

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO Nº 1021

**CONVERSOR MODULAR MULTINÍVEL PARA USINAS SOLARES
FOTOVOLTAICAS: IMPLEMENTAÇÃO E VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL**

Alysson Augusto Pereira Machado

DATA DA DEFESA: 07/12/2017

Universidade Federal de Minas Gerais

Escola de Engenharia

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**CONVERSOR MODULAR MULTINÍVEL PARA USINAS SOLARES
FOTOVOLTAICAS: IMPLEMENTAÇÃO E VALIDAÇÃO
EXPERIMENTAL**

Alysson Augusto Pereira Machado

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Igor Amariz Pires

Belo Horizonte - MG

Dezembro de 2017

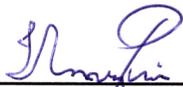
**"Conversor Modular Multinível para
Usinas Solares Fotovoltaicas:
Implementação e Validação Experimental"**

Alysson Augusto Pereira Machado

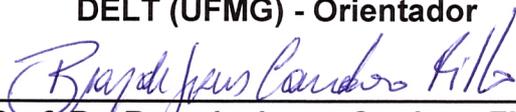
Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 07 de dezembro de 2017.

Por:



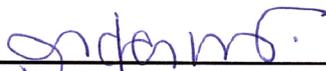
**Prof. Dr. Igor Amariz Pires
DELT (UFMG) - Orientador**



**Prof. Dr. Braz de Jesus Cardoso Filho
DEE (UFMG)**



**Prof. Dr. Porfirio Cabaleiro Cortizo
DELT (UFMG)**



**Prof. Dr. Anderson Vagner Rocha
Eletrotécnica (CEFET-MG)**

Agradecimentos

Agradeço primeiramente ao autor de toda a Sabedoria, Deus, que me mantém na existência com sua Providência e fez possível o labor para a obtenção deste título.

Ao Prof. Igor, pela orientação e contribuições ao longo deste trabalho.

Aos meus pais e familiares, pelo sustento e educação.

À minha querida Camilla Mol, companheira nos momentos de alegria e consolo nos momentos de dificuldade.

À Comunidade Católica Shalom e aos irmãos na fé, que muito me fortaleceram.

Aos Amigos do Tesla, pela colaboração e parceria.

À CAPES, CNPq e COELBA pelo apoio financeiro.

Resumo

A demanda cada vez crescente de eletricidade e as discussões sobre paradigmas ambientais tem suscitado nas últimas décadas uma tendência de diversificação da matriz energética. Dentre as energias renováveis, a energia solar fotovoltaica (PV) tem se destacado com um acelerado crescimento na potência instalada no mundo, alcançando a marca de 303 GW em 2016. As plantas de energia solar fotovoltaica de caracterizam pelo arranjo de um grande número de painéis associados em série e/ou paralelo conectadas ao um conversor. A topologia mais comercialmente utilizada é a centralizada, onde um grande número de painéis são conectados a um conversor com apenas um algoritmo MPPT (Maximum power point tracker), responsável pelo rastreamento do ponto de máxima potência, que é dependente da irradiância solar e temperatura. Entretanto, este elevado número de painéis por MPