uma oscilante.

$$v_{cc}(t) = V_{cc} + \Delta V_{cc}(t) \quad (1.54)$$

Considerando o painel operando em regime, representa-se este como uma fonte de corrente controlada com valor I_{pv} . Ainda, se considerada a soma das correntes médias instantâneas pelos interruptores do inversor, tem-se que o sistema pode ser simplificado por duas fontes de corrente e um capacitor (C_{cc}) conectados em paralelo. Na Figura 39 é representada esta simplificação, a qual é utilizada para o desenvolvimento descrito a seguir.

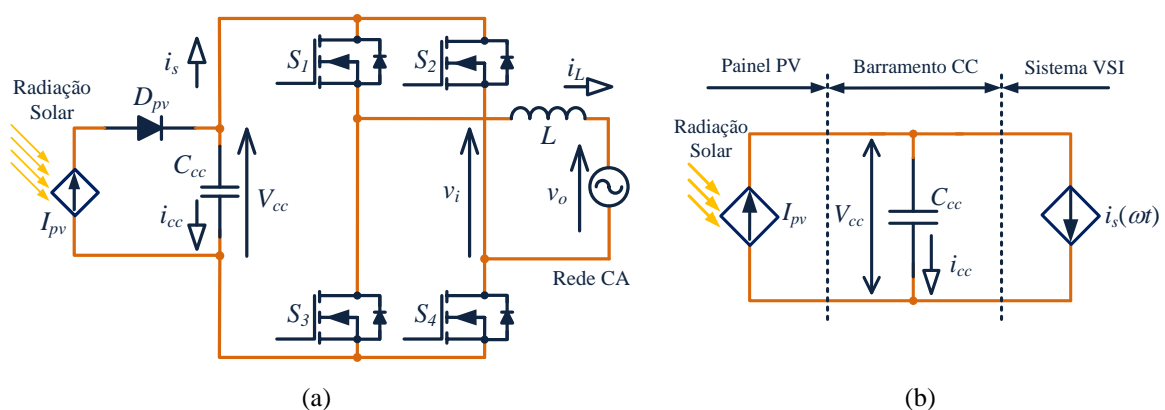


Figura 39. Simplificação considerando a corrente média instantânea pelos interruptores do inversor – (a) inversor; (b) circuito simplificado.

Desta forma, a soma das correntes médias instantâneas $\langle i_s(t) \rangle_{T_s}$ que passam pelos interruptores do inversor pode ser escrita como:

$$\langle i_s(t) \rangle_{T_s} = D(t) \cdot i_L(t) . \quad (1.55)$$

E substituindo $D(t)=\alpha \cdot \sin(\omega t)$ e $i_L(t)=k \cdot V_{op} \cdot \sin(\omega t)$ em (1.55), tem-se que:

$$\langle i_S(t) \rangle_{T_S} = k \cdot V_{op} \cdot \alpha \cdot \sin^2(\omega t) . \quad (1.56)$$

Da Figura 39 (b), pode-se equacionar o sistema por:

$$I_{pv} = C_{cc} \cdot \frac{dv_{cc}}{dt} + \langle i_S(t) \rangle_{T_S} , \quad (1.57)$$

e substituindo $\langle i_S(t) \rangle_{T_S}$ por (1.56), tem-se que:

$$I_{pv} = C_{cc} \cdot \frac{dv_{cc}}{dt} + k \cdot V_{op} \cdot \alpha \cdot \sin^2(\omega t) . \quad (1.58)$$

Ainda, pela identidade trigonométrica $\sin^2(\omega t)=1/2 \cdot (1-\cos(2\omega t))$, pode-se reescrever (1.57) por:

$$I_{pv} = C_{cc} \cdot \frac{dv_{cc}}{dt} + k \cdot V_{op} \cdot \alpha \left(\frac{1-\cos(2\omega t)}{2} \right) . \quad (1.59)$$

Isolando a parte não oscilante de (1.59) e substituindo α , tem-se que:

$$I_{pv} = k \cdot \frac{V_{op}^2}{2 \cdot V_{cc}} . \quad (1.60)$$

E ainda, pode-se relacionar a potência de entrada com a potência média de saída por:

$$P_i = V_{cc} \cdot I_{pv} = k \cdot \frac{V_{op}^2}{2} = P_{o,med} . \quad (1.61)$$

Isolando a parte oscilatória, tem-se que:

$$C_{cc} \cdot \frac{dv_{cc}}{dt} = \frac{k \cdot V_{op} \cdot \alpha}{2} \cdot \cos(2\omega t) . \quad (1.62)$$

Resolvendo a equação apresentada em (1.62), tem-se que:

$$\int dv_{cc} = \int \frac{k \cdot V_{op} \cdot \alpha}{2 \cdot C_{cc}} \cdot \cos(2\omega t) dt . \quad (1.63)$$

E o resultado é descrito por:

$$\Delta V_{cc}(t) = \frac{k \cdot V_{op} \cdot \alpha}{4 \cdot \omega \cdot C_{cc}} \cdot \sin(2\omega t) . \quad (1.64)$$

Substituindo α em (1.64), tem-se que:

$$\Delta V_{cc}(t) = \frac{k \cdot V_{op}^2}{4 \cdot \omega \cdot V_{cc} \cdot C_{cc}} \cdot \sin(2\omega t) . \quad (1.65)$$

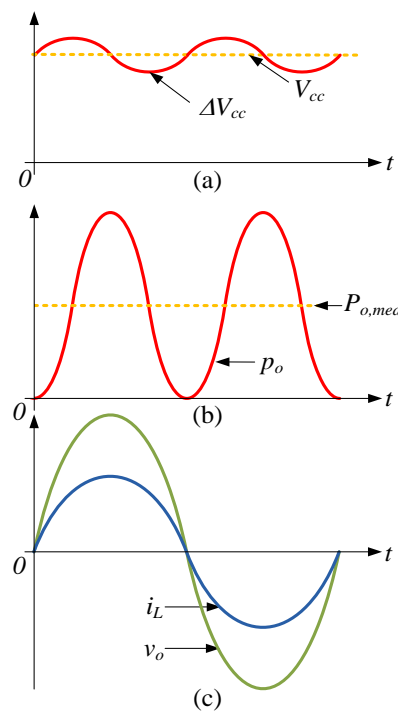
E ainda substituindo (1.52) em (1.65), resultando em:

$$\Delta V_{cc}(t) = \frac{P_{o,med}}{2 \cdot \omega \cdot V_{cc} \cdot C_{cc}} \cdot \sin(2\omega t) . \quad (1.66)$$

Na [Figura 40](#) são apresentadas as formas de onda da tensão do barramento CC (tensão de entrada $v_{cc}(t)$), potência instantânea de saída ($p_o(t)$), tensão de saída ($v_o(t)$) e corrente de saída ($i_L(t)$).

Considerando um valor máximo de ondulação para a tensão de entrada ($V_{cc,max}$), pode-se calcular o capacitor do barramento CC (C_{cc}) por [\(1.67\)](#).

$$C_{cc} = \frac{P_{o,med}}{2 \cdot \omega \cdot \Delta V_{cc,max} \cdot V_{cc}} \quad (1.67)$$



[Figura 40](#). Formas de onda: (a) tensão de entrada $v_{cc}(t)$, (b) potência de saída $p_o(t)$, (c) tensão e corrente de saída $v_o(t)$.

2.9 CONCLUSÕES PARCIAIS

A estrutura de potência do inversor VSI foi estudada neste capítulo. No acionamento dos interruptores do inversor foi analisada a modulação PWM com tensão de saída bipolar e unipolar, assim como as estruturas lógicas adicionais ao circuito modulador do CI UC3854. As expressões para projeto dos componentes passivos do sistema de potência foram deduzidas.

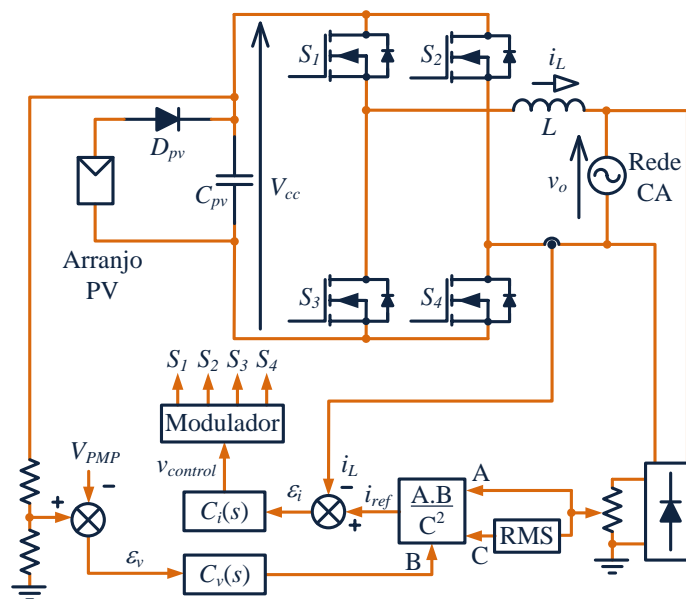
A estratégia de modulação escolhida para a implementação do sistema de geração PV foi a modulação PWM com tensão de saída unipolar apresentada neste capítulo, cuja estrutura do modulador é mostrada na [Figura 26](#). O uso do modulador PWM com tensão de saída bipolar conferiu ao inversor uma corrente de saída com menor THD além da baixa complexidade do circuito lógico adicional. Ainda, esta estratégia aciona dois interruptores em baixa frequência (na frequência da rede elétrica CA, $60Hz$) e dois interruptores em alta frequência (na frequência determinada pela onda portadora, f_s), diminuindo as perdas devido ao chaveamento em alta frequência.

Outra importante observação é o valor do indutor utilizado para o acionamento com tensão de saída bipolar, correspondendo à metade do valor necessário para a modulação PWM com tensão de saída bipolar para um mesmo valor máximo de ondulação na corrente de saída. Isto pode ser conferido se analisada as expressões obtidas em [\(1.31\)](#) e [\(1.45\)](#).

3 CONTROLE DO SISTEMA PV

3.1 INTRODUÇÃO

Para transferir potência ativa do sistema de geração PV à rede elétrica CA, é necessária a utilização de um circuito de controle capaz de regular a corrente pelo indutor (i_L) com forma praticamente senoidal e em fase com a tensão de saída (v_o). Para isto, a operação do inversor é garantida por um sistema de controle composto por duas malhas de controle em cascata, sendo uma malha interna e uma malha externa. Na [Figura 41](#) é apresentado o diagrama de blocos generalizado do circuito de controle utilizado.



[Figura 41](#). Diagrama de blocos de controle do inversor.

A implementação desse sistema de controle tem por objetivo proporcionar precisão no ajuste da corrente de saída (i_L) bem como a rápida correção da tensão do barramento CC (V_{cc}). Estas correções provenientes de eventuais transitórios devidos às variações das condições de operação do arranjo PV (variações de radiação solar e temperatura).

O sistema de controle é baseado na técnica de controle por corrente média (do inglês, *average current mode control*) ([DIXON, 1988](#)). Esta técnica de controle proporciona vantagens ao sistema, como: inerente proteção por sobrecorrente, possibilidade de ligação em

paralelo de vários sistemas PV, a função de transferência do inversor pode ser aproximada por uma função de primeira ordem, imunidade a ruídos e frequência de comutação constante.

Ao longo desse capítulo é apresentada toda estrutura de controle utilizada, assim como as análises detalhadas para o comportamento dinâmico do sistema de geração PV.

3.2 ESTRUTURA DE CONTROLE

O sistema de controle do estágio de processamento de energia é formado por uma estrutura clássica, composta por duas malhas de controle em cascata (DIXON, 1990). Esta estrutura é formada por uma malha de controle interna rápida e uma malha de controle externa mais lenta. A malha interna regula a corrente de saída do conversor, enquanto a malha externa controla a tensão de entrada (barramento CC). Ao controlar a tensão de entrada, a malha externa também regula o fluxo de potência ativa injetado na rede elétrica CA. Além disso, existe uma ação preditiva (*feedforward*) que proporciona ao controle do inversor robustez em relação a distúrbios relacionados às variações de tensão da rede elétrica CA. Na Figura 42 é mostrado o diagrama de blocos de todo o sistema de controle.

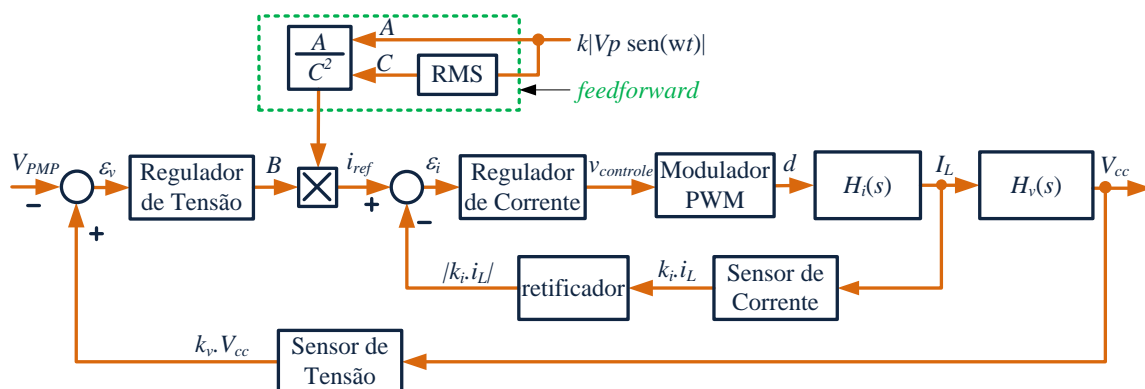


Figura 42. Diagrama de blocos do sistema de controle.

A malha interna, ou malha de corrente, é responsável pela qualidade da energia fornecida pelo sistema de geração PV. Desta forma, a rápida resposta dinâmica é uma importante propriedade a ser considerada no projeto do regulador desta malha.

A malha externa, ou malha de tensão, tem a função de balanceamento do fluxo de potência ativa entre o sistema geração PV e a rede elétrica CA. A característica a ser

considerada no projeto do regulador desta malha é a estabilidade do sistema. Com isto, a malha externa deve possuir uma dinâmica relativamente mais lenta quando comparada com a dinâmica da malha interna.

De forma sintetizada, o funcionamento do sistema de controle é baseado em um sinal de controle ($v_{controle}$) utilizado para definir o ciclo de trabalho do conversor (razão cíclica d). O sinal de controle é fornecido pelo regulador de corrente a partir de um sinal de erro de entrada (ε_i). Tal sinal de erro é obtido pela comparação de um sinal de referência de corrente (i_{ref}) com um sinal proporcional à corrente de saída (i_L). O formato, a fase e a frequência do sinal de referência de corrente são definidos por um sinal proporcional à tensão da rede elétrica CA (sinal A). A existência de uma ação preditiva (sinal C) altera o valor de amplitude do sinal de referência de corrente conforme as variações de tensão da rede. A malha externa, através da comparação da tensão de entrada (V_{pv}) com uma tensão de referência (V_{PMP}) regula o balanço de energia do sistema, definindo um ganho (sinal B) para o sinal de referência de corrente.

3.3 MODELAGEM DINÂMICA DO INVERSOR

Na implementação do sistema PV, os controladores das malhas interna e externa devem ser projetados a fim de garantir que o sistema controlado atenda a determinadas especificações, como: rejeição a distúrbios, resposta dinâmica e estabilidade. Para projeto dos controladores, são obtidos modelos matemáticos que representam as características dinâmicas do sistema de processamento de energia.

Embora o sistema de geração PV seja não-linear, pode-se aproximar este por um sistema linear sobre certos aspectos. Estes consideram a eliminação dos harmônicos de chaveamento através da utilização das formas de ondas médias em um período de chaveamento T_s (do inglês, *Average Switching Modeling* - ASM) (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2001). Ainda, para o sistema operando em estado estacionário, utilizar-se de modelos linearizados para os interruptores estáticos (modelagem de pequenos sinais), considerando a operação em torno de um ponto de equilíbrio (MOHAN, 2003).

A seguir são apresentados os desenvolvimentos utilizados nas modelagens das características dinâmicas do sistema de geração PV. Para obter os modelos que representam o sistema por seus valores médios é empregado o método das variáveis médias instantâneas.

3.3.1 Função de transferência do inversor para malha de controle da corrente de saída

Neste espaço, o objetivo é obter uma função de transferência de pequenos sinais que relacione a corrente de saída \tilde{i}_L com a variável de controle \tilde{d} . Ou seja, como pequenas variações de baixa frequência na razão cíclica afetam a corrente de saída do inversor, variável a ser controlada (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2001), (MOHAN, 2003).

Desta forma, pode-se representar o valor médio da tensão de saída do inversor ($\langle v_i \rangle_{T_s}$) em um período de chaveamento (T_s) por (1.68). Esse corresponde ao valor instantâneo da componente fundamental (v_{i1}) da tensão de saída chaveada (v_i) em determinado instante, sendo admitido que $f_s \gg f_r$ e que a v_o é praticamente constante em um intervalo de tempo T_s . Na Figura 43 é apresentada tal consideração, onde v_i é a tensão de saída chaveada do inversor em um intervalo T_s e $D \cdot V_{cc}$ é o valor médio instantâneo desta tensão de saída $\langle v_i \rangle_{T_s}$.

$$\langle v_i \rangle_{T_s} = D \cdot V_{cc} \quad (1.68)$$

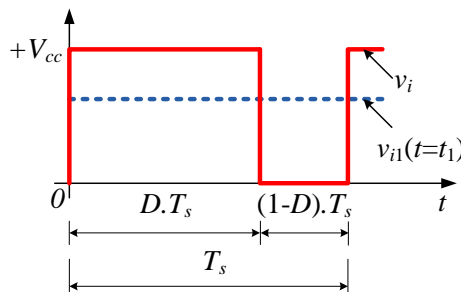


Figura 43. Tensão de saída do VSI unipolar e valor médio instantâneo.

Da equação (1.68), pode-se simplificar o inversor considerando-o como uma fonte de tensão controlada pela razão cíclica D . Na Figura 44 é apresentado o circuito equivalente do VSI conectado à rede elétrica CA representado por valores médios.

Então, da Figura 44 pode-se escrever a equação diferencial para o sistema simplificado, conforme apresentado em (1.69).

$$D \cdot V_{cc} = L \cdot \frac{di_L}{dt} + v_o \quad (1.69)$$

Introduzindo pequenas perturbações na corrente de saída $i_L = I_L + \tilde{i}_L$ e na razão cíclica $d = D + \tilde{d}$, e ainda, desprezando perturbações na tensão do barramento CC e na tensão da rede elétrica CA (operação em regime), tem-se que:

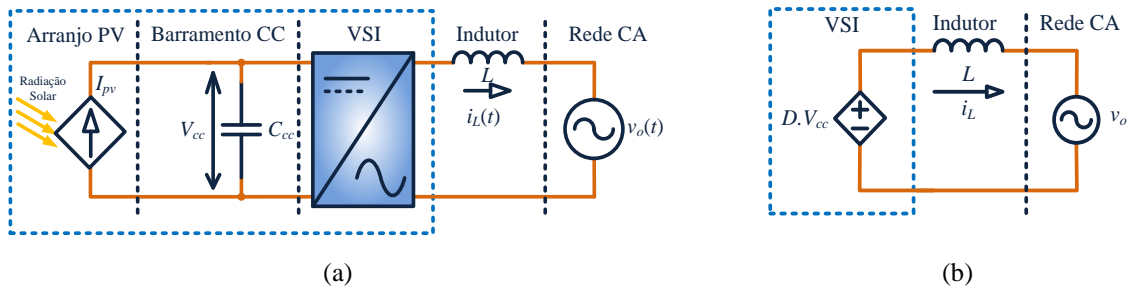


Figura 44. (a) Sistema de geração PV; (b) Circuito equivalente do VSI conectado à rede elétrica CA para malha de corrente, representado por valores médios instantâneos.

$$(D + \tilde{d}) \cdot V_{cc} = L \cdot \frac{d}{dt} \cdot (I_L + \tilde{i}_L) + V_o, \quad (1.70)$$

$$D \cdot V_{cc} + \tilde{d} \cdot V_{cc} = L \cdot \frac{dI_L}{dt} + L \cdot \frac{d\tilde{i}_L}{dt} + V_o. \quad (1.71)$$

Nas definições acima, é utilizada a simbologia em letras maiúsculas para os valores de regime permanente (Modelo CC) e, os em letras minúsculas grafadas com “~”, as componentes de pequenos sinais (Modelo CA).

Desprezando os termos de estado permanente (Modelo CC), tem-se que:

$$\tilde{d} \cdot V_{cc} = L \cdot \frac{d\tilde{i}_L}{dt}, \quad (1.72)$$

e ainda,

$$\frac{d\tilde{i}_L(t)}{dt} = \frac{V_{cc}}{L} \cdot \tilde{d}(t). \quad (1.73)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (1.73), obtém-se a função de transferência que representa o modelo dinâmico de pequenos sinais do sistema que relaciona o efeito de pequenas perturbações na variável de saída $\tilde{I}(s)$ em decorrência de pequenas perturbações na razão cíclica $\tilde{d}(s)$, conforme descrito em (1.74).

$$\frac{\tilde{I}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{V_{cc}}{L \cdot s}. \quad (1.74)$$

3.3.2 Função de transferência do inversor para malha de controle da tensão de entrada

Com o objetivo de obter uma função de transferência de pequenos sinais que relacione a tensão do barramento CC (\tilde{v}_{cc}) e a corrente de saída (\tilde{i}_L), considera-se a seguinte

simplificação: o inversor é substituído por uma fonte de corrente que representa a soma das correntes médias instantâneas pelos interruptores do inversor. Na [Figura 45](#) é apresentada esta simplificação.

Da [Figura 45](#), pode-se equacionar o sistema por:

$$I_{pv} = i_{cc} + \langle i_s \rangle_{T_s} = C_{cc} \cdot \frac{dv_{cc}}{dt} + i_L \cdot D, \quad (1.75)$$

e ainda, substituindo $D(t) = \alpha \cdot \sin(\omega t)$, tem-se que:

$$I_{pv} = C_{cc} \cdot \frac{dv_{cc}}{dt} + i_L \cdot \alpha \cdot \sin(\omega t). \quad (1.76)$$

Admitindo que o sistema de controle varie a razão cíclica de 0% até próximo de 100%, deve-se determinar qual o ponto mais representativo para a operação do sistema.

Quando a tensão de saída do inversor é máxima ($v_o = V_{op}$), tem-se que a razão cíclica $D(t)$ também assume máximo valor ($D = V_{op}/V_{cc}$ e $\sin(\omega t) = 1$). Nestes instantes, a corrente de saída do inversor também é máxima e, portanto, quando o sistema processa a maior quantidade de energia.

A fim de garantir que o sistema seja capaz de injetar corrente na rede, tem-se que a tensão do arranjo PV para o ponto de máxima potência deve ser maior que a tensão de pico de saída, ou seja, maior que a tensão de pico da rede elétrica CA.

$$v_{cc} > V_{op}. \quad (1.77)$$

Com isto, considerando os aspectos acima descritos para a dinâmica de controle da tensão de entrada, a equação (1.76) é reescrita por:

$$I_{pv} = C_{cc} \cdot \frac{dv_{cc}}{dt} + I_{Lp} \cdot \alpha. \quad (1.78)$$

Introduzindo pequenas perturbações na corrente de saída $i_{Lp} = I_{Lp} - \tilde{i}_{Lp}$ e na tensão de entrada $v_{cc} = V_{cc} + \tilde{v}_{cc}$, tem-se que:

$$I_{pv} = C_{cc} \cdot \frac{d}{dt}(V_{cc} + \tilde{v}_{cc}) + (I_{Lp} - \tilde{i}_{Lp}) \cdot \alpha. \quad (1.79)$$

O sinal negativo da perturbação em i_L é devido a ação de controle da malha externa do sistema de geração PV, ver [Figura 42](#). Ou seja, a tensão do barramento CC tende a subir quando a potência injetada na rede é menor do que a potência que está sendo entregue pelo arranjo PV.

Desprezando os termos de estado permanente (Modelo CC), tem-se que:

$$0 = C_{cc} \cdot \frac{d\tilde{v}_{cc}}{dt} - \tilde{i}_{Lp} \cdot \alpha. \quad (1.80)$$

Aplicando a transformada de *Laplace* em (1.80), encontra-se a função de transferência que representa o modelo dinâmico de pequenos sinais do sistema que relaciona o efeito de pequenas perturbações na variável de entrada \tilde{V}_{cc} em decorrência de pequenas perturbações na variável de saída $\tilde{I}_L(s)$, representada em (1.81).

$$\frac{\tilde{V}_{cc}(s)}{\tilde{I}_L(s)} = \frac{\alpha}{C_{cc} \cdot s}. \quad (1.81)$$

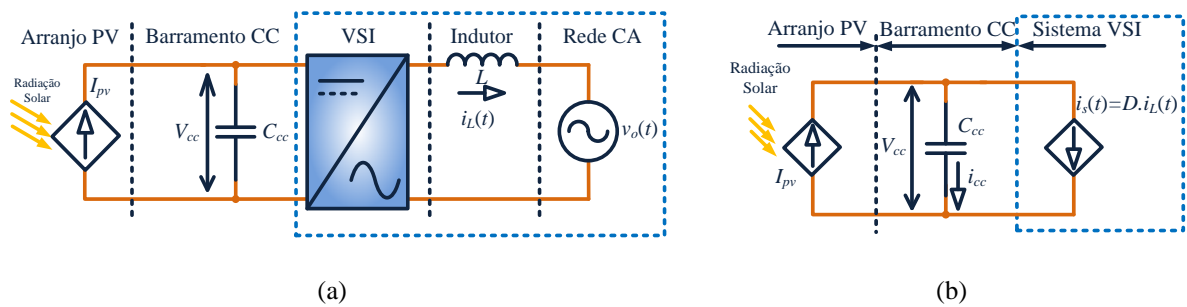


Figura 45. (a) Sistema de geração PV; (b) Circuito equivalente do VSI conectado à rede elétrica CA para malha de tensão, representado por valores médios instantâneos.

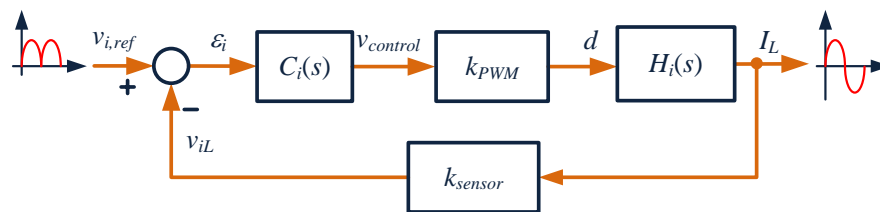
3.4 DINÂMICAS DE CONTROLE DO INVERSOR

Para o correto dimensionamento dos compensadores das malhas do circuito de controle, são então analisadas as funções de transferência de malha aberta (*FTMA*) que representam o laço de controle da corrente de saída e o laço de controle da tensão de entrada. Os compensadores lineares são projetados no domínio da frequência, sendo realizados conforme critérios de largura da banda passante e margem de fase. Nos itens seguintes são abordados os desenvolvimentos utilizados para obtenção das funções de transferência utilizadas no projeto dos compensadores.

3.4.1 Malha de controle da corrente de saída

O objetivo da malha interna, ou malha de controle da corrente de saída, é garantir uma corrente de saída com baixa distorção harmônica e em fase com a tensão de saída (tensão

da rede elétrica CA). Desta forma, a rápida resposta dinâmica é uma importante característica a ser considerada no projeto do compensador desta malha. Na [Figura 46](#) é apresentado o diagrama de blocos em malha fechada para o controle da corrente de saída do sistema geração PV. Os blocos correspondem a: ($C_i(s)$) função de transferência do controlador de corrente; (k_{PWM}) ganho do modulador PWM; ($H_i(s)$) função de transferência do inversor para malha de controle de corrente de saída; (k_{sensor}) ganho do sistema de medição da corrente i_L .



[Figura 46](#). Diagrama de blocos da malha de controle para a corrente de saída.

3.4.1.1 Compensador de corrente

O compensador utilizado na malha de controle da corrente de saída (i_L) é o controlador proporcional-integral com filtro, ou controlador do tipo 2. A função de transferência para este controlador é dada pela expressão (1.82), e na [Figura 47](#) (a) é apresentada a forma analógica de implementação do mesmo ([MOHAN, 2003](#)), ([POMILIO, 2010](#)).

De (1.82), função de transferência, nota-se que o controlador possui um pólo na origem mais um par pólo+zero. Por apresentar um pólo na origem, o que garante a característica integradora, este controlador proporciona elevado ganho em baixas frequências, reduzindo assim o erro em estado estacionário, o que resulta em uma boa reprodutibilidade da senoide de referência. Como a variável de controle é senoidal, o uso do controlador proporcional-integral não evita os erros de amplitude e fase na corrente de saída do inversor. Neste caso, um controlador proporcional ressonante pode ser implementado para minimizar os erros de regime da grandeza CA ([TEODORESCU, BLAABJERG e LOH, 2006](#)).

Como critério de estabilidade, a implementação deste controlador garante a *FTMA* da corrente de saída uma frequência de cruzamento com inclinação igual a $-20dB/década$, propiciando ao sistema uma margem de fase adequada ([PRESSMAN, BILLINGS e MOREY,](#)

2009). Ou seja, a frequência de cruzamento da *FTMA* deve estar entre o par pólo+zero, região de ganho constante e deslocamento de fase reduzido da função de transferência do compensador, uma vez que a função de transferência do inversor apresenta a característica integradora (um pólo na origem). Isto possibilita uma compensação em avanço do sistema realimentado. Na [Figura 47](#) (a) é apresentado um esboço do diagrama de bode para o controlador adotado.

Para as altas frequências, o controlador comporta-se como um filtro passa-baixas, evitando que ruídos devidos à frequência de chaveamento provoquem oscilações na corrente de saída do sistema de geração PV.

$$C_i(s) = \frac{A_i \cdot s + \omega_{iz}}{s \cdot s + \omega_{ip}} \quad (1.82)$$

A relação entre os parâmetros da função de transferência e os valores dos componentes do circuito analógico (R_{i1} , R_{i2} , C_{i1} e C_{i2}), apresentados na [Figura 47](#) (a), são determinados por:

$$A_i = \frac{1}{R_{i1} \cdot C_{i2}} \quad (1.83)$$

$$\omega_{iz} = \frac{1}{R_{i2} \cdot C_{i1}} \quad (1.84)$$

e

$$\omega_{ip} = \frac{C_{i1} + C_{i2}}{R_{i2} \cdot C_{i1} \cdot C_{i2}} \quad (1.85)$$

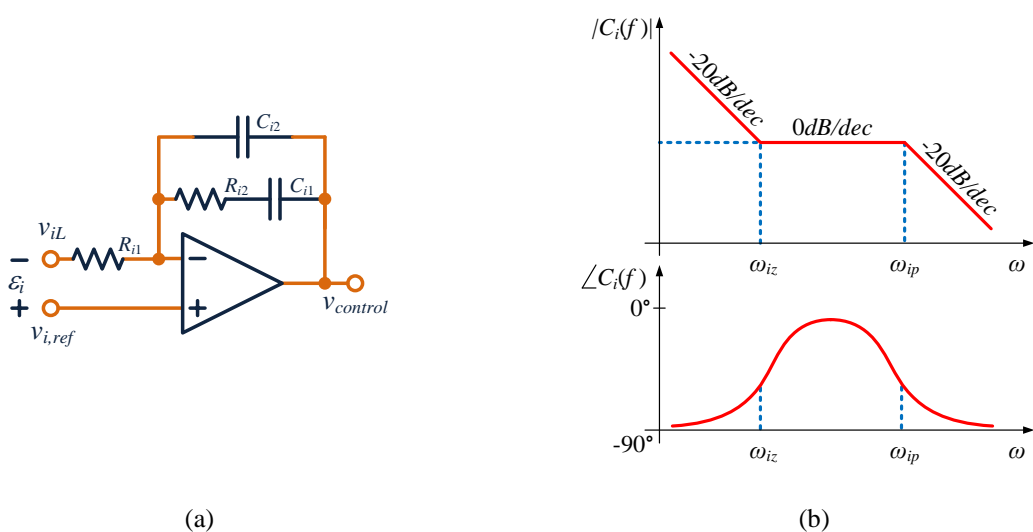


Figura 47. (a) Controlador de corrente; (b) Esboço do diagrama de Bode da função de transferência do compensador de corrente.

3.4.1.2 Medição da corrente de saída

Para medir a corrente de saída (variável a ser controlada, i_L) foi escolhido um sensor de “efeito *hall*” com sinal de saída em corrente. Considerando que o circuito de controle é baseado em um sinal de medida em tensão e com valor positivo (TODD, 1999), é então acrescentado na saída do sensor um resistor de medida (R_{mi}) e um circuito retificador de ponte completa, já que as excursões para corrente de saída apresentam-se em valores positivos e negativos. Na Figura 48 é apresentado o diagrama do circuito de medição utilizado.

Para o sensor de corrente tem-se que:

$$i_{LS}(t) = k_{hall} \cdot i_L(t). \quad (1.86)$$

onde k_{hall} é a relação de transformação do sensor e $i_{LS}(t)$ a corrente de saída do sensor de corrente.

Considerando v_{iL} a tensão de medida, pode-se escrever a seguinte relação:

$$v_{iL}(t) = |i_{LS}(t) \cdot R_{mi}|, \quad (1.87)$$

e ainda, substituindo (1.86) em (1.87), tem-se que:

$$v_{iL}(t) = |k_{hall} \cdot i_L(t) \cdot R_{mi}|. \quad (1.88)$$

A função do sistema de medição que relaciona o sinal de entrada (corrente de saída, i_L) pelo sinal de saída (v_{iL}) é:

$$k_{sensor} = \frac{v_{iL}(s)}{i_L(s)} = k_{hall} \cdot R_{mi}. \quad (1.89)$$

3.4.1.3 Modulador PWM

A razão cíclica $d(t)$ é definida como a fração do tempo em que o interruptor permanece conduzindo por um período de chaveamento, sendo obtida na saída do modulador PWM. A lógica utilizada para o ciclo de trabalho do conversor é apresentada em (1.90), onde $v_{controle}(t)$ é o sinal de saída do compensador de corrente (sinal de controle) que é então comparado com um sinal portador $v_{serra}(t)$ (onda dente de serra) pelo modulador, gerando o sinal $d(t)$ utilizado para comandar os interruptores do inversor. O sinal $v_{serra}(t)$ possui amplitude igual à $V_{serra,p}$ e sua frequência é que define a frequência de chaveamento do

inversor (f_s).

$$d(t) = \begin{cases} 1, & v_{controle} \geq v_{serra} \\ 0, & v_{controle} < v_{serra} \end{cases} . \quad (1.90)$$

O uso do modulador PWM insere um ganho na malha de controle da corrente de saída. Assim, escrevendo a razão cíclica como a razão da tensão de pico da onda portadora $V_{serra,p}$ pelo valor de pico da tensão de controle $V_{controle,p}$, tem-se que:

$$D = \frac{V_{controle,p}}{V_{serra,p}} . \quad (1.91)$$

A função que relaciona o ganho do modulador é dada por:

$$\frac{D}{V_{controle,p}} = \frac{1}{V_{serra,p}} \quad (1.92)$$

e

$$k_{PWM} = \frac{1}{V_{serra,p}} . \quad (1.93)$$

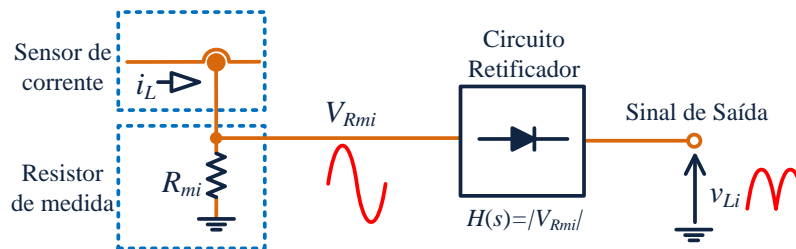


Figura 48. Circuito de medição da corrente de saída (i_L).

3.4.2 Malha de tensão

Com o objetivo de regular a tensão no barramento CC e conseqüentemente o fluxo de potência ativa injetado na rede elétrica CA, é necessário utilizar um compensador de tensão. Na Figura 49 é apresentado o diagrama de blocos em malha fechada para o controle da tensão de entrada do sistema de geração PV. Os blocos correspondem a: ($C_v(s)$) função de transferência do controlador de tensão; $FTMF_i(s)$ função de transferência de malha fechada para controle da corrente de saída; ($H_v(s)$) função de transferência do inversor para malha de controle da tensão de entrada; (k_v) ganho do sensor de tensão.

Devido à estreita largura de banda atribuída à malha externa quando comparada com a da malha interna, tem-se que os requisitos para projeto do controlador de tensão são conduzidos a necessidade de manter a um nível mínimo de distorção da corrente de saída do estágio processamento de energia.

Com isto, a largura de banda da malha de corrente deve ser estreita o suficiente para atenuar a ondulação de 120Hz presente nos terminais de entrada do sistema (ondulação na tensão do barramento CC, onde $v_{cc}(t) = V_{cc} + \Delta V_{cc}(t)$). Desta forma, deve-se evitar que esta oscilação apareça na saída do regulador de tensão, provocando distorções harmônicas na corrente de referência do sistema de controle, com conseqüente aumento do THD da corrente de saída e redução do fator de potência do sistema de geração PV.

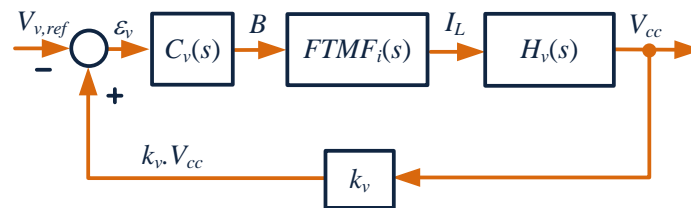


Figura 49. Diagrama de blocos da malha de controle para a tensão de entrada (barramento CC).

3.4.2.1 Compensador de tensão

Para garantir a estabilidade do sistema PV é utilizado na malha externa um controlador proporcional-integral com filtro, ou controlador tipo 2. Na Figura 50 é apresentado o compensador utilizado na malha de tensão. A função de transferência para este controlador é descrita em (1.94). O controlador possui um pólo na origem mais um par pólo+zero, com frequência dadas respectivamente por (1.96) e (1.97).

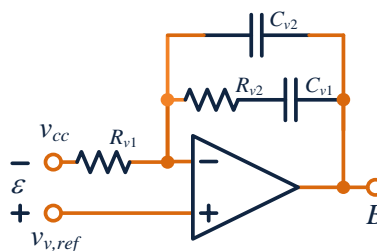


Figura 50. Controlador de tensão.

$$C_v(s) = \frac{A_v}{s} \cdot \frac{s + \omega_{zv}}{s + \omega_{pv2}}. \quad (1.94)$$

$$A_v = \frac{1}{R_{v1} \cdot C_{v2}}, \quad (1.95)$$

$$\omega_{vz} = \frac{1}{R_{v2} \cdot C_{v2}} \quad (1.96)$$

e

$$\omega_{vp} = \frac{C_{v1} + C_{v2}}{R_{v2} \cdot C_{v1} \cdot C_{v2}}. \quad (1.97)$$

3.4.2.2 Ganho da Função de transferência de malha fechada de controle da corrente de saída

De (OGATA, 2007), tem-se que a função de transferência de malha fechada para controle da corrente de saída ($FTMF_i(s)$) pode ser obtida por:

$$FTMF_i(s) = \frac{(C_i(s) \cdot k_{PWM} \cdot H_i(s))}{1 + (C_i(s) \cdot k_{PWM} \cdot H_i(s)) \cdot (k_{sensor})}, \quad (1.98)$$

Substituindo $C_i(s)$, k_{PWM} , $H_i(s)$ e $H_{sensor}(s)$ por (1.82), (1.93), (1.74) e (1.89), respectivamente, tem-se que:

$$FTMF_i(s) = \frac{\left(\frac{A_i}{s} \cdot \frac{s + \omega_{iz}}{s + \omega_{ip}} \cdot \frac{1}{V_{serra,p}} \cdot \frac{V_{cc}}{L \cdot s} \right)}{1 + \left(\frac{A_i}{s} \cdot \frac{s + \omega_{iz}}{s + \omega_{ip}} \cdot \frac{1}{V_{serra,p}} \cdot \frac{V_{cc}}{L \cdot s} \right) \cdot (k_{hall} \cdot R_{mi})}, \quad (1.99)$$

ou

$$FTMF_i(s) = \frac{s \cdot A_i \cdot V_{cc} + A_i \cdot \omega_{iz} \cdot V_{cc}}{s^2 \cdot (s + \omega_{ip}) \cdot V_{serra,p} \cdot L + s \cdot A_i \cdot V_{cc} \cdot k_{hall} \cdot R_{mi} + A_i \cdot \omega_{iz} \cdot V_{cc} \cdot k_{hall} \cdot R_{mi}}. \quad (1.100)$$

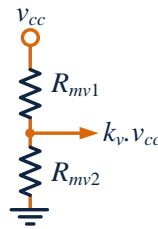
Considerando que a dinâmica da malha externa é muito mais lenta do que a dinâmica da malha interna, pode-se então desacoplá-las. Desta forma, sendo a velocidade de resposta do compensador de corrente muito maior do que a velocidade de resposta para compensador de tensão, considera-se para a malha de tensão o valor de $FTMF_i$ em estado estacionário. Assim, aplicando o teorema do valor final (OGATA, 2007) em (1.100), tem-se que:

$$\lim_{s \rightarrow 0} FTMF_i(s) = \frac{1}{k_{hall} \cdot R_{mi}} . \quad (1.101)$$

3.4.2.3 Medição da tensão de entrada e ganho do sensor de tensão

Para medir a tensão de entrada (tensão do barramento CC) é utilizado um circuito de divisor de tensão. Na [Figura 51](#) é apresentada a estrutura utilizada. O ganho do circuito de medição de tensão é dado por [\(1.102\)](#).

$$k_v = \frac{R_{m2}}{R_{m1} + R_{m2}} . \quad (1.102)$$



[Figura 51](#). Divisor de tensão para medir a tensão de entrada (barramento CC).

3.5 AÇÃO PREDITIVA – FEEDFORWARD

A inserção de uma ação preditiva (*feedforward*) no sistema de controle proporciona uma melhora significativa de desempenho do mesmo quando comparado com um simples sistema de controle de malha fechada ([BROSILOW e JOSEPH, 2002](#)). A ação preditiva antecipa-se ao sistema de controle frente a uma grande perturbação ocorrida na saída do sistema de processamento de energia. Em uma situação ideal, a ação antecipativa, ou ação preditiva, pode minimizar significativamente o efeito de distúrbios medidos na saída do sistema de processamento de energia. Mais especificamente, esta ação minimiza os efeitos dos distúrbios medidos na tensão de saída do sistema de geração PV, tornando-o robusto frente aos transitórios ocorridos na tensão da rede elétrica CA.

Na [Figura 52](#) é apresentado o diagrama da ação preditiva utilizada no sistema de

controle. Nesta figura, o sinal A , sinal de sincronismo, a partir de uma amostra da tensão de saída ($k.V_{op}.\sin(\omega t)$) define o formato, a fase e a frequência da corrente de referência. O sinal C é um valor de tensão contínua proporcional ao valor eficaz da tensão $k.V_{op}.\sin(\omega t)$. A ação preditiva (multiplicação do sinal A por $1/C^2$) altera o valor da amplitude do sinal de referência, antecipando-se ao controle da malha de tensão. Nesta operação, o ganho da malha preditiva é elevado ao quadrado, pois, caso contrário, este mudaria com o quadrado da variação da tensão da rede elétrica CA.

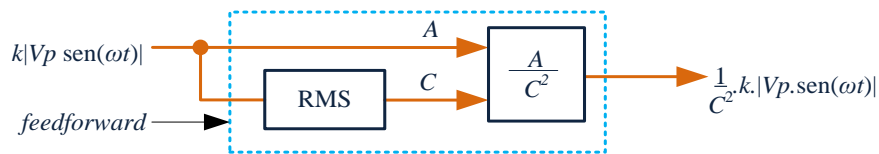


Figura 52. Ação *feedforward* do sistema de controle.

3.6 CONCLUSÕES PARCIAIS

No presente capítulo foi abordada e discutida toda a análise teórica das variáveis envolvidas no controle do sistema de geração PV conectado à rede elétrica CA. Foram descritos os modelos dinâmicos por valores médios instantâneos e linearizadas as funções de transferência por pequenos sinais, que então serão utilizadas no projeto dos controladores das malhas envolvidas no sistema de controle.

No capítulo seguinte, são apresentados e discutidos o projeto do sistema de geração PV e alguns resultados de simulação. Os resultados de simulação são baseados em um modelo do sistema de geração conectado em paralelo com a rede CA monofásica, conforme aos dados apresentados ao longo deste material.

4 PROJETO DO SISTEMA DE GERAÇÃO PV

4.1 INTRODUÇÃO

A implementação de um protótipo do sistema de geração PV é realizada através do dimensionamento dos componentes do estágio de potência e projeto do sistema de controle.

Para tal, o sistema de controle é realizado através da utilização do circuito integrado (CI) UC3854, sendo este fabricado pela *Texas Instruments*. Este CI vem sendo aplicado principalmente em sistemas de correção ativa de fator de potência. Neste trabalho, o CI é utilizado para controle do sistema de geração PV.

Neste capítulo são considerados os dimensionamentos dos componentes do sistema de potência (indutor de saída, capacitor do barramento CC e semicondutores) e projeto do sistema de controle (projeto dos compensadores de corrente e tensão juntamente com os circuitos adicionais existentes para proteção por sobrecorrente e partida suave). Também são abordados os circuitos adicionais adaptadores ao sistema de controle, já que o CI utilizado foi concebido para aplicação em sistemas PFP.

4.2 ESPECIFICAÇÃO DE PROJETO PARA O SISTEMA DE GERAÇÃO PV

O projeto do sistema de geração PV conectado à rede elétrica CA inicia-se com as especificações de desempenho para o conversor. Desta forma, são estabelecidos: a potência máxima de saída (potência nominal), rendimento do sistema, a tensão de saída (tensão da rede elétrica CA), frequência de operação (frequência da rede elétrica CA), frequência de chaveamento, configuração do arranjo PV e o valor máximo de THD para corrente de saída do sistema de processamento de energia (corrente injetada da rede elétrica CA).

A tensão de saída do sistema de geração PV é estabelecida pela tensão da rede elétrica CA. Para a rede monofásica local, ao qual o sistema de geração PV será conectado (sistema de distribuição existente no laboratório solar da UFJF), tem-se que a tensão nominal eficaz é de 127V e frequência igual a 60Hz. Para uma variação de 88% a 110% da tensão

nominal de saída, pode-se calcular os limites desta em condições normais de operação (IEEE STD 929-2000, 2000), sendo os valores extremos dados por:

$$V_{op,max} = 1,10 \cdot \sqrt{2} \cdot 127 = 197,56V \quad (4.1)$$

$$V_{op,min} = 0,88 \cdot \sqrt{2} \cdot 127 = 158,05V \quad (4.2)$$

Na configuração do arranjo fotovoltaico são utilizados seis painéis BP-SX120 conectados em série, totalizando em uma potência nominal de 720W, se considerada as condições padrões de teste. Este arranjo foi estabelecido conforme as condições descritas no capítulo anterior, onde é evidenciada a necessidade de que a tensão do barramento CC (V_{cc}) seja maior do que a tensão máxima de pico da rede elétrica CA (condição de injeção de potência ativa na rede). Na Tabela 4 são mostrados os parâmetros do painel BP-SX120, sendo estes fornecidos pelo fabricante.

Tabela 4. Características elétricas do painel BP-SX120(BPSOLAR, 2001).

Potência Máxima (P_{max})	120 W
Tensão no ponto de máxima potência (V_{MP})	33,7 V
Corrente no ponto de máxima potência (I_{MP})	3,56 A
Corrente de curto-circuito (I_{sc})	3,87 A
Tensão de circuito aberto (V_{oc})	42,1 V
Coefficiente de temperatura de I_{sc}	(0,065±0,015) %/°C

A tensão do barramento CC é estabelecida conforme o valor da tensão de máxima potência para o arranjo empregado, totalizando em um valor de 202,2V no ponto de máxima potência se considerada a condição de 1000W/m² a 25°C.

A potência de saída do sistema de geração PV (P_o) é definida considerando-se um rendimento mínimo esperado para o conversor. Neste trabalho é desejado que o sistema opere com rendimento mínimo de 90%. A expressão que define P_o é dada por:

$$P_o \geq \eta \cdot P_{in} , \quad (4.3)$$

onde η é o rendimento do inversor.

Na Tabela 5 são apresentados de forma resumida os dados de especificação de desempenho adotados para projeto do sistema de geração PV.

Tabela 5. Especificações de projeto.

$P_{o,Max}$	720 W
η	≥ 90 %
$V_{o,rms}$	127 V

$V_{op,Max}$	197,56 V
$V_{op,min}$	161,64 V
f_r	60 Hz
f_s	70 kHz
Modelo do painel do arranjo PV	BP-SX120
$V_{cc} = N_s \cdot V_{MP}$ (a $1000W/m^2$ e $25^\circ C$)	202,2 V
N_s - Número de painéis em série	6
N_p - Número de painéis em paralelo	1
THD_I (corrente de saída - i_L)	$\leq 5 \%$.

4.3 PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA

Com a devida especificação para o sistema geração PV, são então projetados os elementos do estágio de potência. Estes são: indutor de saída, capacitor do barramento CC e interruptores de potência. Nos ítems seguintes são apresentados os detalhes de projeto destes componentes.

4.3.1 Indutor de saída

O indutor de saída é projetado especificando-se um valor máximo para a ondulação na corrente de saída (ΔI_L) do sistema de processamento de energia. A expressão que define o valor do indutor foi desenvolvida no capítulo 3 e é rerepresentada em (4.4). Esta expressão corresponde ao acionamento do inversor com modulação a três níveis.

$$L = \frac{V_{cc}}{4 \cdot \Delta I_{L,max} \cdot f_s} \quad (4.4)$$

Para uma ondulação máxima de 10% do valor pico da corrente de saída (corrente calculada a partir de valores nominais para potência e tensão de saída), tem-se que o valor do indutor é de $L = 0,9mH$. O procedimento detalhado para o projeto físico do indutor é apresentado no [Apêndice A](#).

4.3.2 Capacitor do barramento CC

O cálculo do capacitor de entrada (barramento CC) é realizado estabelecendo-se como critério um valor máximo de ondulação para a tensão do barramento CC. A expressão que define o valor do capacitor foi desenvolvida no capítulo 3 e é rerepresentada em (4.5).

$$C_{cc} = \frac{P_{o,med}}{4 \cdot \pi \cdot f_r \cdot \Delta V_{cc,max} \cdot V_{cc}} \quad (4.5)$$

Para uma ondulação máxima de 2% do valor de tensão média do barramento CC tem-se que o valor do capacitor é de $1200\mu F$. Para a montagem do protótipo, foram utilizados dois capacitores eletrolíticos em paralelo de $680\mu F$ e $400V$ (valor comercial), totalizando em uma capacitância de entrada com valor igual à $1360\mu F$. Na Tabela 6 são listados os parâmetros fornecidos pelo fabricante para o capacitor utilizado.

Tabela 6. Especificação dos capacitores utilizados no barramento CC (NICHICON).

Modelo	LLS2G681MELC
Capacitância	$680\mu F$
Tensão máxima suportada	$400V$
Corrente eficaz máxima	$3,10A$

4.3.3 Semicondutores

O dimensionamento dos interruptores e dos diodos é realizado considerando uma situação de sobrecarga do sistema de geração PV, permitindo assim uma operação mais segura do inversor. No dimensionamento destes componentes foi considerada uma sobrecarga de 25% em relação à corrente em potência nominal.

Para este desenvolvimento deve-se considerar que em um braço do inversor os interruptores são acionados em alta frequência enquanto o outro braço é acionado em baixa frequência. Na Figura 53 é esboçado o modo de acionamento dos interruptores do inversor.

Para os interruptores comutados em baixa frequência, calcula-se a corrente máxima por estas através da equação da corrente de saída (i_L). As formas de onda para a corrente pelos interruptores acionados em baixa frequência (i_{S1} e i_{S2}) estão esboçadas na Figura 54.

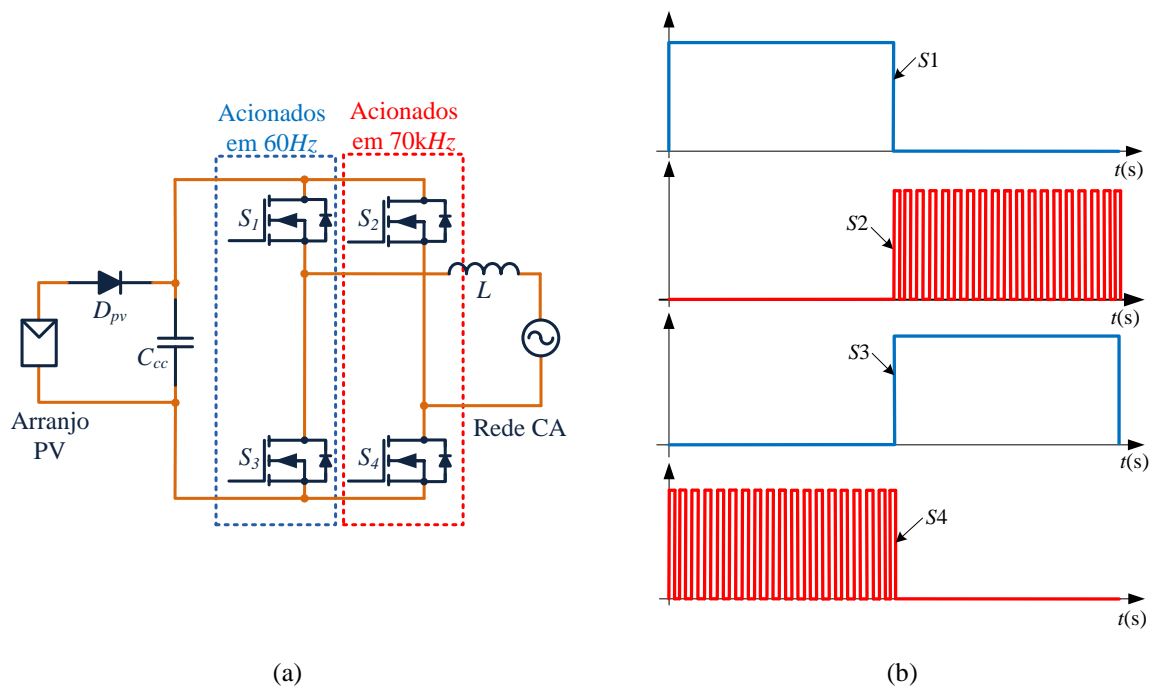


Figura 53. Modo de acionamento: (a) Frequência de operação dos interruptores do inversor; (b) Esboço dos sinais de comando dos interruptores do inversor.

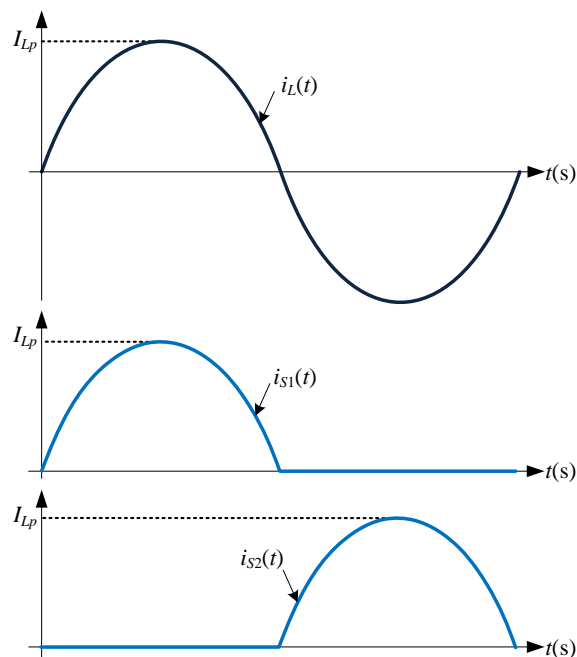


Figura 54. Formas de onda para as correntes nos interruptores acionados em baixa frequência.

Considerando a potência nominal do sistema de geração PV, tem-se que:

$$P_{o,med} = \frac{1}{T} \int p_o(t) \cdot d(t) = \frac{1}{2} k \cdot V_{op}^2 = 720W . \quad (4.6)$$

Da equação (4.6), encontra-se o valor de k , se considerado que $V_{op,min}=158,05V$.

$$k = 0,0576 . \quad (4.7)$$

Sendo a corrente de saída dada por:

$$i_L(t) = k \cdot V_{op} \cdot \sin(\omega t) , \quad (4.8)$$

calcula-se a corrente máxima pelos interruptores para uma situação de 25% de sobrecarga.

$$I_{S1,max} = I_{S3,max} = 1,25 \cdot k \cdot V_{op,max} = 11,4A. \quad (4.9)$$

O valor médio é dado por:

$$I_{S1,med} = I_{S3,med} = 1,25 \cdot \frac{1}{2\pi} \left(\int_0^\pi k \cdot V_{op} \cdot \sin(\omega t) \cdot d(\omega t) + \int_\pi^{2\pi} 0 \cdot d(\omega t) \right) = 3,62A \quad (4.10)$$

Para os interruptores comutados em alta frequência, são considerados os estados apresentados na [Figura 25](#). As formas de onda de corrente através dos interruptores S2 e S4 e pelos diodos D2 e D4 (diodos em antiparalelo com os interruptores S2 e S4 respectivamente) são apresentadas na [Figura 55](#).

Conforme os estados apresentados na [Figura 25](#) (a) e (b), correspondentes a $i_L(t) > 0$, tem-se que:

$$i_{S1}(t) = i_{S4}(t) + i_{D2}(t) . \quad (4.11)$$

E para os estados apresentados na [Figura 25](#)(c) e (d), correspondentes a $i_L(t) < 0$, tem-se que:

$$i_{S2}(t) = i_{S2}(t) + i_{D4}(t) . \quad (4.12)$$

De (4.11) e (4.12), é obtido o valor máximo da corrente pelos interruptores e diodos comutados em alta frequência, sendo este dado por:

$$i_{S2}(t) = i_{S4}(t) = i_{D2}(t) = i_{D4}(t) = 11,4A . \quad (4.13)$$

O valor médio de i_{S2} e i_{S4} , pode ser obtido pela expressão da corrente média instantânea pelo inversor, sendo esta última com expressão apresentada em (4.14).

$$\langle i_S(t) \rangle_T = k \cdot V_{op} \cdot \alpha \cdot \sin^2(\omega t) . \quad (4.14)$$

Desta forma, tem-se que:

$$I_{S1,med} = I_{S2,med} = 1,25 \cdot \frac{1}{2\pi} \left(\int_0^\pi k \cdot V_{op} \cdot \alpha \cdot \sin^2(\omega t) \cdot d(\omega t) + \int_\pi^{2\pi} 0 \cdot d(\omega t) \right) = 2,83A \quad (4.15)$$

E o valor médio de i_{D2} e i_{D4} , pode ser obtido pela expressão complementar da corrente média instantânea pelo inversor, apresentada em (4.16).

$$\langle i_D(t) \rangle_T = (1 - D(t)) \cdot i_L(t) = (1 - \alpha \cdot \sin(\omega t)) \cdot k \cdot V_{op} \cdot \sin(\omega t) . \quad (4.16)$$

E o valor médio, dado por:

$$I_{D1,med} = I_{D2,med} = 1,25 \cdot \frac{1}{2\pi} \left(\int_0^\pi (1 - \alpha \cdot \sin(\omega t)) \cdot k \cdot V_{op} \cdot \sin(\omega t) \cdot d(\omega t) \right) = 0,35A \quad (4.17)$$

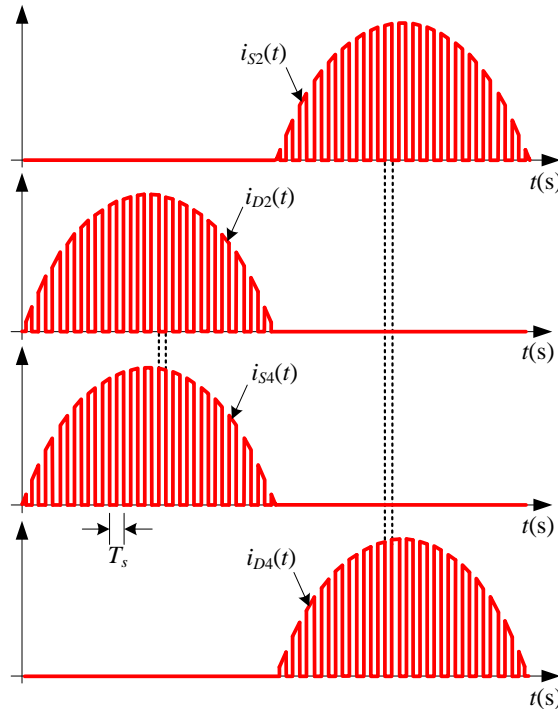


Figura 55. Formas de onda para as correntes nos interruptores e diodos acionados em alta frequência.

Devido ao alto valor da frequência de chaveamento ($f_s=70kHz$), optou-se pelo uso de MOSFETs e diodos rápidos na implementação do inversor VSI. Tanto os MOSFETs quanto os diodos são especificados para suportar a corrente média através de cada dispositivo, assim como os valores de pico. Ainda, estes também são designados conforme a máxima tensão de bloqueio do componente. Para o projeto, a tensão que os componentes semicondutores devem suportar é a tensão de circuito aberto do arranjo fotovoltaico ($V_{oc,arranjoPV} = 252,60V$).

De acordo com os parâmetros calculados, e ainda, levando em consideração os componentes disponíveis no laboratório de eletrônica da Faculdade de Engenharia da UFJF, foram utilizados os componentes IRF740 e MUR860 como MOSFETs e diodos do circuito, respectivamente. As principais características elétricas destes componentes são apresentadas na Tabela 7 e na Tabela 8.

Tabela 7. Características elétricas do MOSFET (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2002).

Modelo	IRF740
Corrente média	10 A
Corrente de pico	40 A

Tensão de bloqueio	400 V
Resistência de condução	0,55 Ω

Tabela 8. Características elétricas do diodo (SEMICONDUCTOR COMPONENTS INDUSTRIES, 2008).

Modelo	MUR860
Corrente média	8 A
Corrente de pico	100 A
Tensão de bloqueio	600 V
Queda de tensão direta	1,50 V

4.4 MEDIÇÃO DA CORRENTE DE SAÍDA - SENSOR DE CORRENTE

Para medir a corrente de saída do sistema de geração PV é utilizado um sensor de “efeito *hall*” com sinal de saída em corrente. O sensor empregado foi o modelo LA-55P, fabricado pela LEM, cujos principais parâmetros fornecidos pelo fabricante estão listados na Tabela 9. A escolha por tal sensor foi baseada nos requisitos necessários para a aplicação e conforme recursos disponíveis no laboratório da Faculdade de Engenharia da UFJF.

Tabela 9. Características de sensor de corrente LA-55P (LEM COMPONENTS, 2009).

I_{PN}	Corrente no primário nominal (RMS)	50 A	
I_P	Intervalo de medição da corrente no primário	0... ± 70 A	
R_M	Resistência de medida	R_{min}	R_{max}
	$V_{cc} = \pm 15V, I_{PN} = \pm 50A_{max}$	50 Ω	160 Ω
I_{SN}	Corrente eficaz no secundário	50 mA	
K	Relação de conversão	1:1000	
V_{cc}	Tensão de alimentação	± 15 V	
V_d	Tensão eficaz de isolamento	2,5 kV	
F	Largura de faixa de passagem (-1dB)	200 kHz	

Para o circuito de medição, a corrente máxima de saída do inversor em potência nominal é dada por:

$$I_{Lp,max} = \frac{P_{o,max}}{V_{op,min}} = \frac{720W}{158,05V} = 9,11A \quad (4.18)$$

Como a corrente suportada pelo sensor está acima do valor da corrente máxima especificada para o sistema de geração PV, adota-se para uma melhor precisão do sinal de medida o aumento da relação de conversão para o circuito de medição. Este aumento é realizado através de voltas do condutor de saída por entre a abertura de medida da corrente primária do sensor. Desta forma, utilizando cinco voltas, tem-se que:

$$k_{hall} = 5 \cdot k = 5 \cdot 0,001 = 0,005 \quad (4.19)$$

A corrente máxima no secundário do sensor é definida por:

$$I_{LS,max} = k_{hall} \cdot I_{Lp,max} = 0,005 \cdot 9,11 = 45,6mA . \quad (4.20)$$

Considerando V_{Rmi} a tensão sobre o resistor de medida, pode-se escrever a seguinte relação:

$$V_{Rmi} = I_{LS,max} \cdot R_{mi} , \quad (4.21)$$

Conforme os parâmetros de saturação das estruturas internas do circuito integrado UC3854 (saturação do amplificador de corrente e do circuito multiplicador principalmente), é adotada uma tensão máxima de $V_{Rmi}=1,5V$. E ainda, considerando o intervalo de valores para a resistência de medida especificada para o sensor (ver [Tabela 9](#)), calcula-se o valor da R_M . Desta forma, é utilizado um *trimpot* de 100Ω como resistência de medida, sendo o valor da derivação central do mesmo calculado por:

$$R_{mi} = \frac{V_{Rmi}}{I_{LS,max}} = \frac{1,5}{45,6m} = 32,92\Omega . \quad (4.22)$$

O circuito auxiliar necessário para retificar o sinal de saída do sensor é apresentado na [Figura 56](#). Este circuito é composto por dois *buffers* e um circuito retificador de onda completa. Os valores dos componentes do circuito de medição são listados na [Tabela 10](#).

4.5 CIRCUITO INTEGRADO UC3854

O circuito integrado UC3854 é um dispositivo concebido para implementação de controle em pré-reguladores *boost* de fator de potência. Este dispositivo contém todas as funções necessárias para a construção de um sistema de controle baseado em duas malhas de controle em cascata, mais uma ação preditiva (*feedforward*), similar à estrutura de controle apresentada no capítulo anterior.

O CI UC3854 contém um amplificador de tensão (controlador de tensão - VEA), um

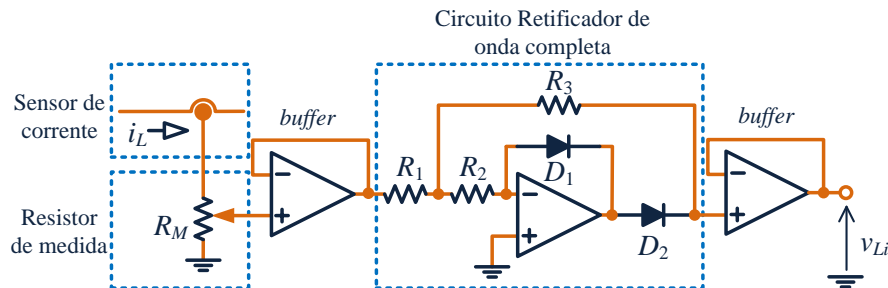


Figura 56. Circuito de medição da corrente de saída do inversor.

Tabela 10. Valores dos componentes do circuito de medição da corrente de saída.

R_M	100 Ω
R_1	1 k Ω
R_2	150 k Ω
R_3	1 k Ω
D_1	1N4148
D_2	1N4148

circuito analógico divisor/multiplicador, um amplificador de corrente (controlador de corrente - CEA) e um modulador PWM (UNITRODE, 1999). Além disso, este dispositivo também contém um circuito limitador de corrente, uma referência de tensão estabilizada em 7,5V e um sistema de partida progressiva, sendo estes descritos ao longo deste capítulo. Na Figura 57 é apresentado o diagrama funcional do UC3854. Para uma melhor descrição do CI, na Tabela 11 são listadas as funções de cada pino, sendo as demais características descritas na etapa de projeto dos componentes externos ao circuito integrado.

Da Figura 57, o sinal de referência da corrente de saída é obtido através de um bloco multiplicador/divisor, o qual possui os seguintes parâmetros de entrada:

- ✓ Sinal A: sinal de sincronismo, que a partir de uma amostra da tensão de saída (tensão da rede elétrica CA), define o formato, a fase e a frequência da corrente de referência;
- ✓ Sinal B: ganho do sinal de sincronismo proveniente do compensador de tensão, com função de regular o balanço de potência do sistema;
- ✓ Sinal C: ação preditiva, cuja entrada é um sinal de tensão contínua com valor proporcional ao valor eficaz da tensão de saída.

A aplicação usual deste circuito integrado é para a correção de fator de potência em

fontes de alimentação. Entretanto, este também pode ser utilizado para o controle do sistema geração PV proposto neste trabalho. Para a aplicação do UC3854 no sistema de geração PV são previstas algumas adaptações, como, por exemplo, o circuito com lógica adicional necessário ao modulador, cuja função é realizar o correto acionamento dos interruptores do inversor, conforme foi apresentado no Capítulo 2 deste trabalho.

Se considerada a aplicação do UC3854 em um circuito para correção de fator de potência, tem-se que a tensão de entrada é alternada e tensão de saída contínua. Então, o circuito integrado é utilizado de forma a obter uma corrente de entrada senoidal e em fase com a tensão de alimentação. Desta maneira, consegue-se um elevado fator de potência e uma corrente de entrada com baixa taxa de distorção harmônica.

Ainda, considerando a ação do controle da malha externa em um sistema de correção de fator de potência, quando a tensão na saída tende a aumentar tem-se que a potência de entrada é maior do que a potência consumida pela carga. Neste caso, o controle deve atuar reduzindo a amplitude da corrente senoidal de entrada, fazendo com que a tensão de saída seja regulada em um valor fixo de tensão.

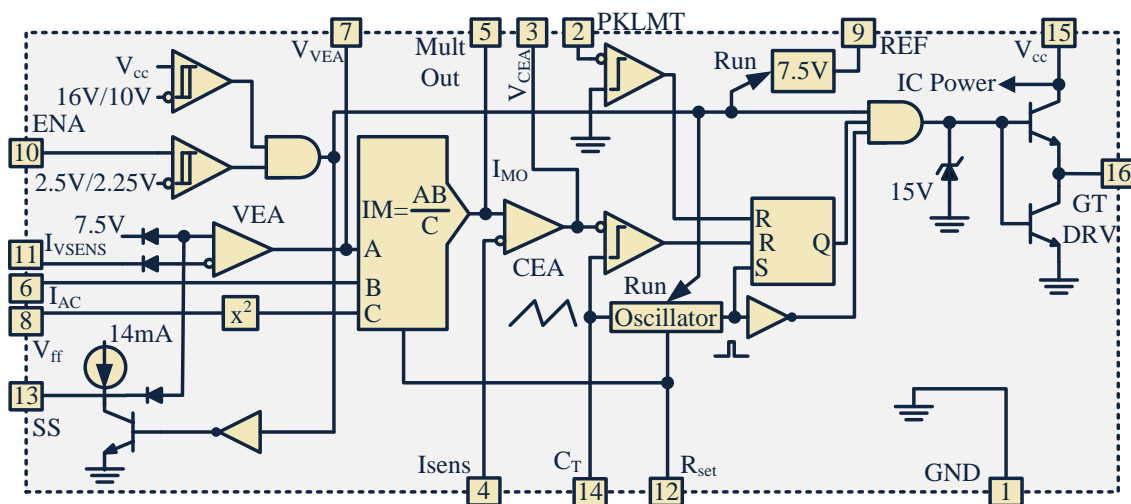


Figura 57. Diagrama funcional do UC3854 (UNITRODE, 1999).

Tabela 11. Descrição dos pinos do CI UC3854 (UNITRODE, 1999).

Pinagem		Descrição
Pino 1	GND	Referência do circuito de controle.
Pino 2	PKLMT	Limitador de corrente. Com tensão negativa é desabilitada a saída de comando (pino 16) do CI.
Pino 3	CA OUT	Saída do compensador de corrente.

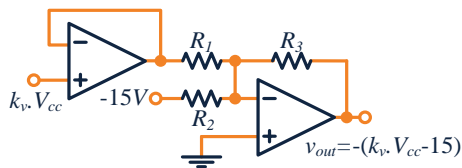
Pino 4	ISENSE	Entrada inversora do compensador de corrente
Pino 5	MULT OUT	Saída do multiplicador (corrente de referência) e entrada inversora do compensador de corrente.
Pino 6	IAC	Entrada <i>B</i> do circuito multiplicador. Este deve receber um sinal retificado proporcional à tensão da rede elétrica CA.
Pino 7	VAOUT	Saída do regulador de tensão e entrada A do circuito multiplicador.
Pino 8	VRMS	Entrada <i>C</i> , ação <i>feedforward</i> . Fornece ao multiplicador um valor CC proporcional ao valor eficaz da tensão da rede.
Pino 9	VREF	Tensão de referência regulada em 7,5V.
Pino 10	ENA	Função de habilitação do circuito de controle (em nível baixo o CI fica inativo).
Pino 11	VSENSE	Entrada inversora do compensador de tensão.
Pino 12	RSET	Neste é conectado um resistor que juntamente com o capacitor conectado ao pino 14, definem a frequência da onda portadora (dente-de-serra).
Pino 13	SS	Através da conexão de capacitor neste pino, define-se um tempo para partida progressiva do circuito de controle.
Pino 14	CT	Neste é conectado um capacitor que juntamente com o resistor conectado ao pino 12, definem a frequência da onda portadora (dente-de-serra).
Pino 15	VCC	Alimentação do CI.
Pino 16	GT DRV	Sinal de comando para o interruptor.

Agora, considerando a funcionalidade do sistema de geração PV, tem-se que a tensão de entrada (barramento CC) é constante e a tensão de saída é alternada (tensão da rede elétrica CA), sendo o controle realizado de forma a regular a tensão no barramento CC e obter uma corrente de saída com baixa distorção harmônica e em fase com tensão de rede, garantido assim um alto fator de potência. Nota-se que a ação de controle e a estrutura de geração PV são inversas aos circuitos de correção de fator de potência.

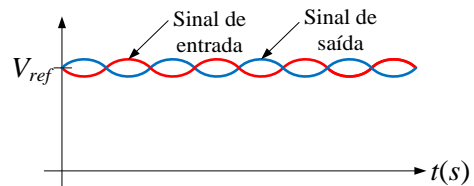
Ainda, considerando a ação do controle da malha externa do sistema de geração PV, quando a tensão do barramento CC tende a subir, significa que a potência que está sendo injetada na rede é menor do que a potência que está sendo entregue pelo arranjo PV. Desta forma, o controle deve atuar de forma a aumentar a amplitude da corrente senoidal de saída, aumentando assim a potência de saída.

Sendo o UC3854 construído para aplicação em sistemas de correção de fator de potência, deve-se inverter o sinal de erro do compensador da malha de tensão, cuja finalidade é a correta atuação do controle na aplicação deste CI no sistema de geração PV. Isto pode ser

conseguido se utilizado o circuito inversor apresentado na [Figura 58](#), proposto por (DEMONTI, 1998). Na [Figura 59](#) são apresentados os esboços dos sinais de entrada ($k_v \cdot V_{cc}$) e saída ($-(k_v \cdot V_{cc} - 15V)$) do circuito inversor, cuja finalidade é exemplificar a ação deste circuito.



[Figura 58](#). Circuito inversor adaptador.



[Figura 59](#). Esboço dos sinais de entrada e saída no circuito inversor adaptador.

4.5.1 Cálculo dos componentes externos ao circuito integrado UC3854

A partir das especificações de projeto e dos valores dos componentes do estágio de potência são utilizadas as notas de aplicações do dispositivo, (TODD, 1999), como guia para projetar os elementos externos ao UC3854. Na [Figura 60](#) são apresentados os componentes e suas ligações com o circuito integrado. Nesta figura, também são apresentadas as conexões com os circuitos adicionais como: circuito de medida da corrente de saída, circuito *feedforward*, circuito inversor adaptador da malha de tensão e o circuito com a lógica adicional necessário para composição do modulador PWM com tensão de saída unipolar.

4.5.1.1 Proteção contra sobrecorrente

O limitador de corrente existente no CI UC3854 desabilita o pino de saída GT DRV quando a corrente instantânea de saída, $i_L(t=t_A)$, excede o máximo valor especificado para o circuito inversor. Esta proteção contra sobrecorrente atua quando a tensão no pino 2 vai abaixo do valor de referência do circuito de controle.

A estrutura que configura o limitador é realizada através de um simples circuito divisor de tensão. Os componentes que configuram esta função no circuito integrado são definidos por R_{pk1} , R_{pk2} e C_{pk} . O capacitor C_{pk} é adicionado para imunizar a operação do limitador devido a ruídos, devendo ser este de pequeno valor.

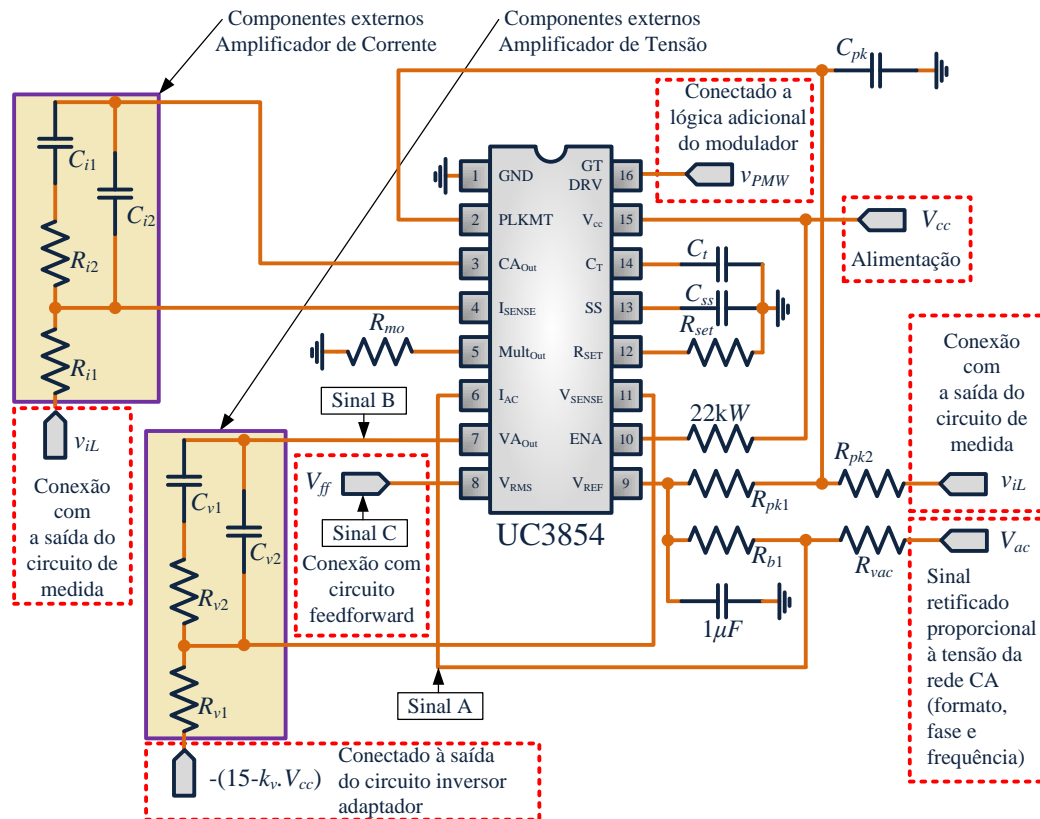


Figura 60. Componentes externos ao CI UC3854.

Sendo a tensão de medida v_{iL} positiva, saída do circuito de medição da corrente i_L , é necessário utilizar um circuito inversor capaz de tornar suas excursões negativas. Na Figura 61 é apresentado o esquemático do circuito utilizado para a configuração do limitador de corrente do CI UC3854.

Desta forma, o limitador é ajustado para desabilitar a saída quando i_L for maior que a corrente máxima em condições normais de operação. A expressão que define os valores dos componentes é dada por (4.23), sendo o valor de $V_{iL,max}$ definido por (4.21). Na Tabela 12 são listados os valores dos componentes utilizados.

$$R_{pk2} = \frac{V_{iL,max} \cdot R_{pk1}}{V_{ref}} \quad (4.23)$$

Tabela 12. Valores dos componentes do limitador de corrente.

R_7	10 k Ω
R_8	10 k Ω
R_{pk1}	10 k Ω
R_{pk2}	2 k Ω
C_{pk}	100 pF

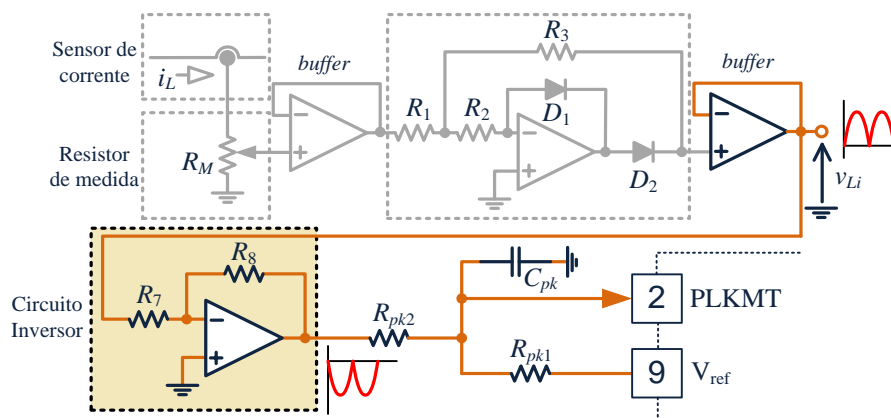


Figura 61. Esquemático de configuração do limitador de corrente.

4.5.1.2 Circuito *feedforward*

O circuito *feedforward* é utilizado para a implementação da ação preditiva do sistema de controle. Este circuito define o valor do sinal C de entrada do circuito multiplicador no circuito integrado UC3854. O sinal C , denominado aqui por tensão *feedforward* (V_{ff}), é um sinal de tensão contínua proporcional à tensão eficaz da tensão da rede elétrica CA. Na Figura 62 é apresentado o circuito utilizado, sendo este composto por um divisor de tensão associado a um filtro passa-baixas de pólo duplo.

Os resistores R_{ff1} , R_{ff2} e R_{ff3} configuram o circuito divisor de tensão e seus valores são obtidos conforme as características de entrada do circuito multiplicador. Então, deve ser considerado que a tensão do pino 8, entrada do sinal C no circuito multiplicador, é grampeada entre 1,4V e 4,5V. A fim de garantir que a corrente de saída não ultrapasse o valor máximo especificado, o circuito *feedforward* é projetado de forma a saturar a tensão no pino 8 em 1,4V para valores abaixo deste, uma vez que a corrente de saída é inversamente proporcional ao quadrado do valor médio da tensão de saída.

Desta forma, tem-se que a tensão média mínima retificada é dada por:

$$V_{r,m,m} = 0,88 \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi \sqrt{2} \cdot V_o \cdot \sin(\omega t) \cdot d(\omega t) = 0,88 \cdot 0,9 \cdot V_o . \quad (4.24)$$

E então, os valores dos resistores são encontrados solucionando as equações (4.25) e (4.26), assumindo para isto $R_{ff1}=910k\Omega$. Na Tabela 13 são apresentados os valores dos componentes utilizados para implementação do sistema de geração PV.

$$V_{ff} = 1,4 = \frac{R_{ff3}}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}} \cdot 0,9 \cdot 0,88 \cdot V_o \quad (4.25)$$

e

$$V_{Cff1} = 7,5V = \frac{R_{ff2} + R_{ff3}}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}} \cdot 0,9 \cdot 0,88 \cdot V_o . \quad (4.26)$$

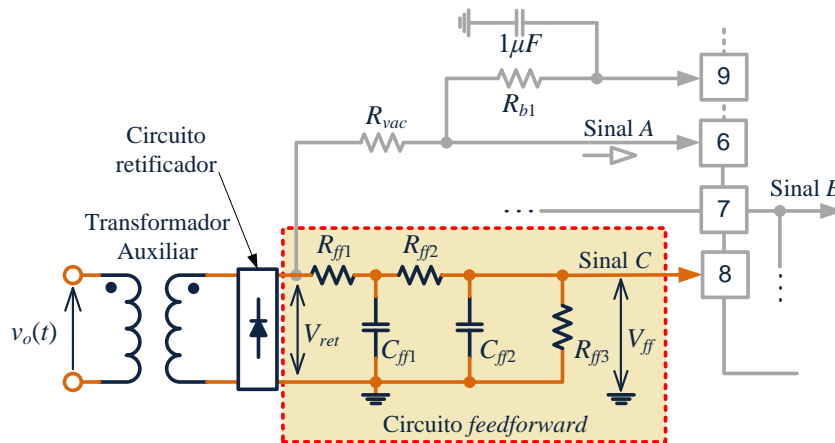


Figura 62. Circuito feedforward.

Sendo necessário que a ação preditiva tenha uma dinâmica suficientemente rápida para antecipar-se a ação de controle da malha de tensão, tem-se que o filtro de pólo-duplo apresenta uma rápida resposta, o que torna possível utilizá-lo para tal aplicação. Ainda, este filtro apresenta uma melhor dinâmica quando comparado com um filtro de primeira ordem (um pólo) para uma mesma quantidade de atenuação da ondulação da tensão *feedforward*. Outra importante observação, é que devido aos dois pólos deste filtro, o mesmo apresenta um deslocamento de fase de 180° na ondulação de V_{ff} , o que resulta em uma baixa degradação do fator de potência (TODD, 1999).

Então, para conseguir uma corrente de saída com baixa distorção harmônica é conveniente manter o nível de ondulação da tensão *feedforward* com baixos valores. Ou seja, a tensão *feedforward* deve apresentar baixos valores de segundo harmônico, uma vez que o

percentual deste na tensão de *feedforward* provoca o mesmo percentual de terceiro harmônico na corrente de saída i_L .

Considerando que a tensão retificada (V_{ret}) apresenta 66,2% de segundo harmônico, tem-se que os capacitores (C_{ff1} e C_{ff2}) do circuito *feedforward* devem atenuar a ondulação da tensão V_{ff} de forma a garantir um nível máximo de distorção na corrente de saída proveniente da ação preditiva. A quantidade de atenuação necessária, ou o ganho do filtro, é definida simplesmente como a quantidade de distorção harmônica provocada pelo terceiro harmônico na corrente de saída. Para o sistema de geração PV, é especificada uma distorção de 1% proveniente da tensão *feedforward*. Desta forma, calcula-se o ganho para o filtro de pólo duplo por:

$$G_{ff} = \frac{0,010}{0,662} = 0,0151. \quad (4.27)$$

Considerando que a rápida resposta do filtro é um requisito indispensável para o controle, tem-se que os dois pólos do filtro são posicionados na mesma frequência, garantindo uma ampla largura de banda. O ganho total do filtro pode ser obtido a partir do produto do ganho de dois filtros de primeira ordem em cascata, dividindo-o em duas seções. Desta forma, calcula-se a frequência de corte de cada seção do filtro, conforme a expressão (4.28).

$$f_c = \sqrt{G_{ff}} \cdot 2 \cdot f_r = 0,123 \cdot 2 \cdot 60 = 14,75 \text{ Hz}. \quad (4.28)$$

Com o valor da frequência de corte, calcula-se os valores dos capacitores de cada seção do filtro. As duas equações para encontrar os valores dos capacitores são dadas por:

$$C_{ff1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot R_{ff2}} \quad (4.29)$$

e

$$C_{ff2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot R_{ff3}}. \quad (4.30)$$

4.5.1.3 Configuração do sinal de referência para a corrente de saída

O sinal de referência para a corrente de saída, sinal A, é um sinal proporcional à tensão da rede elétrica CA, podendo ser definido por:

$$i_{ref}(t) = |k \cdot V_{op} \cdot \sin(\omega t)|. \quad (4.31)$$

No circuito integrado UC3854, o sinal de sincronismo para a corrente de saída é obtido através do pino 6. Tal sinal de sincronismo, ou sinal de referência, é estabelecido pela corrente de entrada no pino 6, I_{ca} , sendo esta corrente regulada conforme o valor de R_{vac} . Para o cálculo do resistor R_{vac} , tem-se que:

$$R_{vac} = \frac{V_{op,max} - V_{pino6}}{I_{ac,max}} = \frac{198 - 6}{600\mu} \approx 330k, \quad (4.32)$$

onde $I_{ac,max}$ é corrente máxima de entrada e V_{pino6} é a tensão do terminal de sincronismo (pino 6), com valores dados por $600\mu A$ e $6V$ respectivamente.

Devido a tensão de $6V$ existente no pino 6, é necessário utilizar um resistor (R_{b1}) conectado entre V_{ref} (pino 9) e o pino 6, garantindo um pequeno valor de corrente de polarização para valores da tensão de saída menores do que $6V$. O valor de R_{b1} recomendado por (TODD, 1999) é de um quarto do valor de R_{vac} . Na Figura 63 são apresentadas as conexões dos componentes de externos que compõem o circuito de sincronismo do sistema de geração PV.

Tabela 13. Valores dos componentes do circuito *feedforward*.

R_{ff1}	910 k Ω
R_{ff2}	56 k Ω + 3,9 k Ω ¹
R_{ff3}	13 k Ω + 820 Ω ²
C_{ff1}	150 nF
C_{ff2}	680 nF

^{1,2} Valores comerciais de resistores associados em série.

Tabela 14. Valores dos componentes do circuito de sincronismo.

R_{vac}	330 k Ω
R_{b1}	82 k Ω

4.5.1.4 Frequência de chaveamento

A frequência da onda portadora (onda dente-de-serra), a qual define a frequência de comutação dos interruptores S2 e S4, é configurada através do resistor R_{set} e do capacitor C_t . Estes componentes determinam a corrente de carga do circuito oscilador existente no CI UC3854. O valor desta corrente, denominada por I_{set} , é determinado pelo resistor R_{set} e a frequência de oscilação ajustada pelo tempo de carga do capacitor C_t . De (TODD, 1999), tem-

se que o valor do resistor R_{set} e o valor do capacitor C_t podem ser determinados por:

$$R_{set} = \frac{3,75}{I_{ac,min}} = \frac{3,75}{182\mu A} \approx 20k\Omega, \quad (4.33)$$

onde $I_{ac,min}$ é a corrente de polarização. E ainda, tem-se que:

$$I_{ac,min} = \frac{V_{ref} - V_{pino6}}{R_{b1}} = \frac{7,5 - 6}{82k} = 182\mu A. \quad (4.34)$$

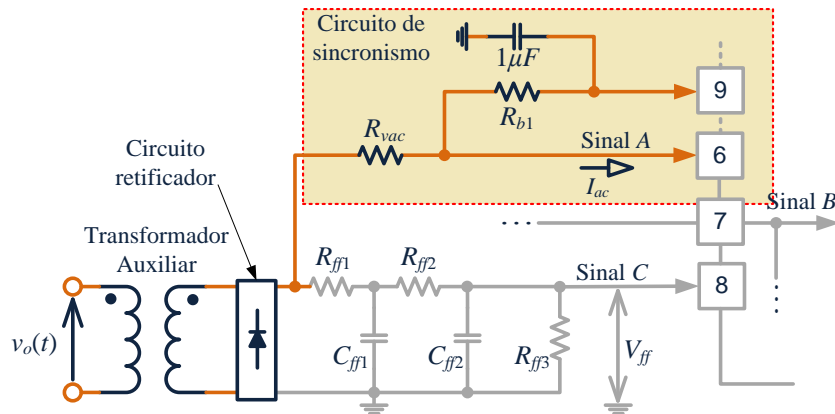


Figura 63. Circuito de sincronismo.

E o valor do capacitor calculado por:

$$C_t = \frac{1,25}{R_{set} \cdot f_s} = \frac{1,25}{20k \cdot 70k} = 0,893nF. \quad (4.35)$$

Com o valor de R_{set} , calcula-se o valor do resistor R_{mo} , onde deve ser considerado que I_{mo} não deve exceder o valor de I_{set} . Considerando que $I_{set} \approx I_{ac,min}$, tem-se que:

$$R_{mo} = \frac{V_{iL,max}}{I_{ac,min}} = \frac{1,5}{182\mu} = 8,2k\Omega \quad (4.36)$$

Na Tabela 15 são listados os valores dos componentes utilizados conforme os valores comerciais existentes.

Tabela 15. Valores dos componentes do circuito oscilador e do resistor de saída do multiplicador.

C_t	$(820 nF + 68 nF)$ ³
R_{set}	$20 k\Omega$
R_{mo}	$8,2 k\Omega$

³ Valores comerciais de capacitores associados em paralelo.

4.5.1.5 Tempo de partida progressiva

O tempo de partida progressiva do sistema de geração PV é ajustado através do capacitor C_{ss} . De acordo com a necessidade do sistema, por um tempo pré-estipulado que garanta o carregamento do circuito de controle, o valor do capacitor a ser utilizado é calculado por (4.37), sendo t_{delay} o tempo atraso na partida do sistema de geração PV.

$$C_{ss} = \frac{14 \cdot 10^{-6} \cdot t_{delay}}{V_{ref}} \quad (4.37)$$

Neste projeto, o tempo de partida utilizado é de um segundo, sendo o valor do capacitor $C_{ss} = 2,2\mu F$.

4.6 PROJETO DOS CONTROLADORES

O projeto dos compensadores lineares é realizado no domínio da frequência e orientado pelo diagrama de bode da resposta em frequência do sistema. Desta forma, deseja-se que o sistema em malha fechada atenda alguns critérios de estabilidade.

Os conceitos de margem de ganho e margem de fase são importantes no projeto das malhas de realimentação de controle e são brevemente abordados a seguir.

A margem de ganho (MG) é definida como o inverso do módulo da Função de Transferência de Malha Aberta (FTMA), onde a fase é igual a -180° (MOHAN, 2003), sendo seu valor determinado por:

$$MG = \frac{1}{|FTMA(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_c)|} \quad (4.38)$$

e a representação padrão do módulo logaritmo em decibéis (dB) é dado por:

$$MG_{dB} = -20 \log |FTMA(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_c)| \quad (4.39)$$

onde f_c é a frequência de cruzamento da FTMA.

A frequência de cruzamento correspondente à frequência onde o ganho da FTMA é unitário (ou $0dB$). E ainda, a frequência de cruzamento define a largura da banda passante do sistema em malha fechada (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2001).

A margem de fase (ϕ_{MF}) é dada por:

$$\phi_{MF} = \angle FTMA(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_c) - (-180^\circ) = 180^\circ + \angle FTMA(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_c). \quad (4.40)$$

As margens de ganho e de fase da FTMA são medidas de estabilidade relativa do sistema e expressam diretamente a robustez do sistema frente à reposta transitória dos sistemas realimentados (OGATA, 2007).

Na prática, é desejado garantir a estabilidade do sistema com certa margem de segurança, devido a possíveis erros na avaliação dos parâmetros da função de transferência, já que esta é uma expressão aproximada, ou devido a flutuações dos mesmos. Desse modo, recomenda-se que a margem de ganho não seja superior a -6 dB enquanto que a margem de fase não seja inferior a 30° . Para este projeto é desejado que a margem de fase esteja entre 30° e 90° , sendo 60° um bom compromisso para ser alcançado (POMILIO, 2010).

4.6.1 Controlador da malha de controle da corrente de saída

A função de transferência de laço aberto do circuito de controle da corrente de saída do sistema de geração PV ($FTMA_i(s)$) é definida por:

$$FTMA_i(s) = C_i(s) \cdot k_{PMW} \cdot H_i(s) \cdot k_{sensor}, \quad (4.41)$$

ou

$$FTMA_i(s) = \frac{A_i}{s} \cdot \frac{s + \omega_{iz}}{s + \omega_{ip}} \cdot \frac{1}{V_{sav,p}} \cdot \frac{V_{cc}}{L \cdot s} \cdot (k_{hall} \cdot R_{mi}). \quad (4.42)$$



Figura 64. FTMA da corrente de saída.

De (PRESSMAN, BILLINGS e MOREY, 2009), tem-se que a largura de banda de um sistema chaveado deve ser inferior à metade da frequência de chaveamento, de forma a minimizar a propagação da ondulação presente na variável de saída (i_L) devido ao chaveamento. Na prática a frequência de cruzamento f_c , que limita a largura de banda do sistema, é utilizada com valor uma década abaixo do valor de f_s (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2001).

No projeto do controlador de corrente, a frequência de cruzamento é ajustada para que seu valor seja aproximadamente uma década abaixo da frequência de comutação, ou seja:

$$f_{ic} = 7kHz \quad (4.43)$$

Conforme abordado no capítulo anterior, o par pólo+zero do compensador deve ser posicionado de forma que a frequência de cruzamento seja a desejada e que o sistema tenha uma margem de fase satisfatória.

Então, o segundo pólo do compensador ω_{ip} deve ser posicionado no máximo na metade da frequência de chaveamento do inversor, $f_s/2$, evitando que a ondulação provocada pela frequência de chaveamento propague para a saída do compensador (DIXON, 1990). Assim, tem-se que:

$$\omega_{ip} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_s}{2} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 70k}{2} \quad (4.44)$$

Considerando que a frequência de cruzamento da $FTMA_i$ deve estar na região de ganho constante do controlador de corrente, o zero da função de transferência, ω_{iz} , é posicionado com uma frequência vinte vezes menor do que ω_{ip} .

$$\omega_{iz} = \frac{\omega_{ip}}{20} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 70k}{40} \quad (4.45)$$

Para cálculo dos componentes, é considerado que o ganho da $FTMA_i$ na frequência de cruzamento apresenta ganho unitário. Desta forma, pode-se escrever que:

$$|k_{PWM} \cdot C_i(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{ic}) \cdot H_i(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{ic}) \cdot H_{sensor}(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{ic})| = 1, \quad (4.46)$$

ou, pela representação padrão do módulo logaritmo em decibéis (*dB*), expressada por:

$$-20 \cdot \log |k_{PWM} \cdot C_i(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{ic}) \cdot H_i(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{ic}) \cdot H_{sensor}(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{ic})| = 0. \quad (4.47)$$

De (BARBI e SOUZA, 1993) e (POMILIO, 2010), tem-se que o ganho do controlador na faixa plana próxima à frequência de cruzamento f_{ic} , pode ser representado por:

$$-20 \cdot \log |C_i(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{ic})| = -20 \cdot \log \left(\frac{R_{i1}}{R_{i2}} \right). \quad (4.48)$$

A fim de determinar os valores dos componentes do controlador, tem-se que:

$$-20 \cdot \log |k_{PWM} \cdot H_i(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{ic}) \cdot H_{sensor}(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{ic})| = \frac{1}{-20 \cdot \log |C_i(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{ic})|}. \quad (4.49)$$

E ainda, substituindo a equação (4.48) em (4.49), resultando em:

$$-20 \cdot \log |k_{PWM} \cdot H_i(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{ic}) \cdot H_{sensor}(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{ic})| = \frac{1}{-20 \cdot \log \left(\frac{R_{i1}}{R_{i2}} \right)}. \quad (4.50)$$

Considerando as propriedades logarítmicas, simplifica-se (4.50) por:

$$-20 \cdot \log |k_{PWM} \cdot H_i(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{ic}) \cdot H_{sensor}(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{ic})| = -20 \cdot \log \left(\frac{R_{i2}}{R_{i1}} \right). \quad (4.51)$$

Então, fazendo o valor de $R_{i1}=R_{mo}$, calcula-se os valores dos demais componentes para o controlador. Da equação (4.51), define-se o valor do resistor R_{i2} conforme a seguinte expressão:

$$R_{i2} = R_{i1} \cdot 10^{C_i/20} \quad (4.52)$$

A relação entre os parâmetros da função de transferência e demais valores dos componentes do circuito analógico do compensador de corrente (C_{i1} e C_{i2} em função de R_{i1} e R_{i2}) são determinados da seguinte forma:

$$C_{i1} = \frac{1}{R_{i2} \cdot \omega_{ic}} \quad (4.53)$$

e

$$C_{i2} = \frac{C_{i1}}{\omega_{ip} \cdot R_{i2} \cdot C_{i1} - 1}. \quad (4.54)$$

Na [Tabela 16](#) são apresentados os valores dos componentes para o compensador de corrente. O diagrama de bode para o compensador de corrente utilizado neste projeto é apresentado na [Figura 65](#).

Tabela 16. Valores dos componentes do compensador de corrente.

R_{i1}	8,2 kΩ
R_{i2}	50 kΩ
C_{i1}	1,8 nF
C_{i2}	470 pF + 470 pF ⁴

⁴Valores comerciais de capacitores associados em paralelo.

Na [Figura 66](#) é apresentado o diagrama de bode da função de transferência de malha aberta para o controle da corrente de saída. Neste diagrama é mostrado o valor da frequência de cruzamento, que permanece próxima a 7kHz, e o valor da margem de fase obtida, sendo essa de 64,5°.

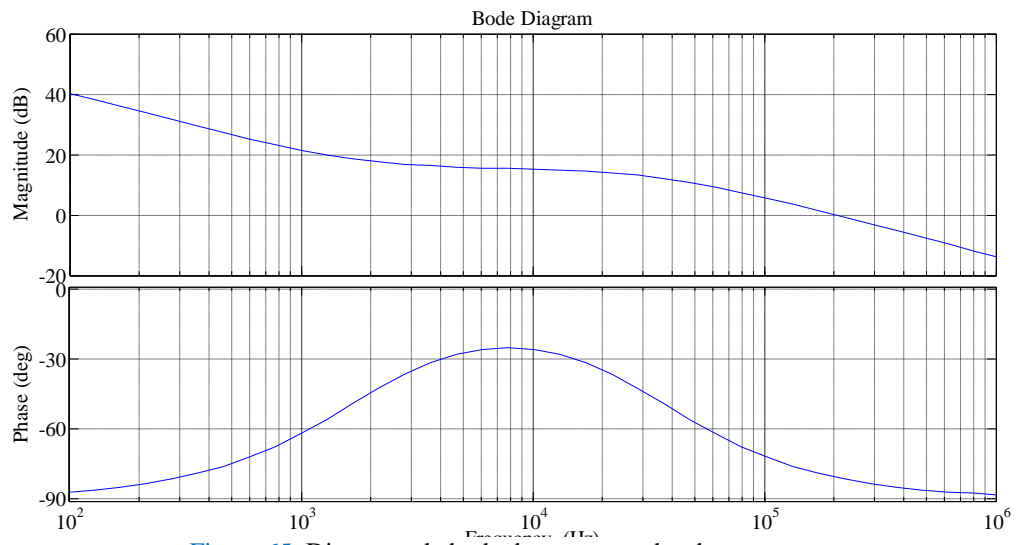


Figura 65. Diagrama de bode do compensador de corrente.

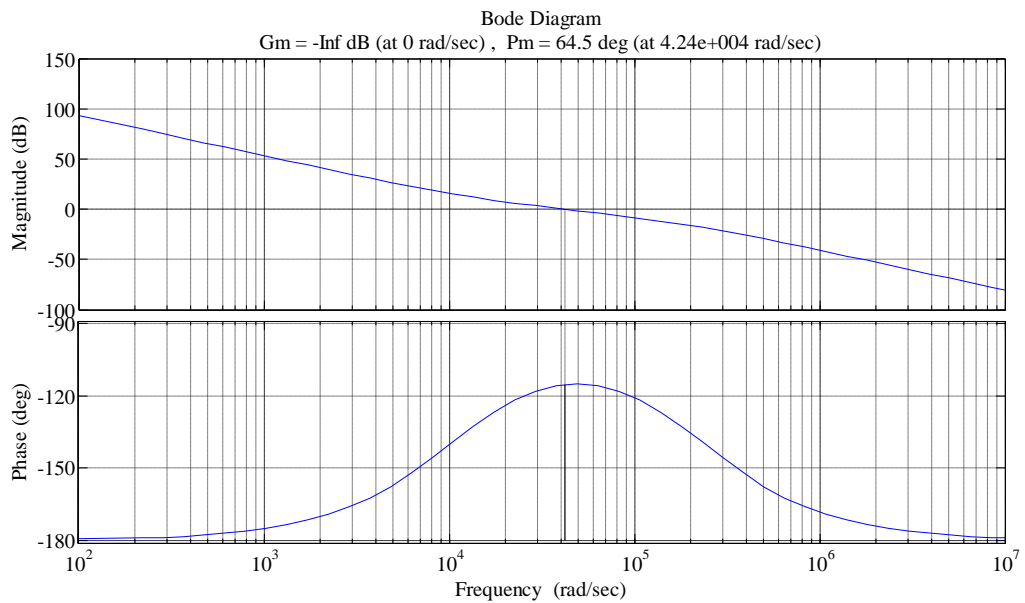


Figura 66. Diagrama de bode da $FTMA_i(s)$.

4.6.2 Controlador da malha de controle da tensão de entrada

Para projeto do controlador de tensão, a largura de banda da malha de corrente deve ser estreita o suficiente para atenuar a ondulação de 120Hz presente na tensão do barramento CC. Isto é necessário já que a porcentagem de segundo harmônico presente na tensão de

entrada, se propagada pelo controlador de tensão, provoca uma mesma quantidade de terceiro harmônico na corrente de saída do sistema.

Com intuito de evitar que esta oscilação apareça na saída do regulador de tensão (sinal B), provocando distorções na corrente de referência do sistema de controle e consequente degradação da energia fornecida pelo sistema, a frequência de cruzamento (f_{vc}) da $FTMA_v$ é ajustada em uma década abaixo do valor da frequência do segundo harmônico da tensão do barramento CC.

$$f_{vc} = \frac{2 \cdot f_r}{2} = \frac{2 \cdot 60}{2} = 60 \text{ Hz} . \quad (4.55)$$

Sendo a velocidade de resposta da malha externa muito mais lenta do que a dinâmica de controle da malha interna, ou seja, considerando que $f_{vc} \ll f_{ic}$, é então garantido o desacoplamento entre as duas malhas do sistema de controle, $FTMA_i(s=0)$. A $FTMA_v$ simplificada é apresentada na equação (4.56), e na Figura 67 é apresentado o diagrama de blocos que a representa.

$$FTMA_v(s) = C_v(s) \cdot \frac{1}{k_{hall} \cdot R_{mi}} \cdot H_v(s) \cdot k_v . \quad (4.56)$$

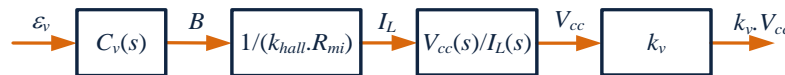


Figura 67. Diagrama de blocos da $FTMA_v$.

O par pólo+zero do compensador de tensão deve ser posicionado de forma que a frequência de cruzamento seja a desejada e que o sistema tenha uma margem de fase satisfatória.

Desta forma, o segundo pólo do compensador, ω_{vp} , é posicionado na metade da frequência do segundo harmônico de v_{cc} , sendo seu valor calculado por:

$$\omega_{vp} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_r}{2} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 60}{2} . \quad (4.57)$$

O zero da função de transferência, ω_{vz} , é posicionado com uma frequência vinte vezes menor do que ω_{vp} , conforme a seguinte equação:

$$\omega_{vz} = \frac{\omega_{vp}}{10} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 60}{20} . \quad (4.58)$$

Para cálculo dos componentes, tem-se que o ganho do controlador na faixa plana próxima à frequência de cruzamento f_{vc} , pode ser representado por:

$$-20 \cdot \log |C_v(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{vc})| = -20 \cdot \log \left(\frac{R_{v1}}{R_{v2}} \right), \quad (4.59)$$

e ainda,

$$-20 \cdot \log \left| \frac{1}{k_{hall} \cdot R_{mi}} \cdot H_v(s) \cdot k_v \right| = -20 \cdot \log \left(\frac{R_{v2}}{R_{v1}} \right). \quad (4.60)$$

Adotando $R_{v1}=100k\Omega$, calcula-se os valores dos demais componentes do controlador. Da equação (4.61), define-se o valor do resistor R_{v2} .

$$R_{v2} = R_{v1} \cdot 10^{C_v/20} \quad (4.61)$$

A relação entre os parâmetros da função de transferência e demais valores dos componentes do circuito analógico do compensador de tensão (C_{i1} e C_{i2} em função de R_{i1} e R_{i2}) são determinados por:

$$C_{v1} = \frac{1}{R_{v2} \cdot \omega_{vz}} \quad (4.62)$$

e

$$C_{v2} = \frac{C_{v1}}{\omega_{vp} \cdot R_{v2} \cdot C_{v1} - 1}. \quad (4.63)$$

Na [Tabela 17](#) são apresentados os valores dos componentes para o compensador de tensão. O diagrama de bode para o compensador de tensão utilizado neste projeto é apresentado na [Figura 68](#).

Na [Figura 69](#) é apresentado o diagrama de bode da função de transferência de malha aberta para o controle da tensão do barramento CC. Neste diagrama é mostrado o valor da frequência de cruzamento, com valor de $44Hz$, e o valor da margem de fase obtida, sendo essa de 46° .

4.7 SIMULAÇÃO DO SISTEMA DE GERAÇÃO PV

Nesta seção são apresentados alguns resultados obtidos com a simulação do sistema de geração PV proposto no presente trabalho. Os resultados foram obtidos utilizando o programa de simulações PSIM, desenvolvido pela Power Sim.

Tabela 17. Valores dos componentes do compensador de tensão.

R_{v1}	50 k Ω
R_{v2}	100 k Ω
C_{v1}	270 nF
C_{v2}	30 nF

O programa PSIM é um software especialmente designado para análises/projetos de sistemas eletrônicos de potência e acionamentos de máquinas elétricas. O pacote computacional oferece um ambiente de simulação com diversos tipos de interruptores, fontes, controles analógicos/digitais, estruturas para acionamentos de motores elétricos, entre outras tantas incluídas.

Para simulação do sistema de geração PV descrito neste projeto, o PSIM contém em seus arquivos exemplos uma estrutura (modelada em um sub-circuito) que contém todas as funcionalidades existentes no CI UC3854. Isso viabiliza uma análise qualitativa de desempenho do sistema projetado via simulação, o que torna esta etapa de fundamental importância antes da construção de um protótipo.

O modelo do arranjo fotovoltaico utilizado para a simulação foi o apresentado no Capítulo 1, sendo este método proposto por (CASARO e MARTINS, 2008). Tal modelo é capaz de representar por simulação todas as características elétricas do arranjo PV, levando em consideração as variações de temperatura e radiação solar.

Nos itens seguintes, são apresentados os circuitos implementados para simulação no PSIM e os resultados obtidos quando o sistema é conectado a uma rede monofásica CA.

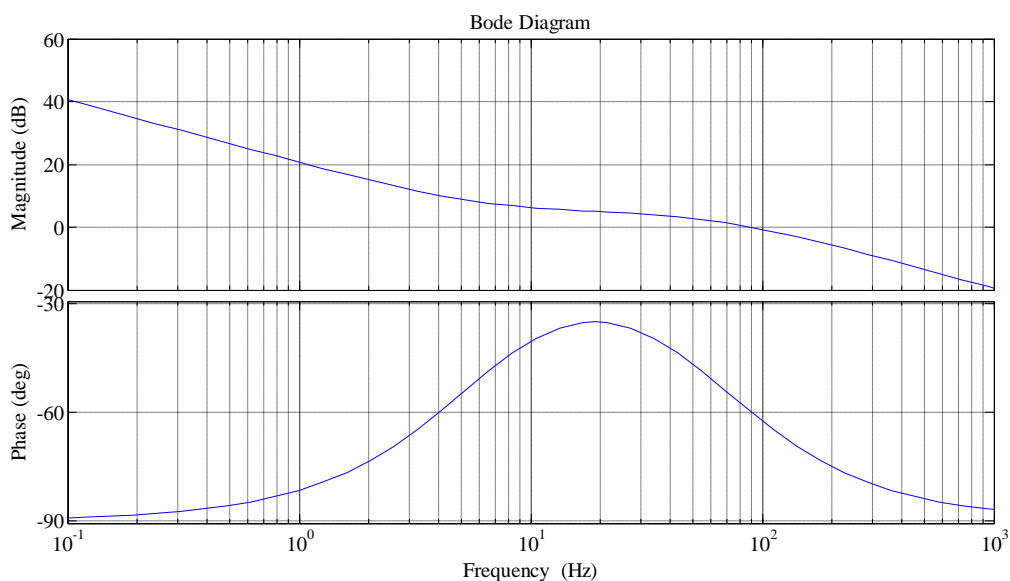


Figura 68. Diagrama de bode do compensador de tensão.

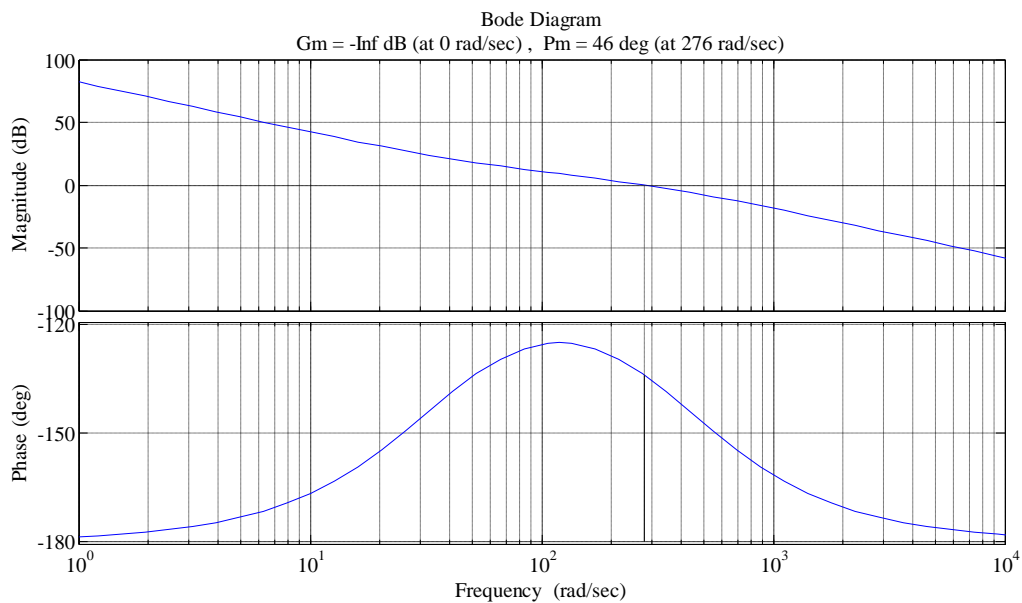


Figura 69. Diagrama de bode da $FTMA_v(s)$.

4.7.1 Resultados de simulação

O modelo do sistema de geração PV implementado para simulação é apresentado na Figura 70 e na Figura 71, sendo estes denominados respectivamente por circuito de potência e circuito de controle. Na Figura 72 são mostradas as formas de onda simuladas para a tensão de saída (v_o) e para a corrente injetada na rede elétrica CA (i_L), considerando a condição de radiação solar de $1000W/m^2$ e temperatura de $25^\circ C$. O total de distorção harmônica (THD) obtido para a corrente de saída foi de 10,28% e o fator de potência do sistema de geração PV de 0,98 (atrasado).

Como o THD obtido para corrente de saída i_L é maior do que o valor máximo especificado para o sistema de geração PV, é então necessário realizar algumas modificações no circuito de controle a fim de melhorar o desempenho do mesmo.

Considerando que a tensão de *feedforward* e o sinal B (saída do controlador de tensão) apresentam baixos valores de segundo harmônico, tem-se que estes sinais são “fontes” de distorção para a corrente de saída do sistema de geração PV. Ou seja, o percentual de segundo harmônico contido nestes sinais provoca a mesma quantidade de terceiro harmônico na corrente de saída.

Para uma melhor visualização e análise da discussão em questão, tem-se que o sinal de referência (i_{ref}) da corrente de saída é dado por:

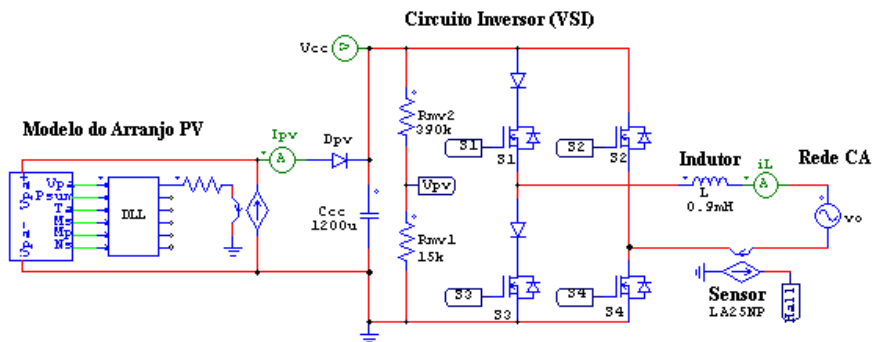
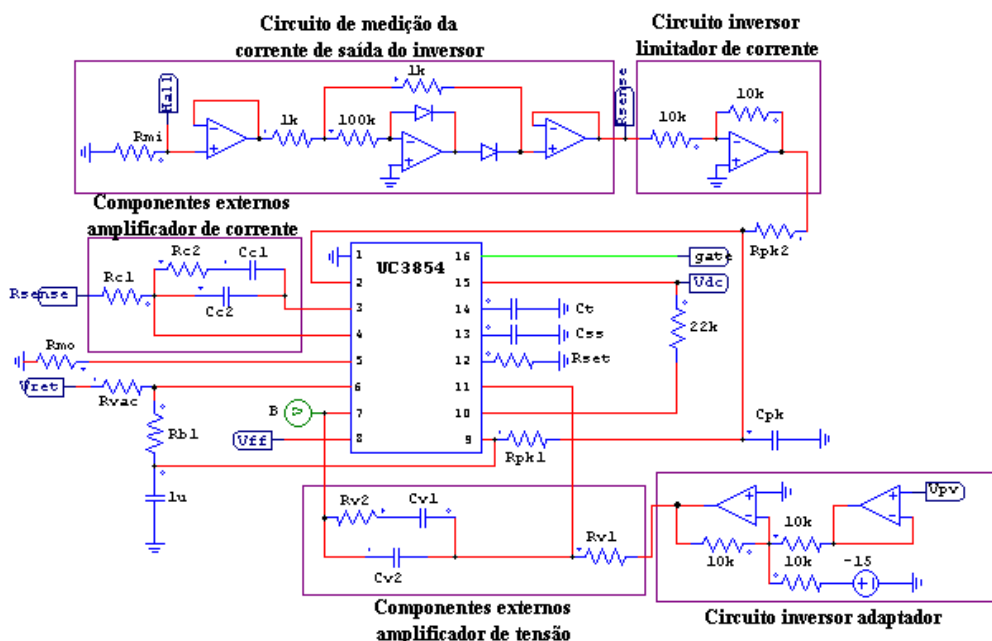
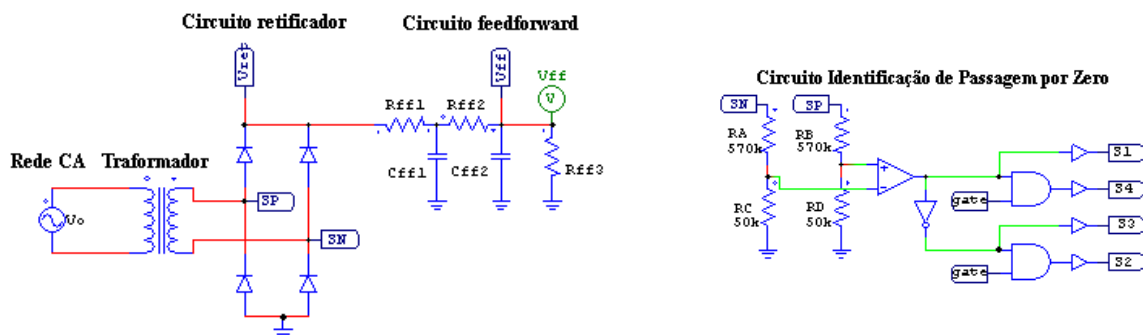


Figura 70. Estrutura de potência do sistema de geração PV – Simulado.



(a)



(b)

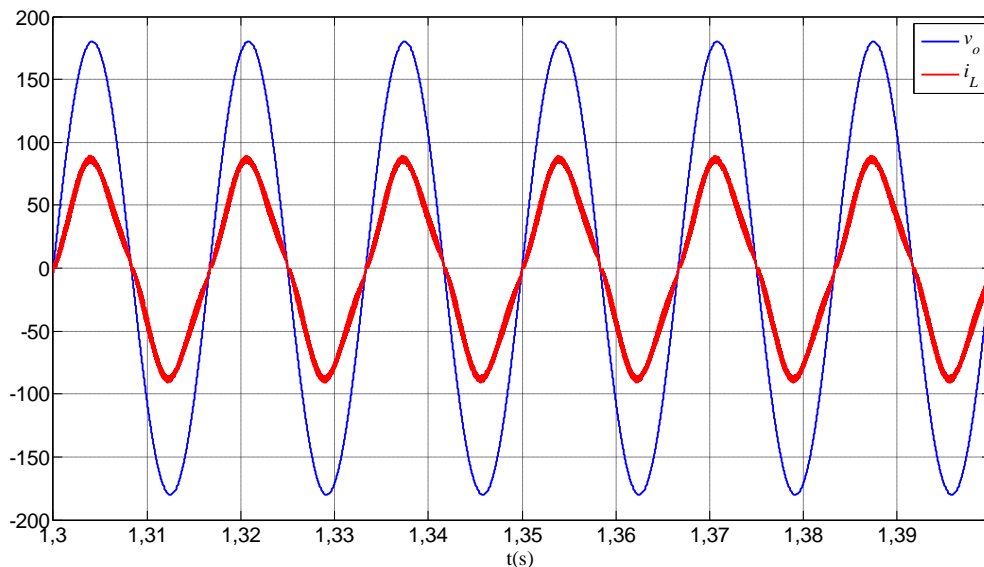
(c)

Figura 71. Circuito de controle: (a) circuito de medição de i_L , circuito inversor do limitador de corrente, circuito inversor adaptador (malha de tensão).e UC3854 com componente auxiliares; (b) Transformador auxiliar (controle), circuito retificador e circuito *feedforward*; (c) Circuito de identificação de passagem por zero – Simulado.

$$i_{ref} = \frac{A \cdot B}{C^2} = \frac{B}{C^2} \cdot k \cdot V_{op} \cdot \sin(\omega t). \quad (4.64)$$

Logo, nota-se que se os sinais B e C apresentarem valores significativos de segundo harmônico, estes influenciam diretamente na qualidade da corrente de saída, uma vez que as ondulações da tensão do barramento CC são propagadas para o sinal de controle da corrente (i_{ref}) e conseqüentemente para a corrente de saída. Na [Figura 73](#) são apresentadas as formas de onda simuladas para o sinal B e o sinal C .

Na busca por uma melhoria do desempenho do sistema, uma possível solução é a alteração do valor médio do sinal C , mantendo a mesma quantidade de atenuação da ondulação do segundo harmônico, ou seja, aumentar o valor médio de V_{ff} . Com isto, o sinal C será composto de um “grande” valor contínuo mais uma “pequena” parcela de ondulação. O mesmo acontece com o sinal B , já que este é diretamente proporcional ao quadrado da tensão de *feedforward*.



[Figura 72](#). Corrente injetada na rede ($i_L \times 10$) e forma de onda da tensão da rede (v_o) – temperatura de 25°C.

Com isto, o circuito *feedforward* é novamente projetado de forma a saturar a tensão no pino 8 em 4,5V para valores de tensão acima de $V_{o,max}$.

Desta forma, tem-se que a tensão média máxima retificada é dada por:

$$V_{r,m,m} = 1,10 \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \sqrt{2} \cdot V_o \cdot \sin(\omega t) \cdot d(\omega t) = 1,10 \cdot 0,9 \cdot V_o. \quad (4.65)$$

Os valores dos resistores são encontrados solucionando as equações (4.66) e (4.67), assumindo para isto $R_{ff1}=910k\Omega$.

$$V_{ff} = 4,5 = \frac{R_{ff3}}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}} \cdot 0,9 \cdot 1,10 \cdot V_o \quad (4.66)$$

e

$$V_{C_{ff1}} = 7,5 = \frac{R_{ff2} + R_{ff3}}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}} \cdot 0,9 \cdot 1,10 \cdot V_o . \quad (4.67)$$

Sendo o valor da frequência de corte igual a $14,75\text{Hz}$, calcula-se os valores dos capacitores de cada seção do filtro do circuito *feedforward*. As duas equações para encontrar os valores dos capacitores são dadas por:

$$C_{ff1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot R_{ff2}} \quad (4.68)$$

e

$$C_{ff2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot R_{ff3}} . \quad (4.69)$$

Na [Tabela 18](#) são apresentados os novos valores dos componentes utilizados para implementação do circuito *feedforward*.

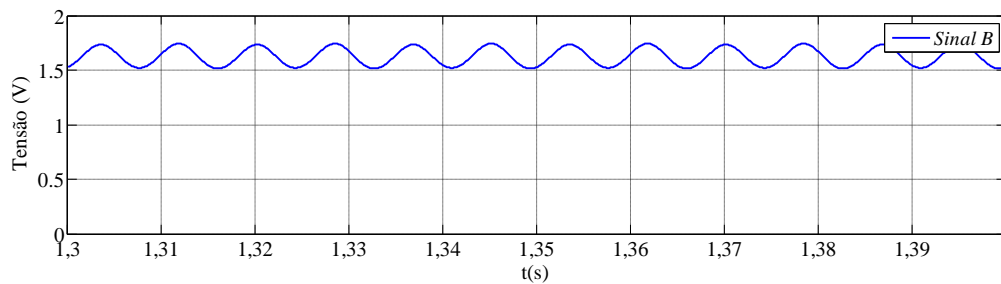
Os novos resultados obtidos são mostrados na [Figura 74](#), onde estão apresentadas as formas de onda para a tensão de saída (v_o) e a corrente injetada na rede elétrica CA (i_L). O total de distorção harmônica obtido para a corrente de saída é de 4,38% e o fator de potência do sistema de geração PV igual 0,98 (atrasado). Na [Figura 75](#) são apresentadas as formas de onda simuladas para o sinal *B* e o sinal *C*.

Tabela 18. Valores dos componentes do circuito *feedforward*.

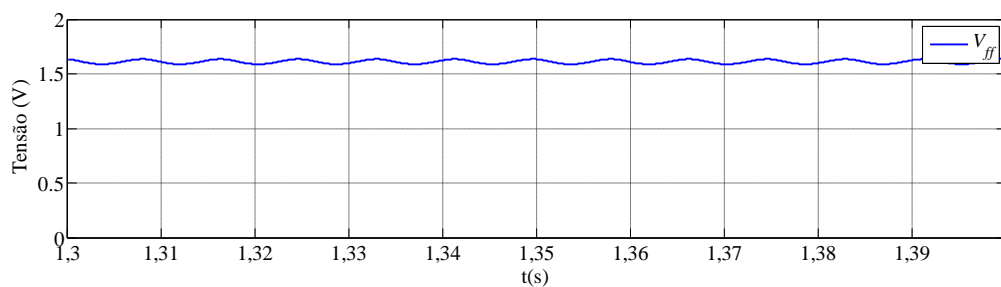
R_{ff1}	910 $k\Omega$
R_{ff2}	91 $k\Omega$
R_{ff3}	36 $k\Omega$
C_{ff1}	120 nF
C_{ff2}	680 nF

Com o objetivo de verificar o comportamento dinâmico do sistema de controle, foram simulados transitórios na radiação solar. Para emular tal situação, inicialmente é considerado o sistema operando em regime com a condição de radiação solar de $500\text{W}/\text{m}^2$. Em $t=1,50\text{s}$, o valor da radiação sofre um aumento em degrau para $1000\text{W}/\text{m}^2$. Quando há essa variação na intensidade da radiação solar, o sistema de controle atua aumentando o valor da corrente (i_L) injetada na rede elétrica CA, cuja finalidade é manter constante a tensão no barramento CC (V_{cc}). Nota-se que a tensão do barramento CC é regulada em $202,2\text{V}$, sendo

este o valor de máxima potência do arranjo fotovoltaico para a condição de $1000\text{W}/\text{m}^2$ e 25°C . Esta situação é ilustrada na [Figura 76](#), onde são apresentadas as formas de onda para a tensão de saída (v_o), corrente de saída (i_L), tensão do barramento CC (v_{cc}), potência de entrada do sistema (p_{in}), potência de saída (p_{out}) e a radiação solar (P_{sun}), sendo considerada a temperatura de 25°C . Na [Figura 77](#) são apresentadas as formas de onda dos sinais de controle da malha externa (sinal B) e da ação preditiva (saída do circuito *feedforward* V_{ff} , ou sinal C).

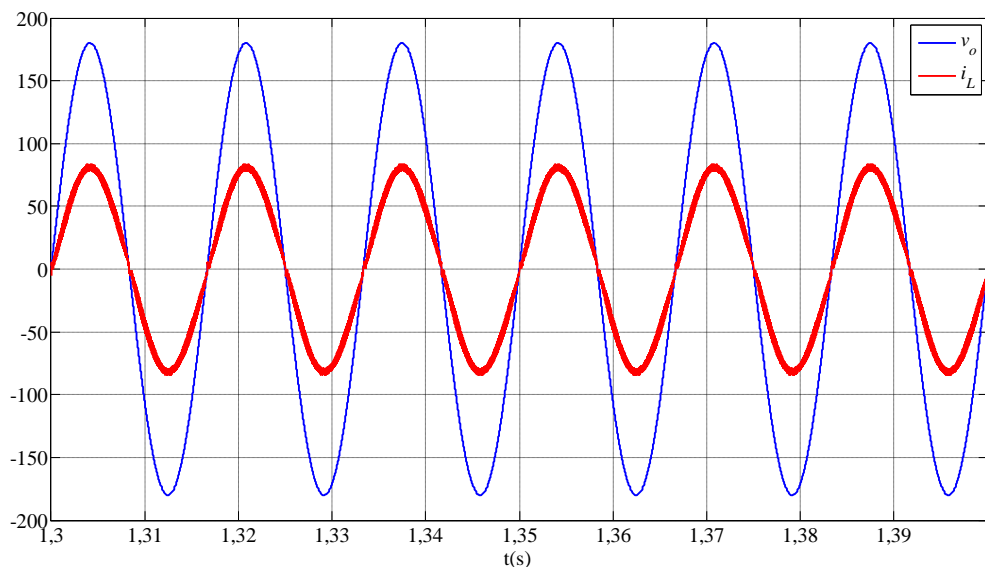


(a)

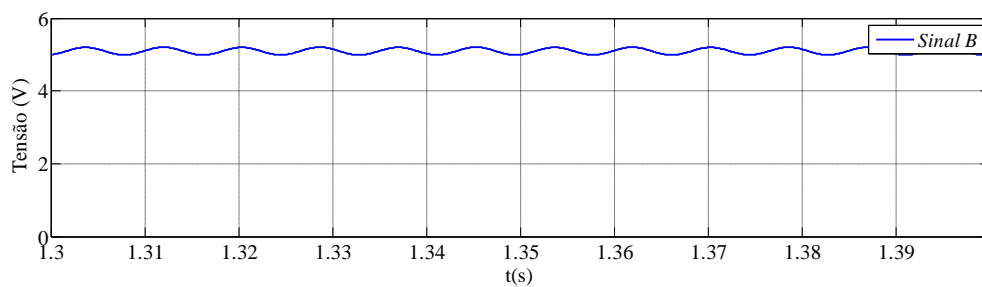


(b)

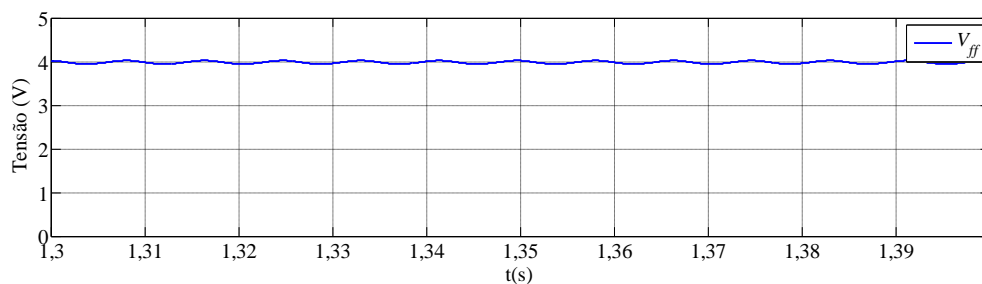
[Figura 73](#). Sinais de controle: (a) Sinal B – saída do controlador de tensão; (b) Sinal C – tensão de *feedforward*.



[Figura 74](#). Corrente injetada na rede ($i_L \times 10$) e forma de onda da tensão da rede (v_o) – temperatura de 25°C .

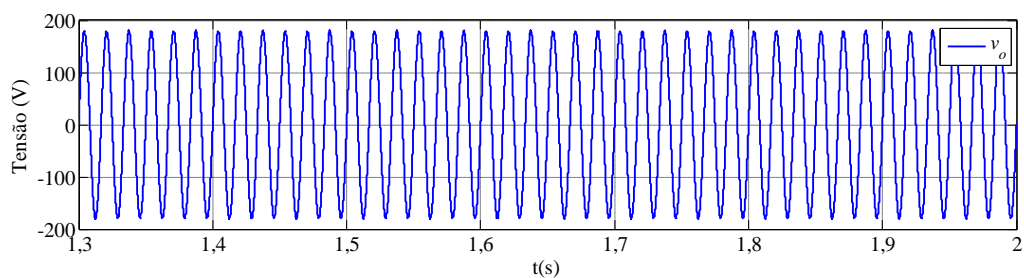


(a)

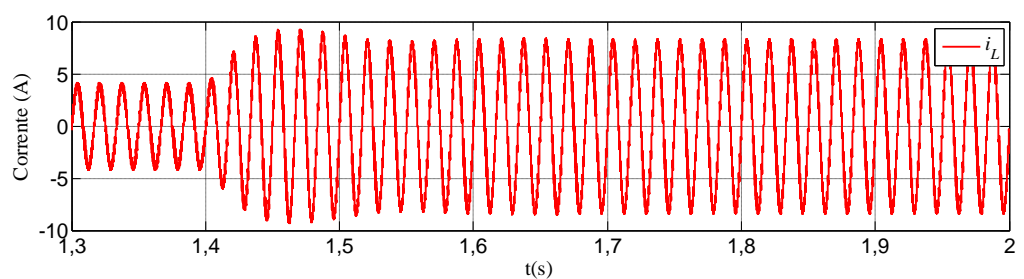


(b)

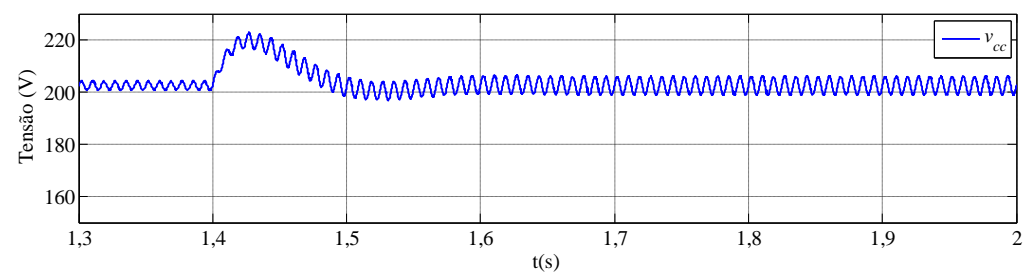
Figura 75. Sinais de controle: (a) Sinal B – saída do controlador de tensão; (b) Sinal C – tensão de *feedforward*.



(a)



(b)



(c)

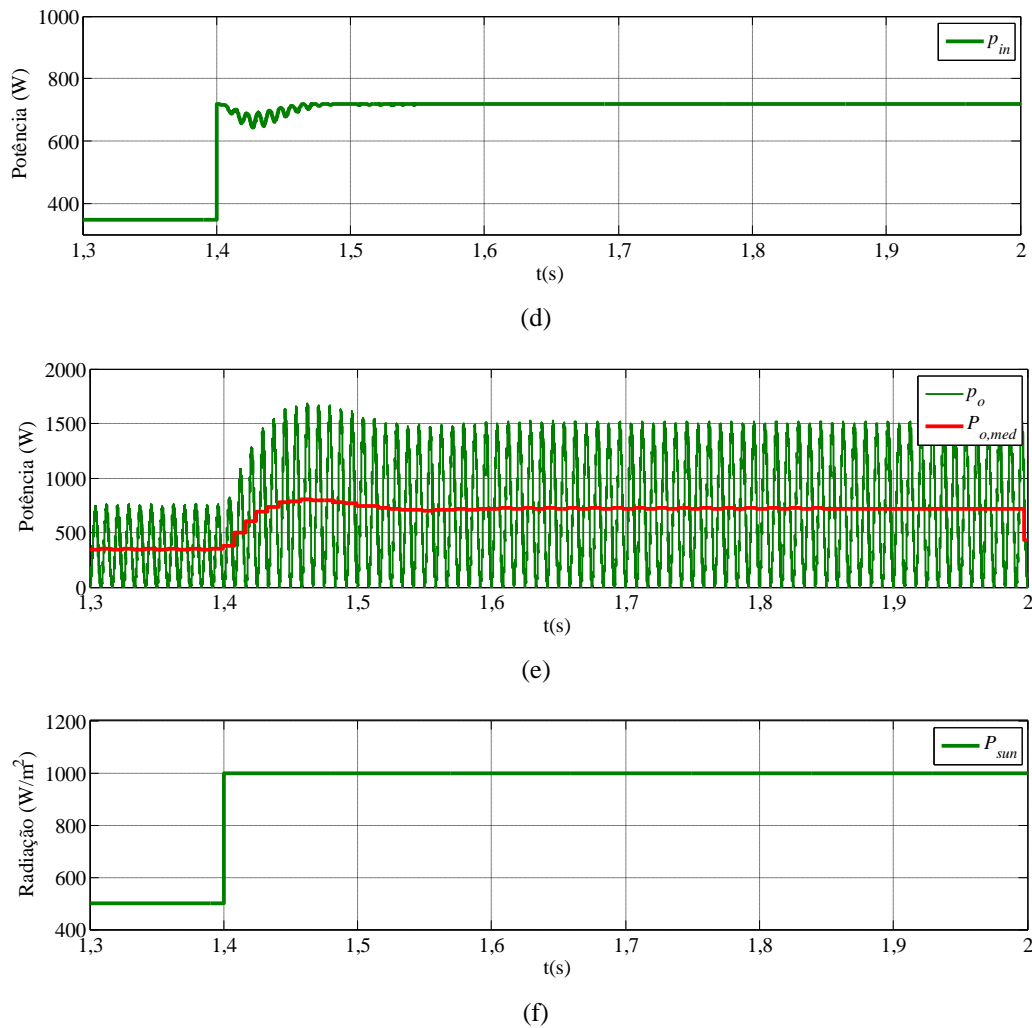
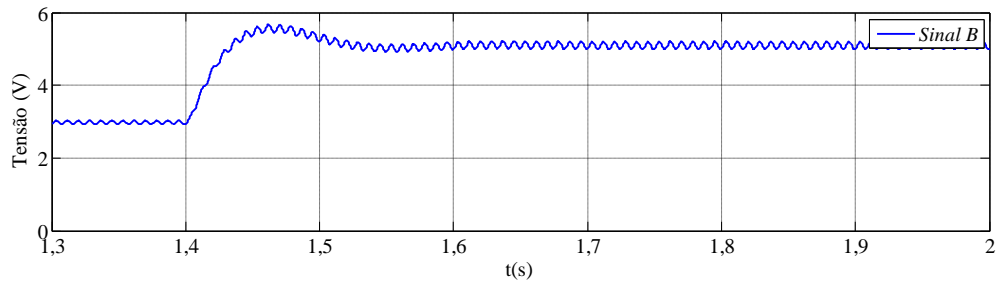


Figura 76. Degrau de radiação solar: (a) tensão de saída (v_o); (b) corrente de saída (i_L); (c) tensão do barramento CC (v_{cc}); (d) potência de entrada do sistema (p_{in}); (e) potência de saída (p_{out}); (f) radiação solar (P_{sun}) – temperatura de 25°C.

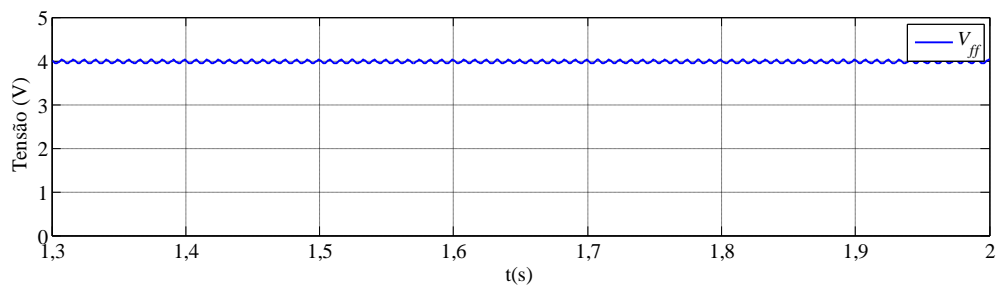
Buscando analisar o desempenho do sistema em uma situação prática, este é submetido a variações gradativas de radiação solar. Esta análise tem como objetivo verificar o desempenho do sistema frente a condições próximas as reais, uma vez que as variações tanto de radiação solar quanto para a temperatura ocorrem lentamente. Para esta simulação, é considerado o sistema operando inicialmente em regime com radiação solar de $800\text{W}/\text{m}^2$. Em $t=1,40\text{s}$, o valor da radiação sofre um decremento com taxa de $-5000\text{W}/\text{m}^2.\text{s}$, até o valor de $500\text{W}/\text{m}^2$, em $t=1,60\text{s}$. A partir de $t=1,60\text{s}$, a radiação solar permanece constante. Esta situação é ilustrada na [Figura 78](#), onde são apresentadas as formas de onda para a tensão de saída (v_o), corrente de saída (i_L), tensão do barramento CC (v_{cc}), potência de entrada do sistema (p_{in}), potência de saída (p_{out}) e a radiação solar (P_{sun}), para a temperatura de 25°C. Na [Figura 79](#) são apresentadas as formas de onda dos sinais de controle da malha externa (sinal B) e da ação preditiva (V_{ff} , ou sinal C).

Com intuito de verificar a ação da preditiva, ou ação *feedforward*, é então emulada

uma variação da tensão da rede elétrica CA. Para tal, é realizado um degrau na tensão de saída de -12% e observada a ação do controle. Na [Figura 80](#) são apresentados os resultados obtidos para esta análise, onde são apresentadas as formas de onda para a tensão de saída (v_o), corrente de saída (i_L), tensão do barramento CC (v_{cc}), potência de entrada do sistema (p_{in}), potência de saída (p_{out}) e a radiação solar (P_{sun}), sendo considerada a temperatura de 25°C. Na [Figura 81](#) são apresentadas as formas de onda dos sinais de controle (sinal B e sinal C).

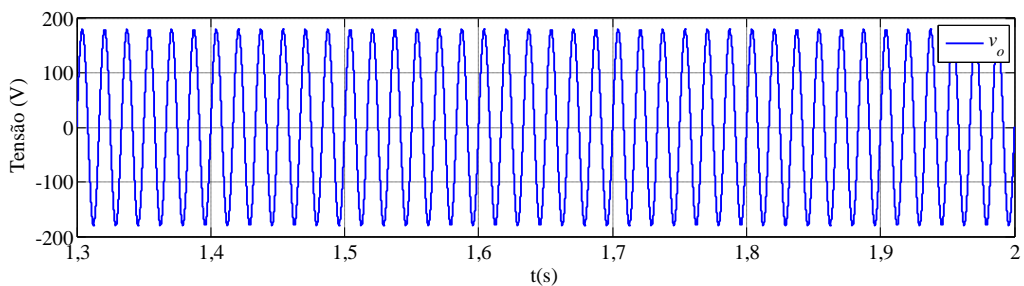


(e)

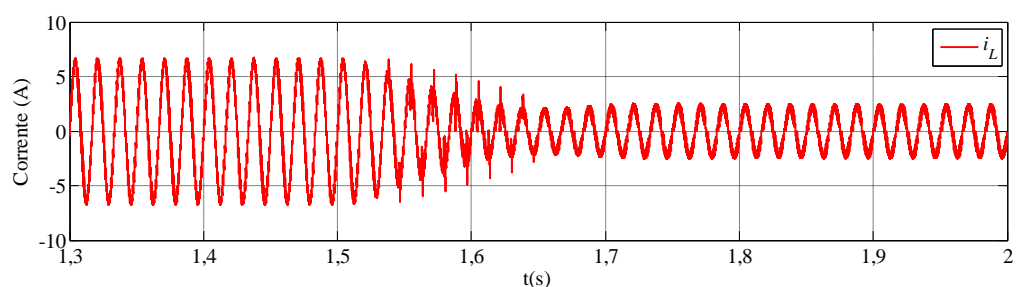


(f)

[Figura 77](#). Sinais de controle para degrau de radiação solar: (a) Sinal B – saída do controlador de tensão; (b) Sinal C – tensão de *feedforward*.



(a)



(b)

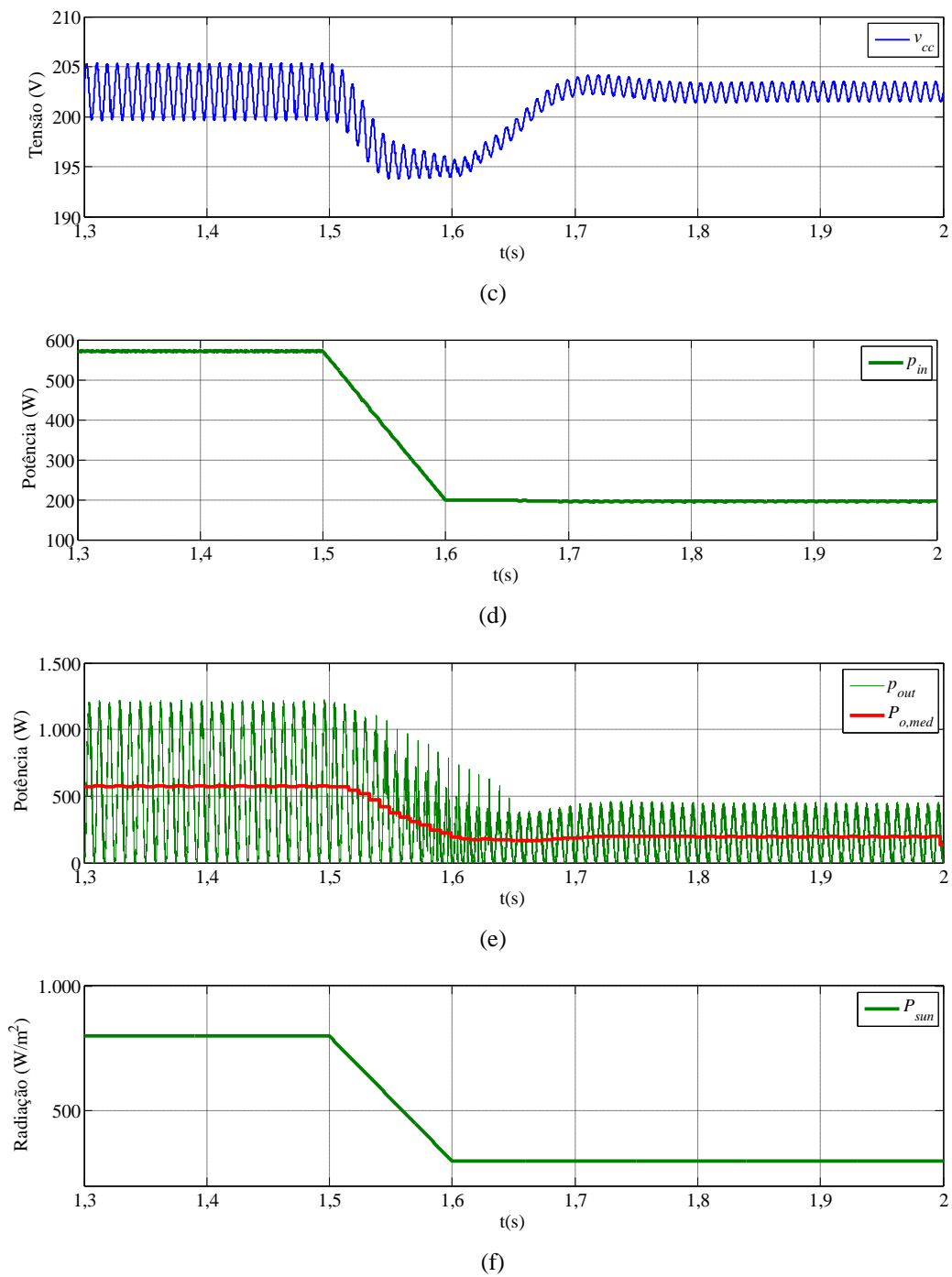
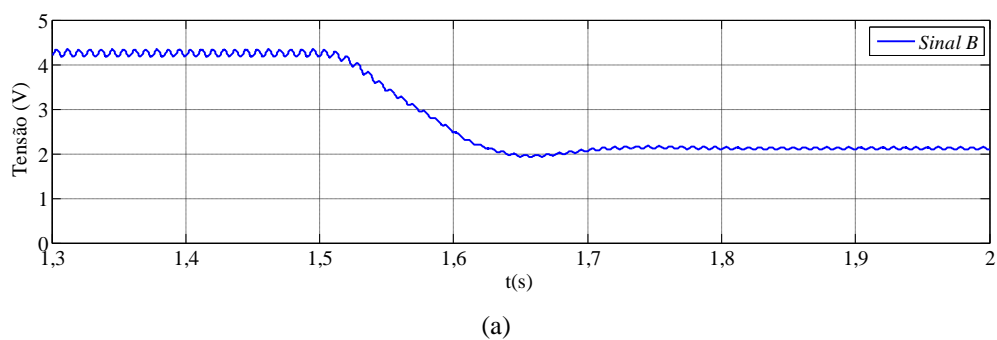
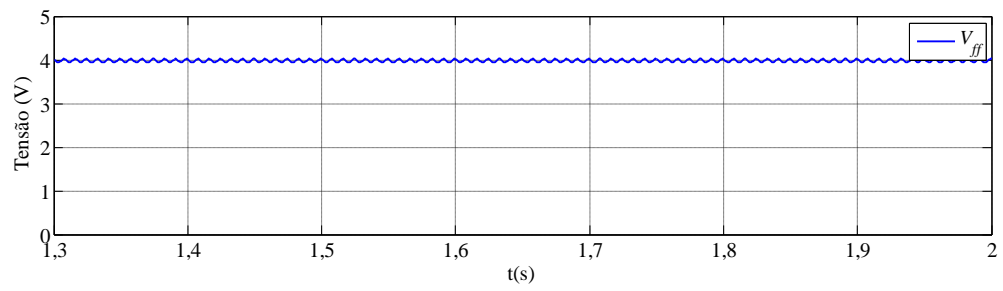


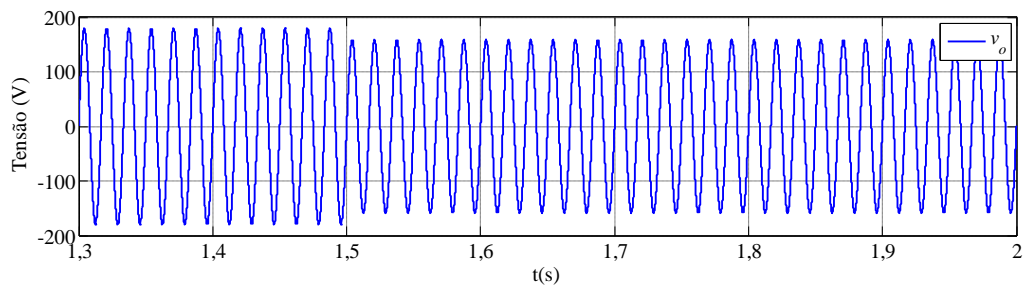
Figura 78. Variação da radiação solar em rampa: (a) tensão de saída (v_o); (b) corrente de saída (i_L); (c) tensão do barramento CC (v_{cc}); (d) potência de entrada do sistema (p_{in}); (e) potência de saída (p_{out}); (f) radiação solar (P_{sun}) – temperatura de 25°C.



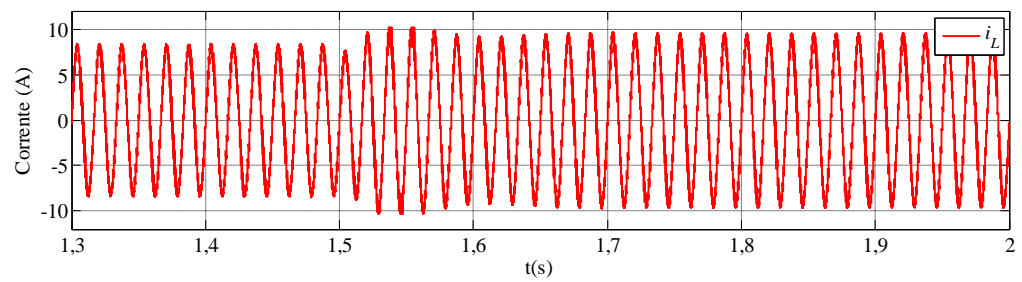


(b)

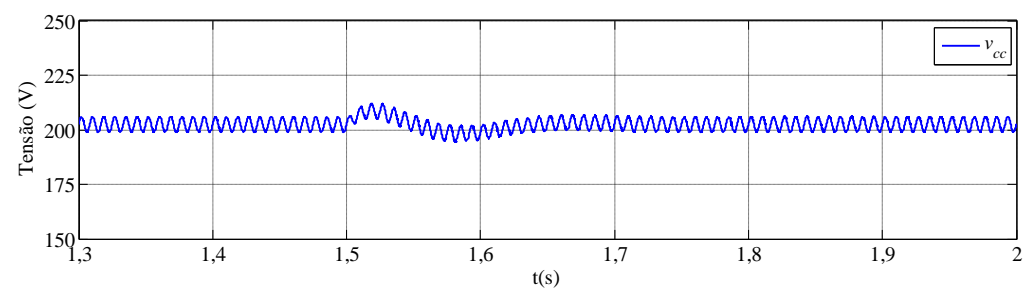
Figura 79. Sinais de controle para variação da radiação solar em rampa: (a) Sinal B – saída do controlador de tensão; (b) Sinal C – tensão de *feedforward*.



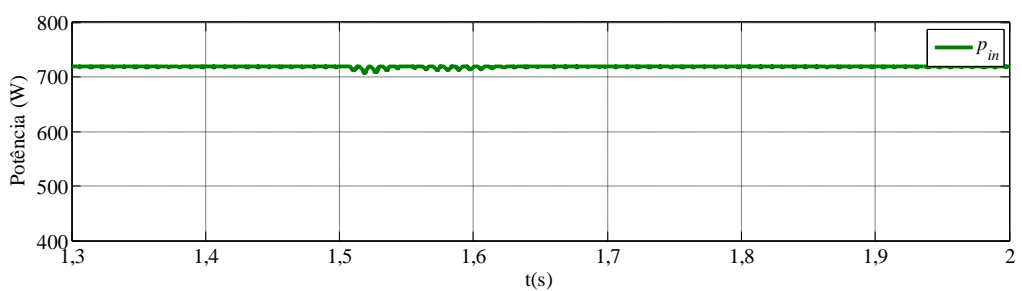
(a)



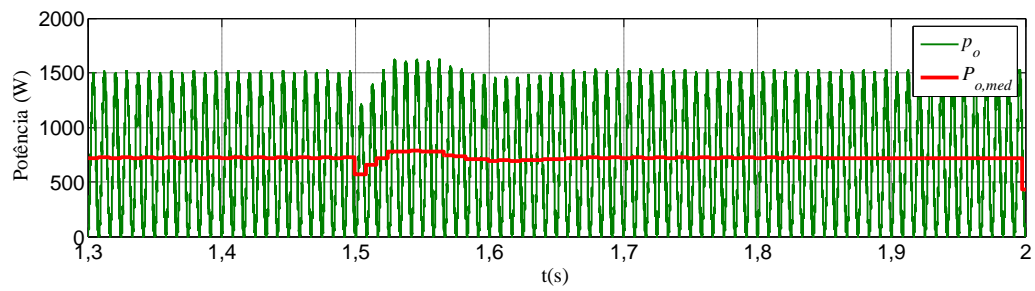
(b)



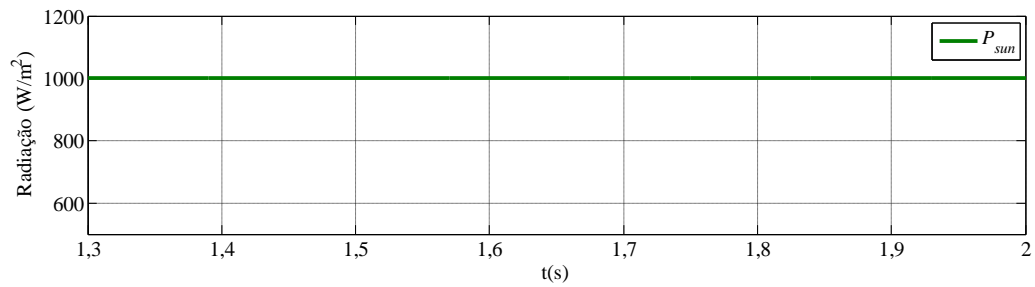
(c)



(d)

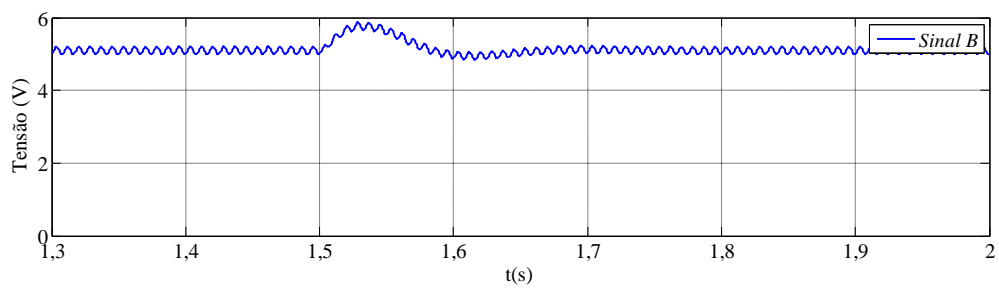


(e)

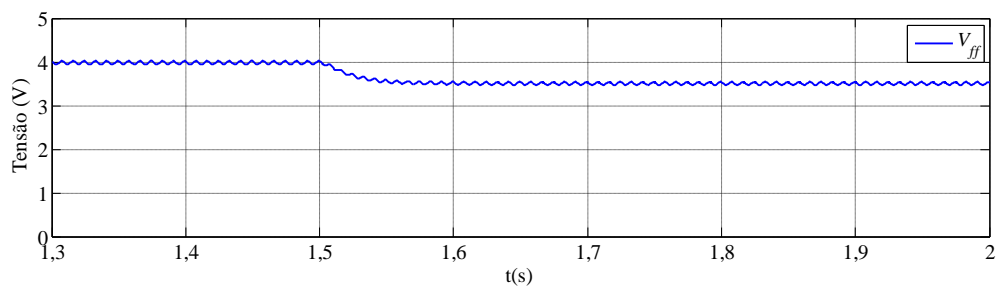


(f)

Figura 80. Variação da tensão de saída: (a) tensão de saída (v_o); (b) corrente de saída (i_L); (c) tensão do barramento CC (v_{cc}); (d) potência de entrada do sistema (p_{in}); (e) potência de saída (p_{out}); (f) radiação solar (P_{sun}) – temperatura de 25°C.



(e)



(f)

Figura 81. Variação da tensão de saída: (a) sinal B; (b) sinal C (V_{ff}) – temperatura de 25°C.

4.8 CONCLUSÕES PARCIAIS

No presente capítulo foram apresentadas todas as etapas envolvidas no projeto do sistema de geração PV. Para uma análise qualitativa e validação do projeto, foram realizadas simulações com o sistema sobre condições adversas de operação.

Na busca por melhorias no projeto inicialmente realizado, foram consideradas modificações no projeto do sistema de controle. Dos resultados obtidos, nota-se que as alterações realizadas permitiram alcançar o objetivo estabelecido para a THD da corrente de saída, sendo alcançado um valor menor que 5%, estando em conformidade ao inicialmente idealizado.

No capítulo seguinte são apresentados os circuitos implementados na construção de um protótipo do sistema. Também são apresentados os circuitos de tempo morto e circuito de *driver* utilizados. Por fim, é comprovada a realização do sistema através dos resultados experimentais obtidos.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 INTRODUÇÃO

Para a comprovação e validação do estudo apresentado nos capítulos anteriores, foi implementado um protótipo do sistema de geração PV. Como ferramenta de análise, utilizou-se um osciloscópio da Tektronix, modelo DPO 3014.

Os dados apresentados neste capítulo foram obtidos através de ensaios realizados no Laboratório Solar Fotovoltaico da Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF).

A seguir, são apresentadas as considerações construtivas do protótipo do sistema de geração PV, onde são apresentados o circuito de tempo morto (do inglês, *dead time circuit*), o circuito de acionamento dos MOSFETs do inversor (do inglês, *driver circuit*) e detalhes construtivos do inversor. E por fim, são apresentados os resultados experimentais.

5.2 PROTÓTIPO DO SISTEMA DE GERAÇÃO PV

A implementação prática do sistema de geração PV consiste na construção de um protótipo, cuja finalidade é comprovar por resultados experimentais o conteúdo teórico apresentado nessa dissertação.

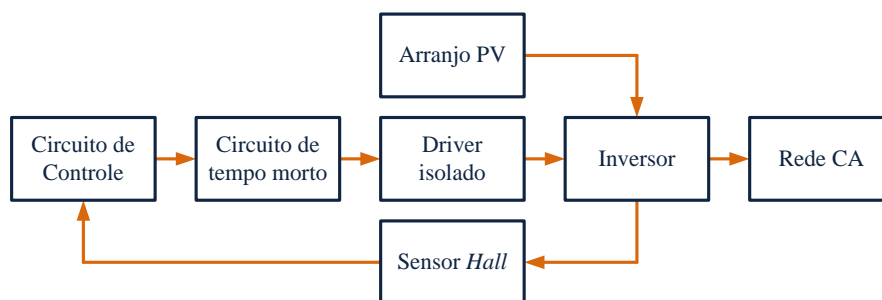
Entretanto, para construção de um protótipo, são necessários circuitos adicionais complementares aos apresentados nos capítulos anteriores, sendo o objetivo destes realizar a interface entre o sistema de controle e o estágio de processamento de energia.

No acionamento do inversor, é importante assegurar que os interruptores pertencentes a um mesmo braço não entrem em condução ao mesmo tempo. O acionamento simultâneo dos interruptores de um mesmo braço ocasiona em um curto-circuito no barramento CC através do braço do inversor. Para evitar este curto-circuito, é inserido um tempo morto t_m entre os sinais de comando que realizam a comutação de $i_L > 0$ para $i_L < 0$, ou vice versa.

Ainda, também é necessário utilizar um circuito capaz de acionar de forma correta os MOSFETs do circuito inversor, uma vez que estes últimos apresentam diferentes referenciais se considerada a topologia do circuito inversor (não apresentam os terminais de source em comum

com a referência do circuito de controle). Para o correto acionamento dos MOSFETs é utilizado um circuito de acionamento denominado por *driver*.

Destas considerações, tem-se a [Figura 82](#), onde é apresentado o diagrama esquemático de montagem do protótipo do sistema de geração PV.



[Figura 82](#). Diagrama de montagem experimental – Protótipo.

5.2.1 Circuito inversor

Na construção do protótipo do sistema de geração PV, são consideradas algumas particularidades para a estrutura do circuito inversor.

Baseando-se nas informações contidas no capítulo 2, tem-se que as características desejadas para o conversor são: apresentar característica de um conversor abaixador, saída em corrente e operar no primeiro e no terceiro quadrantes.

Dos modos de operação para conversor, primeiro e no terceiro quadrantes, e ainda, considerando os estados correspondentes ao modo de acionamento do inversor, ver [Figura 25](#), o inversor foi construído conforme o esquemático apresentado na [Figura 83](#). Nota-se que o braço correspondente aos interruptores $S1$ e $S3$ não apresenta os diodos em anti-paralelo com os MOSFETs. Desta forma, tem-se que o conversor é capaz de operar somente no primeiro e terceiro quadrantes (operação inversora), não sendo este um conversor bi-direcional.

5.2.2 Circuito de tempo morto

O circuito utilizado para geração de tempo morto é composto de dispositivos lógicos

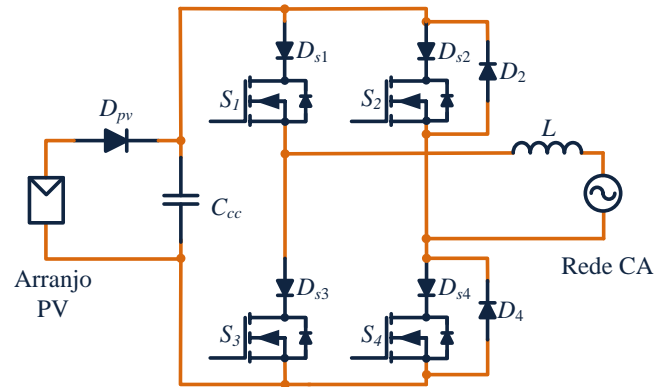


Figura 83. Esquemático utilizado para inversor.

(portas ANDs, CMOS) e dois filtros RC , sendo a constante de tempo de cada filtro utilizada como o tempo morto entre os sinais de comutação de $i_L > 0$ para $i_L < 0$. Na Figura 84 é apresentado o circuito utilizado para tal, onde v_{sp} , v_{sn} e v_{pwm} são respectivamente descritos por: sinal de comutação para $i_L > 0$, sinal de comutação para $i_L < 0$ e sinal PWM (pino 16 do CI UC3854). Ainda, tem-se que os sinais v_{sp} e v_{sn} são as saídas do circuito de identificação de passagem por zero.

Para cálculo do tempo morto são consideradas as características de entrada em condução e bloqueio dos interruptores e diodos adotados para o circuito inversor. Assim, tem-se que os tempos de entrada em condução, $t_{d(on)}$, e corte, $t_{d(off)}$, máximos do MOSFET IRF740 são $21ns$ e $75ns$ respectivamente. E, o tempo de recuperação máximo para o diodo MUR860, t_{rr} , é de $50ns$.

Então, para cálculo do tempo morto, t_m , tem-se que:

$$t_m > 75ns . \quad (5.1)$$

Neste trabalho, o tempo morto inicialmente utilizado foi de $300ns$, o que garante a condição acima descrita. Devido a ruídos inerentes ao circuito de verificação de passagem por zero, foi necessário aumentar o valor de tempo morto a fim de evitar um curto-circuito no barramento CC através dos interruptores do inversor.

Na Figura 85 são apresentados os sinais de saída do circuito de identificação de passagem por zero, onde podem ser observados os ruídos existentes nos sinais v_{sp} e v_{sn} . Para minimizar os efeitos causados por estes ruídos, foi inserido um capacitor de $100pF$ em paralelo com o resistor de $3,3k\Omega$, conforme apresentado na Figura 86.

Após a modificação no circuito de identificação de passagem por zero, tem-se os sinais obtidos na saída mesmo, sendo estes apresentados na Figura 87. Nota-se que esta modificação resultou na eliminação dos ruídos, mas atrasos são inseridos nos sinais de comando v_{sp} e v_{sn} , ocasionando em prejuízos ao fator de potência do sistema de geração PV.

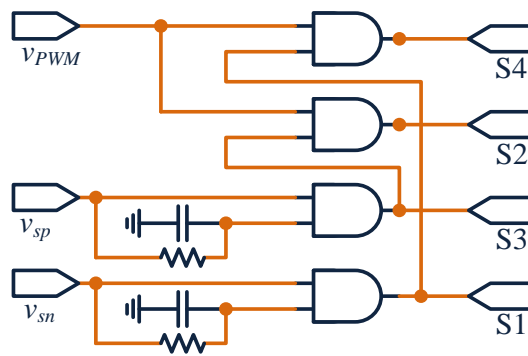


Figura 84. Circuito de tempo morto.

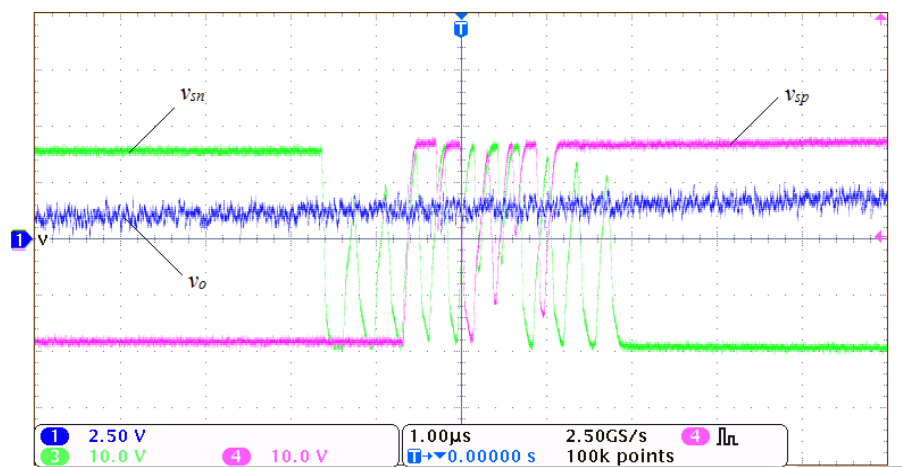


Figura 85. Sinais de saída do circuito de identificação de passagem por zero: (v_{sp}) sinal de comutação para $i_L > 0$, (v_{sn}) sinal de comutação para $i_L < 0$ e (v_o) tensão da rede CA.

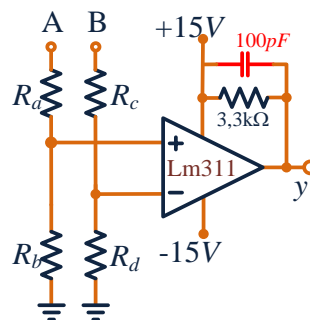


Figura 86. Circuito de verificação de passagem por zero modificado.

5.2.3 Circuito de disparo dos MOSFETs

O circuito utilizado para disparo dos MOSFETs é composto por optoacopladores e de fontes isoladas para cada um dos interruptores do inversor. A utilização deste circuito

permite fornecer sinais de comando com níveis de tensão adequados para que os interruptores comutem de maneira eficaz. Os sinais de controle aplicados nos *gates* dos interruptores são comutados entre -15V e 15V, correspondendo aos comandos de fechamento e abertura respectivamente. Na Figura 88 é apresentado o circuito de acionamento adotado na montagem do protótipo, sendo o modelo do optoacoplador utilizado TLP250 (TOSHIBA, 2002).

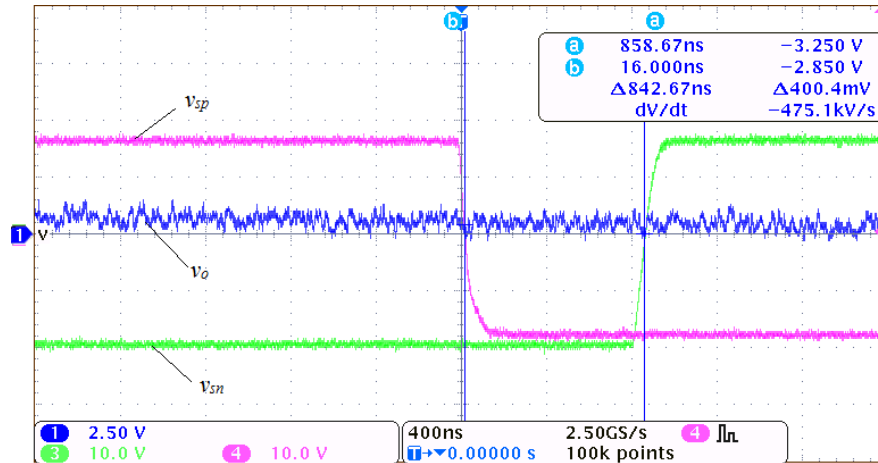


Figura 87. Sinais de saída do circuito de identificação de passagem por zero após modificações: (v_{sp}) sinal de comutação para $i_L > 0$, (v_{sn}) sinal de comutação para $i_L < 0$ e (v_o) tensão da rede CA.

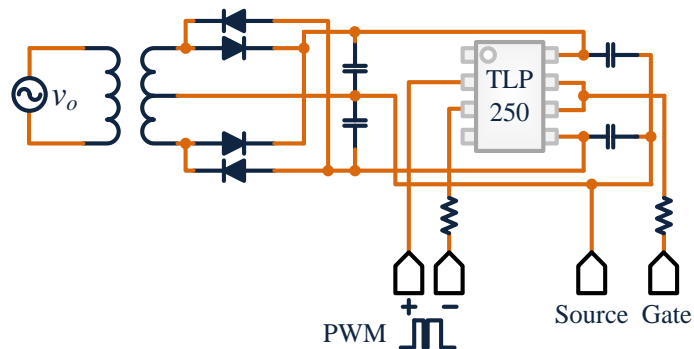


Figura 88. Circuito de disparo dos MOSFETs – driver.

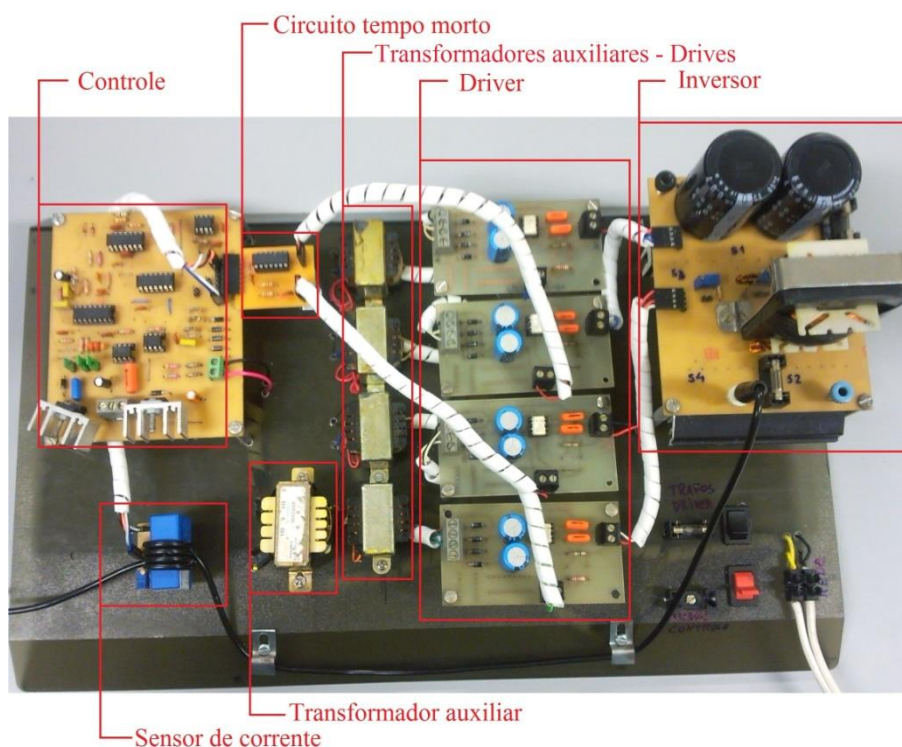
5.2.4 Montagem do sistema de geração PV

Na Figura 89 é mostrada uma foto do protótipo do sistema de geração PV montado em laboratório, onde cada uma das partes foi designada por sua respectiva função. Conforme o apresentado, o protótipo pode ser dividido em sub-circuitos, os quais são listados por:

- ✓ Circuito de controle;
- ✓ Circuito de tempo morto;
- ✓ Circuito de acionamento dos MOSFETs;
- ✓ Circuito de potência;
- ✓ Circuito de medição da corrente de saída.

A configuração do arranjo fotovoltaico empregada para os ensaios é apresentada na [Figura 90](#), onde foram conectados seis painéis BP SX120 em série. Esta configuração para o arranjo fotovoltaico totaliza em uma potência nominal de 720W, se considerada a condição de $1000W/m^2$ e $25^{\circ}C$.

Os esquemáticos dos circuitos que compõem o sistema de geração PV, os quais foram utilizados na confecção dos PCBs (do inglês, *Printed Circuit Board*) são apresentados no Anexo B dessa dissertação.



[Figura 89](#). Foto do protótipo do sistema de geração PV.

5.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A seguir são mostradas várias formas de onda obtidas com o protótipo experimental

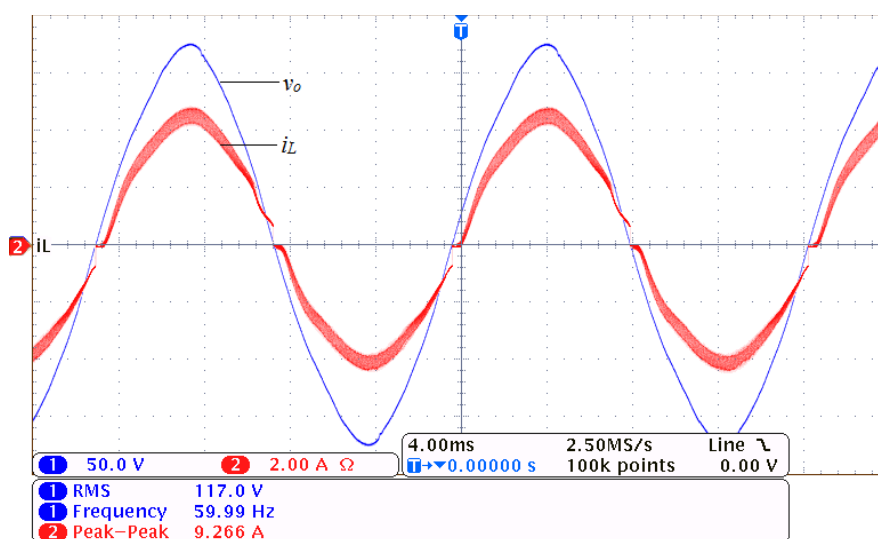
montado no laboratório solar da UFJF. Para os ensaios, a corrente de saída do sistema de geração PV foi injetada em uma resistência de 22Ω . O valor adotado para a resistência foi baseado nas condições nominais de operação do sistema para a injeção de corrente em potência nominal.

Como o objetivo é injetar potência ativa na rede elétrica CA, os testes realizados injetando corrente em uma resistência podem ser utilizados para validar e comprovar o desempenho do circuito de controle, assim como da estrutura do circuito de potência.

Na [Figura 91](#) são apresentadas as formas de onda obtidas para a corrente de saída (i_L) do sistema de geração PV e a tensão da rede elétrica CA, sendo esta última utilizada como referência para o circuito de controle. O total de distorção harmônica obtido para a corrente de saída foi de 6,39%.

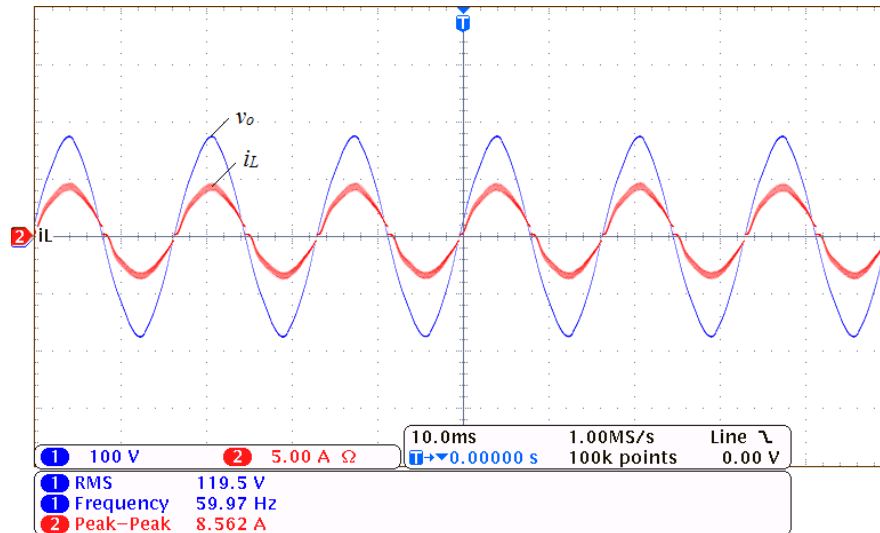


[Figura 90](#). Foto do arranjo fotovoltaico utilizado – Laboratório Solar, UFJF.

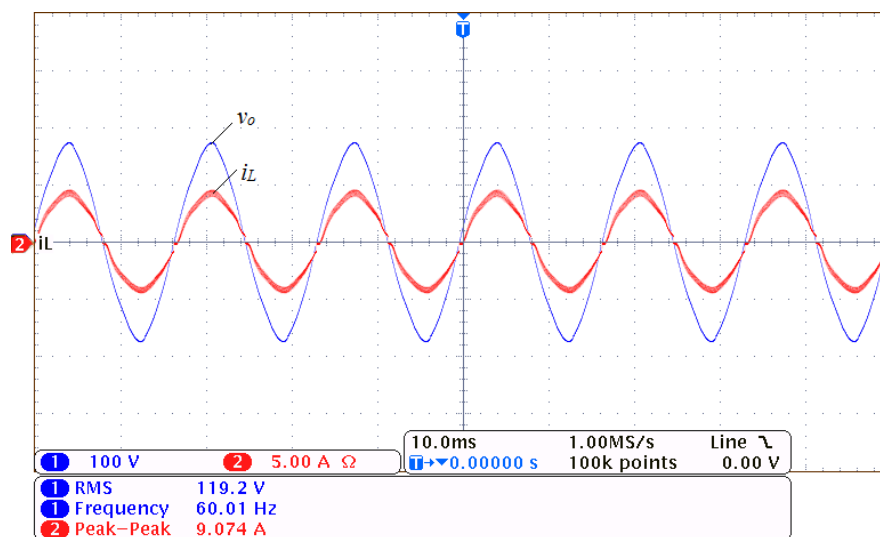


[Figura 91](#). Formas de onda experimentais: (v_o) tensão de saída e (i_L) corrente de saída.

Com o objetivo de evidenciar o comportamento do sistema de geração PV em diferentes condições de operação, tem-se a [Figura 92](#). Nesta, são mostradas as formas de onda para a corrente de saída i_L (injetada em uma resistência) e da tensão da rede elétrica CA sobre diferentes condições de radiação solar.



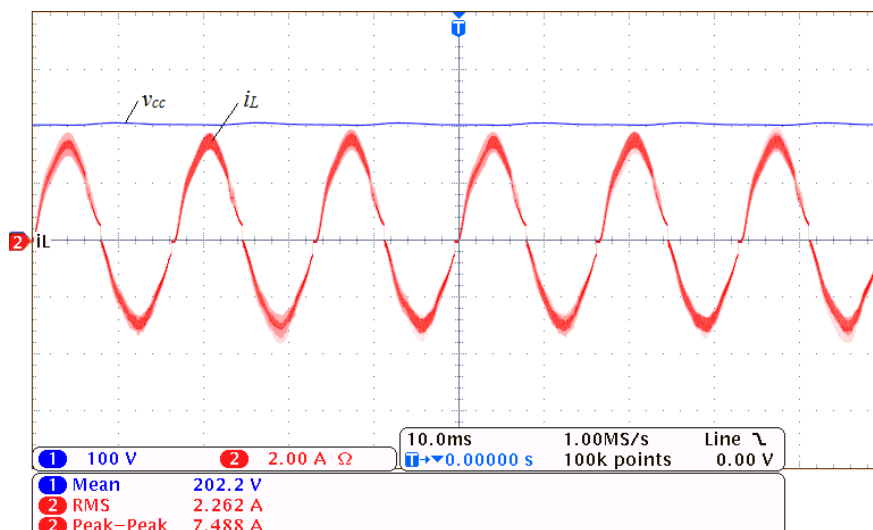
(a)



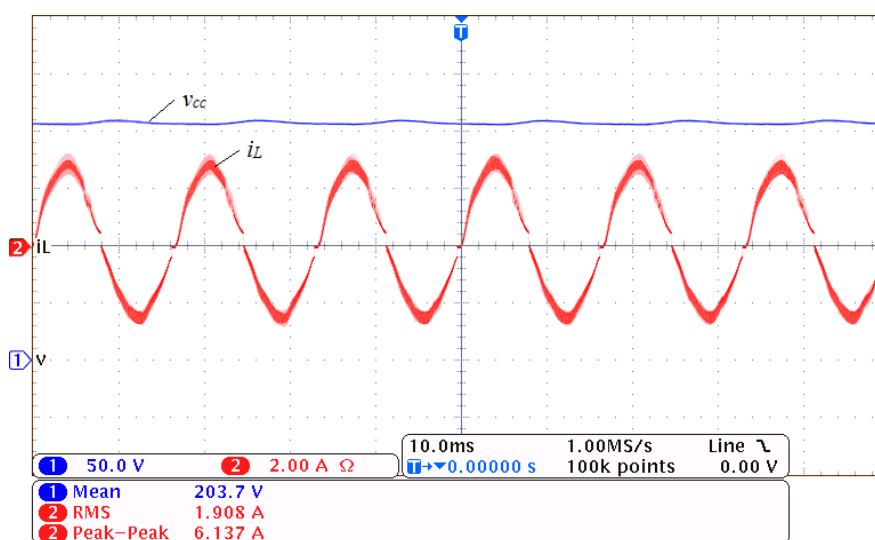
(b)

[Figura 92](#). Formas de onda experimentais: (v_o) tensão de saída e (i_L) corrente de saída.

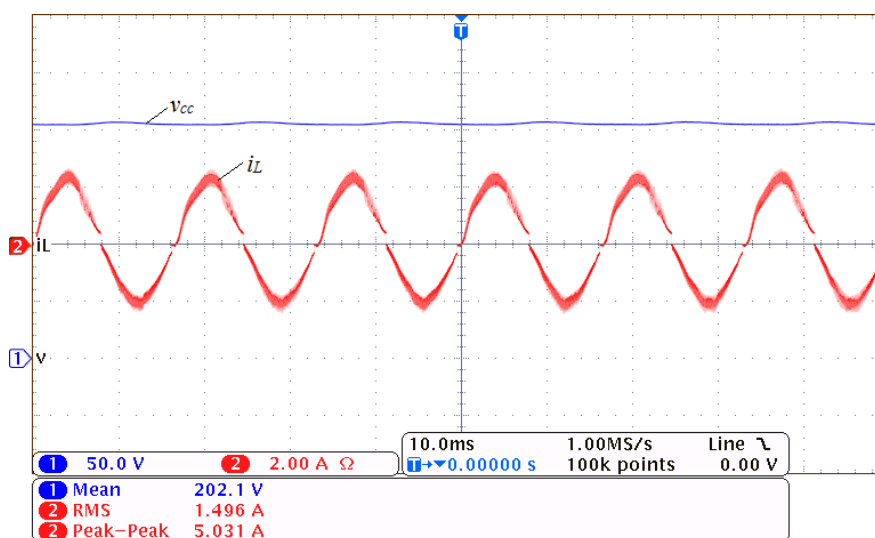
Na [Figura 93](#) são apresentadas as formas de onda para a tensão do barramento CC (v_{cc}) e para a corrente de saída (i_L) do sistema de geração PV. Estas são apresentadas para diferentes condições de radiação solar, onde pode ser notado que a tensão do barramento CC permanece regulada em aproximadamente 202V. Vale salientar, que este valor de tensão é correspondente a tensão de máxima potência do arranjo fotovoltaico sobre a condição de $1000W/m^2$ a $25^\circ C$.



(a)



(b)



(c)

Figura 93. Formas de onda experimentais para diferentes condições de radiação solar: (v_{cc}) tensão do barramento CC e (i_L) corrente de saída.

5.3.1 Medidas de desempenho do sistema de geração PV

A fim de verificar a eficiência do sistema de geração PV, foram realizadas medidas simultâneas nas variáveis de entrada e nas variáveis de saída do protótipo. Os resultados obtidos são apresentados na [Tabela 19](#), sendo estes: corrente, tensão e potência de entrada; e, corrente e potência de saída. Destes valores é calculado o rendimento do sistema, que encontra-se próximo a 90%, sobre a condição de operação com potência em torno de 35% do valor da potência nominal do sistema.

Tabela 19. Medidas das variáveis de entrada e saída do sistema experimental (saída: resistor de 22Ω).

Medidas	Entrada			Saída		
	V_{cc}	I_{pv}	P_{in}	i_L	P_{out}	η
1	202,5 V	1,31 A	265,27 W	3,27 A	235,53 W	88%
2	200,9 V	1,31 A	263,18 W	3,24 A	231,66 W	88%
3	202,2 V	1,23 A	248,71 W	3,17 A	221,77 W	89%

5.4 CONCLUSÕES PARCIAIS

O presente capítulo abordou a implementação de um protótipo do sistema de geração PV, monofásico, para conexão com a rede elétrica de distribuição.

Foram apresentados alguns resultados experimentais a fim de validar e comprovar o conteúdo teórico descrito nessa dissertação.

A implementação foi dividida em três partes, podendo ser identificadas por: especificação e construção do circuito de potência, circuito de interface (*driver*) e projeto e construção do circuito de controle.

O sistema foi operado com potência reduzida devido às condições climáticas nos dias em que foram realizados os ensaios. Contudo, as formas de onda apresentadas podem ser usadas para demonstrar a conformidade do modelo experimental com os resultados simulados e a modelagem teórica.

6 CONCLUSÕES FINAIS E TRABALHOS FUTUROS

6.1 CONCLUSÕES FINAIS

Neste trabalho foi apresentada uma topologia de conversor estático de único estágio aplicado ao processamento e condicionamento da energia elétrica gerada em sistemas solares fotovoltaicos, não-isolados, conectados à rede elétrica CA. A estrutura utilizada para o sistema de controle permite que o sistema opere injetando na rede uma corrente com baixa taxa de distorção harmônica além de garantir um alto fator de potência ao sistema. Através dos resultados de simulação e dos resultados experimentais, verificou-se que os objetivos inicialmente propostos foram alcançados de forma satisfatória.

A topologia empregada neste estudo baseou-se em um inversor tipo VSI, cujos interruptores foram controlados para fornecer uma corrente quase senoidal e em fase com a tensão da rede elétrica CA, transferindo potência ativa para o sistema de distribuição.

Para controle do conversor foi empregada a técnica de controle por corrente média. Conforme pode ser verificado, o controle do sistema de geração PV foi implementado através da utilização do circuito integrado UC3854, fabricado pela *Texas Instruments*.

Buscando sintetizar toda abordagem realizada nesse trabalho, a seguir são destacadas as principais contribuições de cada capítulo.

O Capítulo 2 abordou toda idealização e analogias possíveis consideradas para a construção do sistema de geração PV o qual é proposto nessa dissertação. Também foram apresentadas e comparadas as características do VSI operando com modulação PWM para tensão de saída bipolar e unipolar no modo de condução contínua.

No Capítulo 3 foi apresentada a estrutura de controle utilizada, assim como as análises detalhadas para o comportamento dinâmico do sistema de geração PV.

No Capítulo 4 foram apresentados todos os cálculos de dimensionamento dos componentes do sistema de potência (indutor de saída, capacitor do barramento CC e semicondutores) e projeto do sistema de controle (projeto dos compensadores de corrente, tensão e projeto dos elementos externos ao CI UC3854). Neste capítulo também foram abordados os circuitos adicionais adaptadores ao sistema de controle, já que o CI utilizado foi idealizado para a aplicação em sistemas de correção de fator de potência. Resultados de

simulação foram apresentados no final do capítulo a fim de avaliar o desempenho do projeto realizado.

Para validação e comprovação do sistema proposto, o Capítulo 5 apresentou um protótipo o qual foi submetido a ensaios práticos no Laboratório Solar da UFJF.

A seguir são realizadas análises de todas as informações e considerações dispostas ao longo dos capítulos dessa dissertação.

Analisando a estrutura de controle utilizando o circuito integrado UC3854, são inerentes à utilização do mesmo dois tipos de distorções para a corrente de saída, sendo estas associadas às formas dos sinais de controle (malha externa e da ação preditiva) e a estrutura interna do CI UC3854.

As distorções provocadas pelos sinais de controle são devido à presença de segundo harmônico no sinal de controle da malha externa e no sinal de saída do circuito *feedforward*. Conforme já mencionado, a porcentagem de segundo harmônico contido nestes sinais provoca uma mesma quantidade de terceiro harmônico na corrente de saída do sistema. Assim, tem-se que o controlador da malha externa juntamente com o circuito *feedforward* foram projetados de forma a minimizar os efeitos do segundo harmônico sobre a variável de saída do sistema.

A segunda fonte de distorção é inerente a estrutura interna do CI UC3854, sendo esta associada à passagem da corrente de saída por zero. Nos capítulos anteriores, nota-se que a corrente de saída, i_L , é drasticamente afetada nestes instantes. Tal distorção é provocada devido à necessidade de uma corrente de polarização no pino 6, onde é configurado o sinal de referência para i_L . O formato, fase e frequência utilizados como referência para i_L são obtidos através de um sinal em corrente entrando no pino 6. Nota-se que a corrente de entrada deste pino é configurada através dos resistores R_{vac} e R_{b1} , ver [Figura 63](#). Com R_{vac} configura-se a forma de onda da corrente de entrada e, através da utilização de R_{b1} , garante-se uma corrente de polarização no pino 6, onde este último foi configurado com valor de $182\mu A$ (calculada conforme tensão no pino, 6V).

Contudo, esta dissertação apresentou um sistema de geração solar fotovoltaico para conexão em paralelo com a rede elétrica de distribuição, sendo abordada a possibilidade de implementação através de um circuito integrado de baixo custo. Ao final, conclui-se a viabilidade da aplicação deste CI sendo que os requisitos de qualidade para injeção de potência na rede foram alcançados.

6.2 TRABALHOS FUTUROS

Como temas para futuros desdobramentos desse trabalho de pesquisa são sugeridos:

- ✓ Testar e implementar outros algoritmos de rastreamento da máxima potência;
- ✓ Investigar e implementar técnicas de detecção de ilhamento;
- ✓ Implementar o sistema em dispositivos digitais (microcontroladores);
- ✓ Comparar os resultados obtidos utilizando o sistema de controle analógico (UC3854) com os resultados obtidos utilizando o sistema de controle digital;
- ✓ Comparar custos: controle analógico *x* controle digital;
- ✓ Comparar dimensões dos sistemas: controle analógico *x* controle digital.

REFERÊNCIAS

- ABERLE, A. G.; WENHAM, S. R.; GREEN, M. A. A New Method for Accurate Measurements of the Series of Solar Cells. **IEEE Photovoltaic Specialists Conference**, 1993.
- ALMEIDA, P. M. et al. Desempenho de Métodos Ativos de Detecção de Ilhamento para Sistemas de Geração Fotovoltaicos Baseados em Realimentação Positiva da Tensão e da Frequência. Congresso Brasileiro de Automática. **Congresso Brasileiro de Automática (CBA)**, Bonito, 2010.
- BAKER, D. M.; AGELIDIS, V. G.; NAYAR, C. V. A Comparison of Tri-Level and Bi-Level Current Controlled Grid-Connected Single-phase Full-Bridge Inverters. **ISIE'97**, Guimarães, 1997. 463-468. IEEE Catalog Number: 97TH8280.
- BARBI, I.; SOUZA, A. F. D. **Apostila Correção de Fator de Potência**. Florianópolis: [s.n.], 1993.
- BPSOLAR. BP SX 120 Data Sheet. **Site da BPSolar**, 2001. Disponível em: <www.solarcells.com/techinfo/docs/>. Acesso em: Agosto 2010.
- BRAGA, H. A. C.; BARBI, I. A 3-kW Unity-Power-Factor Rectifier Based on a Two-Cell Boost Converter Using a New Parallel-Connection Technique. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 14, January 1999. 209-217.
- BROSILOW, C.; JOSEPH, B. **Techniques of Model-Based Control**. [S.l.]: Prentice Hall, 2002. ISBN 0-13-028078-X.
- CASARO, M. M.; MARTINS, D. C. Modelo de Arranjo Fotovoltaico Destinado a Análise em Eletrônica de Potência Via Simulação, 13, 2008. 141-146. no.3.
- CASTAÑER, L.; SILVESTRE, S. **Modeling Photovoltaic Systems**. [S.l.]: John Wiley and Sons, 2002.
- CAVALCANTI, M. C. et al. Comparative Study of Maximum Power Point Tracking for Photovoltaic Systems. **Brazilian Journal of Power Electronics**, 12, 2007. 163-171.

COELHO, R. F.; CONGER, F. M.; MARTINS, D. C. A MPPT Approach Based on Temperature Measurements Applied in PV Systems. **IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON)**, São Paulo, 2010.

DAMASCENO, D. D. M. S. **Metodologia de Projeto de Conversores Boost para Correção de Fator de Potência Aplicada a Sistemas Ininterruptos de Energia**. Santa Maria: Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - UFSM, 2006.

DEMONTI, R. **Sistema de Co-Geração de Energia Elétrica a Partir de Painéis Fotovoltaicos**. Florianópolis: Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - UFSC, 1998. 106 p.

DIXON, L. **High Power Factor Preregulator for Off-line Power Supplies**. [S.l.]: Unitrode Power Supply Seminar Handbook, 1988.

DIXON, L. **Average Current Mode Control of Switching Power Supplies**. [S.l.]: Unitrode Power Supply Seminar Handbook, 1990.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. New York: Kluwer Academic/Plenum Publishers, 2001. ISBN 0-7923-7270-0.

ESRAM, T.; CHAPMAN, P. L. Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Technics, 22, n. 2, June 2007. 439-449.

FARANDA, R.; LEVA, S.; MAUGERI, V. MPPT techniques for PV Systems: Energetic and cost comparison. **Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century**, July 2008. 1-6.

GOW, J. A.; MANNING, C. D. Development of a Photovoltaic Array Model for Use in Power Electronics Simulation Studies. **IEE Proc. on Electric Power**, 146, March 1999. 193-200.

GRUPO DE TRABALHO DE ENERGIA SOLAR - CEPEL. **Manual de Engenharia para sistemas fotovoltaicos**. Rio de Janeiro: [s.n.], 2004.

HART, G. W.; BRANZ, H. M.; COX, C. H. Experimental tests of open-loop maximum-power-point tracking techniques. **Solar Cells**, 13, 1984. 185-195.

IEEE STD 929-2000. **Recommended practice for utility interface of photovoltaics systems.** [S.l.]. 2000.

INTERNATIONAL RECTIFIER. IRF740 Data Sheet. **Site da International Rectifier**, 2002. Disponível em: <www.irf.com/product-info/datasheets/data/irf740.pdf>. Acesso em: Janeiro 2011.

KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 41, September/October 2005. 1292-1306.

KUO, Y. C.; LIANG, T. J.; CHEN, J. F. Novel maximum-power-point-tracking controller for photovoltaic energy conversion system. **IEEE Transaction Ind. Electronic**, 48, June 2001. 594-601.

LACERDA, V. S. **Sistema Monofásico de Aproveitamento Fotovoltaico Caracterizado por Baixa Distorção Harmônica Injetada na Rede e Rastreamento de Máxima Potência.** Juiz de Fora, MG: Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - UFJF, 2010.

LACERDA, V. S. et al. Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica, Único Estágio, com Rastreamento do Ponto de Máxima Potência. **Anais do XVIII Congresso Brasileiro de Automática**, Bonito, Setemcro 2010.

LEM COMPONENTS. LA 55-P Data Sheet. **Site da LEM**, 2009. Disponível em: <www.lem.com>. Acesso em: Janeiro 2011.

LI, Q.; WOLFS, P. A Review of the Single Phase Photovoltaic Module Integrate Converter Topologies With Three Different DC Link Configurations. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 23, May 2008. 1320-1333.

MARTINS, D. C.; SOUZA, K. C. A. D. A Single-Phase Grid-Connected PV System With Active Power Filter. **International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing**, 2, 2008. 50-55.

MASOUM, M. A. S.; DEHBONEI, H.; FUCHS, E. F. Theoretical and experimental analyses of photovoltaic systems with voltage and current-based maximum power-point tracking. **IEEE Transaction Energy Conversion**, 17, December 2002. 514-522.

MATTOS, F. C. et al. Magnetização Assimétrica de Transformadores de Conexão de Sistemas de Geração Fotovoltaicos à Rede de Distribuição. **IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON)**, São Paulo, 2010.

MATTOS, F. C. et al. Contribuição ao Estudo de um Sistema Solar Fotovoltaico Monofásico de Único Estágio. **IV Congresso Brasileiro de Eficiência Energética (CBEE)**, Juiz de Fora, Setembro 2011.

MEZA, C. et al. Energy-Balance Modeling and Discrete Control for Single-Phase Grid-Connected PV Central Inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 55, July 2008. 2734-2743.

MOHAN, N. **First Course on Power Electronics and Drives**. United States: MNPERE, 2003. ISBN 0-9715292-1.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics: Converters, Applications and Design**. [S.l.]: John Wiley & Sons, Inc., 2003.

NICHICON. Aluminum Electrolytic Capacitors Data Sheet. **Site da Nichicon**. Disponível em: <www.nichicon.co.jp/english/rep/brazil.html>. Acesso em: Janeiro 2011.

NOGUCHI, T.; TOGASHI, S.; NAKAMOTO, R. Short-current pulse based maximum-power-point tracking for photovoltaic power generation system. **in Proc. 2000 IEEE International Symp. On Ind. Electronic**, 2000. 157-162.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. São Paulo: Pearson, Prentice Hall, 2007. ISBN 85-87918-23-0.

POMILIO, J. A. Apostila de Fontes Chaveadas - UNICAMP. **http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/fontchav.html**, Campinas, Agosto 2010.

PRESSMAN, A. I.; BILLINGS, K.; MOREY, T. **Switching Power Supply Design**. [S.l.]: McGraw Hill, 2009. ISBN 978-0-07-159432-5.

RASHID, M. H. **Power Electronics Handbook**. [S.l.]: Academic Press, 2001. ISBN 0-12-581650-2.

ROBERT, G.; MATTHEW, L.; AUSILIO, B. Progress in Renewable Energy. **Environment**

International, 29, 2003. 105-122.

RODRIGUES, M. D. C. B.; TEIXEIRA, E. C.; BRAGA, H. A. C. Uma Visão Topológica sobre Sistemas Fotovoltaicos Monofásicos Conectados a Rede de Energia Elétrica. **V Congresso Latino-Americano: Geração e Transmissão de Energia Elétrica**, São Pedro, Novembro 2003.

SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. **Microeletronic Circuits**. [S.l.]: Oxford Series in Eleltrical Engineering, 1997.

SEMICONDUCTOR COMPONENTS INDUSTRIES. MUR860 Data Sheet. **Site da Semiconductor Components Industries**, 2008. Disponível em: <onsemi.com>. Acesso em: Janeiro 2011.

TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. . L. M.; LOH, P. C. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. **IEE Proc. - Electr. Power Appl.**, 153, September 2006. 750-762.

TODD, P. C. UC3854 Controlled Power Factor Correstion Circuit Desing. [S.l.]: Unitrode Application Note U-134, 1999. p. 3-269 - 3-288.

TOSHIBA. TLP250 Data Sheet. **Site da Toshiba**, 2002. Disponível em: <www.semicon.toshiba.co.jp>. Acesso em: Junho 2011.

UNITRODE. UC3854 High Power Factor Preregulator Data Sheet. **Site da Texas**, 1999. Disponível em: <www.ti.com/lit/ds/symlink/uc3854.pdf>. Acesso em: Agosto 2010.

WALKER, G. Evaluating MPPT Converter Topologies Using a MATLAB PV Model. **Journal of Electrical & Electronics Engineering**, 21, 2001. 49-56.

XUE, Y. et al. Topologies of Single-Phase Inverters for Small Distributed Power Generators. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 19, september 2004. 1305-1314.

ZHAO, Y. **Single Phase Power Factor Correction Circuit with Wide Output Voltage Range**. Blacksburg: Thesis - Master of Science in Electrical Engineering - Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, 1998.

ZILLES, R. **Estudo e propostas de utilização de geração fotovoltaica conectada à rede**,

em particular em edificações urbanas. - Relatório do Grupo de Trabalho de Geração Distribuída com Sistemas Fotovoltaicos – GT- GDSF. Secretaria de Planejamento e Desenvolvimento Energético – Ministério de Minas e Energias. [S.l.]. 2009.

ZIMMERMANN, C. J. **Regenerador de Energia com Elevado Fator de Potência para o Teste de Burn-in de Reatores Eletrônicos de 250W.** Florianópolis: Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - UFSC, 2004.

A. ANEXO A

A.1 PROJETO FÍSICO DO INDUTOR

O projeto do indutor utilizado neste trabalho foi realizado seguindo as informações encontradas em LACERDA(2010) e ERICKSON e MAKSIMOVIC (2001). O valor projetado para o indutor, ver Capítulo 4, é de $900 \mu H$.

Considerando que esse componente foi projetado adequadamente, a corrente que flui através do indutor é praticamente senoidal, com baixa distorção harmônica. Logo, a corrente pode ser aproximada por:

$$i_L(t) = I_{Lp} \cdot \sin(\omega t) \quad (\text{A.1})$$

onde são desconsiderados os harmônicos contidos na mesma.

Do discutido e apresentado no Capítulo 4, é considerado no projeto do indutor uma corrente máxima de 9,11A. Assim, tem-se que:

$$i_L(t) = 9,11 \cdot \sin(2\pi \cdot 60 \cdot t) \quad (\text{A.2})$$

Conforme a disponibilidade existente em laboratório optou-se por utilizar um núcleo de ferrite na construção do indutor. O dimensionamento do núcleo é feito a partir do produto das áreas A_e e A_w , sendo estes últimos mostrados na Figura 94.

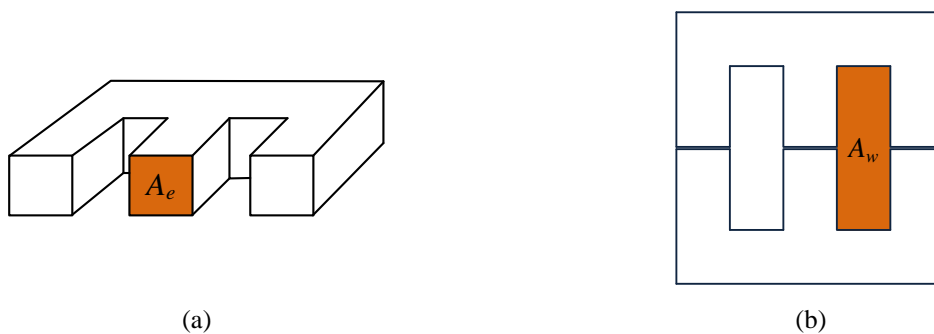


Figura 94. Vistas do núcleo de ferrite.

O produto das áreas do núcleo de ferrite a ser utilizado pode ser calculado por:

$$A_e \cdot A_w \geq \frac{L \cdot I_{Lp} \cdot i_{Lrms} \cdot 10^4}{K_w \cdot B_{m\acute{a}x} \cdot J_{m\acute{a}x}} \quad (\text{A.3})$$

onde K_w é o fator de ocupação do cobre dentro carretel, $B_{m\acute{a}x}$ máxima densidade de fluxo magnético e $J_{m\acute{a}x}$ a máxima densidade de corrente no condutor do indutor.

Para o caso em estudo tem-se: $i_{Lp} = 9,11A$, $i_{Lrms} = 5,37A$, $B_{m\acute{a}x}=0,3T$, $K_w=0,7$ e $J_{m\acute{a}x}=450A/cm^2$. Logo:

$$A_e \cdot A_w = \frac{0,9 \cdot 10^{-3} \cdot 9,11 \cdot 6,44 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 0,3 \cdot 450} \approx 5,587cm^4 . \quad (A.4)$$

O n\acute{u}cleo de ferrite dispon\acute{v}el no laborat\acute{o}rio da UFJF \acute{e} o EE 55/28/21, que possui o produto de \xe1rea igual a:

$$[A_e \cdot A_w]_{\text{escolhido}} = 19,13 \cdot 2 \cdot 10,75 = 14,26cm^4 . \quad (A.5)$$

Como pode ser observado, o produto da \xe1rea do n\acute{u}cleo escolhido \acute{e} quase tr\^es vezes maior que o necess\xe1rio. Desta maneira, sendo maior a \xe1rea efetiva, ent\~ao menor ser\xe1 o n\acute{u}mero de espiras do indutor, conseq\ueentemente mais f\xe1cil a sua constru\c7\~ao do mesmo. O n\acute{u}mero de espiras η_{esp} pode ser determinado pela equa\c7\~ao (A.6).

$$\eta_{esp} = \frac{L \cdot I_{Lp} \cdot 10^4}{B_{m\acute{a}x} \cdot A_e} \approx 78 \text{ espiras} . \quad (A.6)$$

Determinado o n\acute{u}mero de espiras, resta ainda estimar o tamanho do entreferro (*gap*), sendo este calculado por:

$$l_g = \frac{\eta_{esp}^2 \cdot \mu_o \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L} \quad (A.7)$$

onde μ_o \acute{e} a permeabilidade do ar ($4\pi \times 10^{-7} H/m$). O valor calculado \acute{e} utilizado como ponto de partida para o tamanho do entreferro que deve ser variado at\^e que a indut\~ancia deseja seja alcan\c7ada.

Na determina\c7\~ao do condutor, deve ser levada em considera\c7\~ao a \xe1rea e o di\~ametro do condutor de cobre a ser utilizado. O par\~ametro profundidade de penetra\c7\~ao, δ_p , determina o m\~aximo raio que um condutor pode ter quando est\~a trabalhando em uma determinada frequ\^encia, f_{op} .

Neste caso, $f_{op}=f_s=70kHz$.

$$\delta_p = \frac{7,5}{\sqrt{f_{op}}} = \frac{7,5}{\sqrt{2 \cdot 70 \cdot 10^3}} = 0,02cm \quad (A.8)$$

Sendo assim, o fio a ser utilizado \acute{e} o AWG 26 cuja se\c7\~ao transversal \acute{e} $0,001287cm^2$.

A \xe1rea do fio necess\xe1ria para a confec\c7\~ao das espiras pode ser calculada pela equa\c7\~ao (A.9).

$$S_{Cu} = \frac{I_{s(RMS)}}{J_{m\acute{a}x}} = \frac{5,76}{450} = 0,0126cm^2 \quad (A.9)$$

Assim, o fio utilizado \acute{e} o AWG 19 com se\c7\~ao transversal igual a $0,006527 cm^2$.

B. ANEXO B

B.1 DIAGRAMAS ESQUEMÁTICOS

Neste espaço são apresentados os esquemáticos utilizados para a montagem do protótipo do sistema de geração PV. Os circuitos apresentados são:

- Esquemático do circuito de controle + Circuito com Lógica adicional ao modulador junto ao circuito de tempo morto;
- Esquemático do circuito inversor, ou circuito de potência.

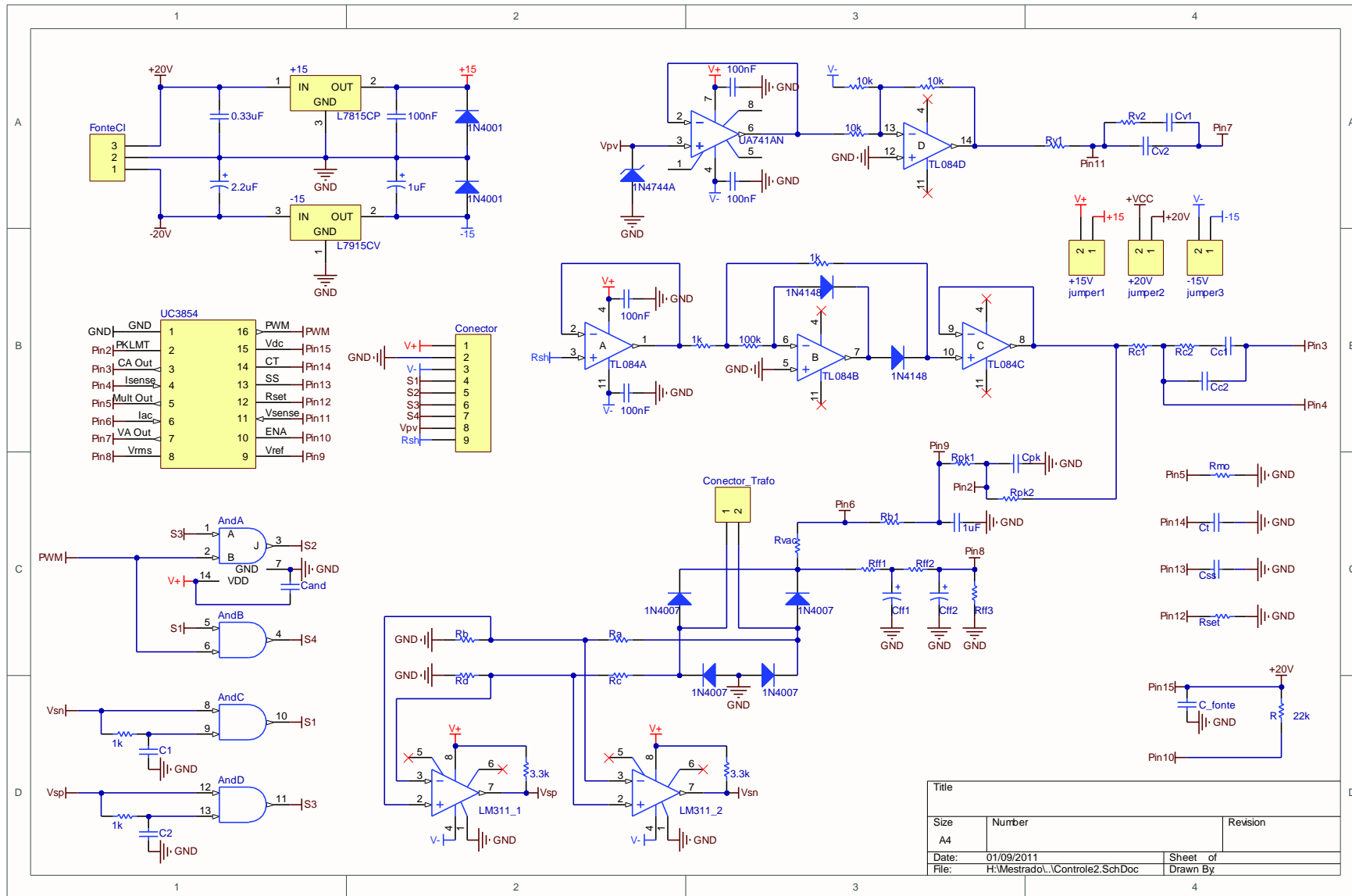


Figura 95. Esquemático do circuito de controle e circuito com lógica adicional ao modulador junto ao circuito de tempo morto.

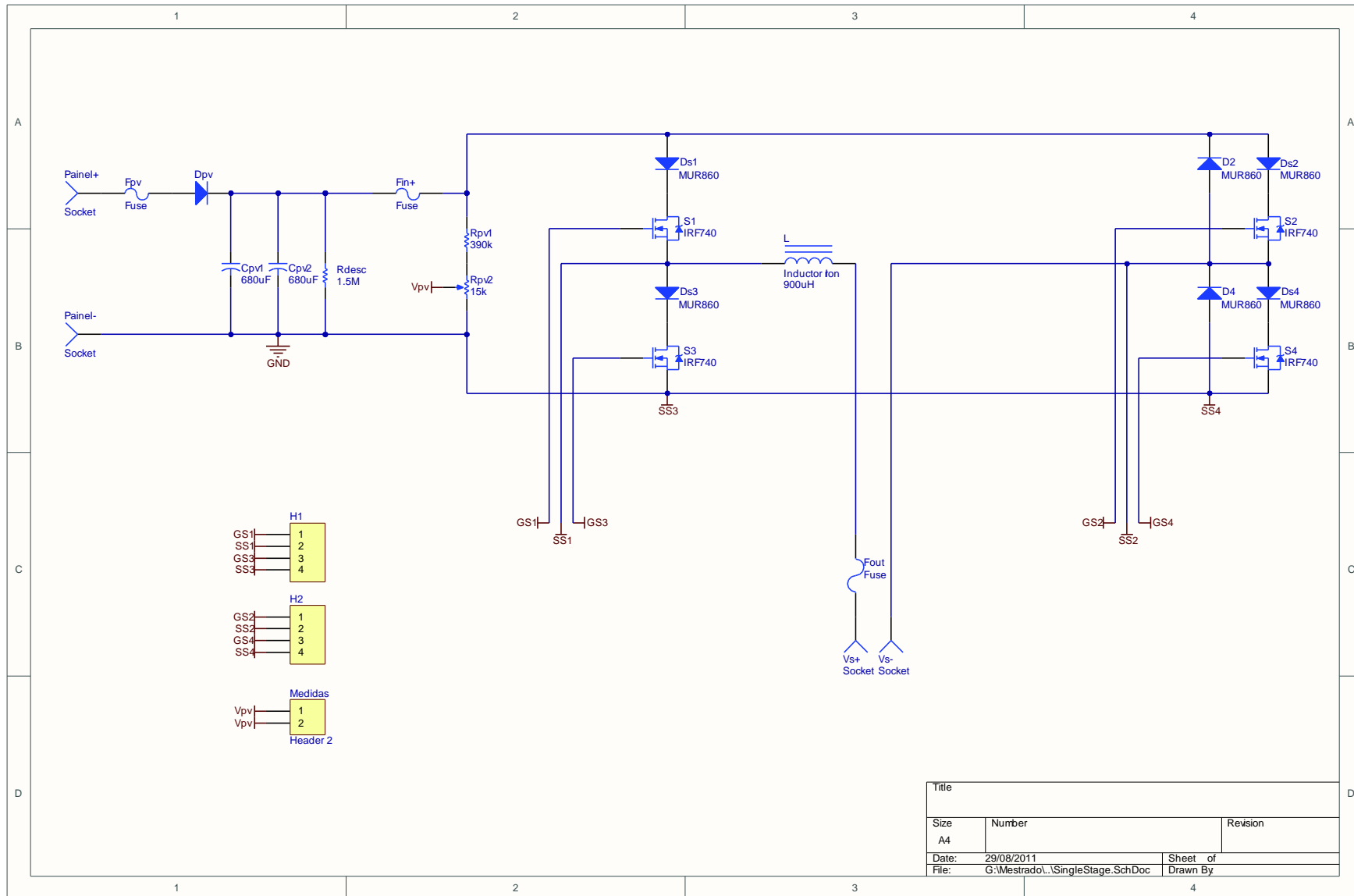


Figura 96. Esquemático do circuito inversor - circuito de potência.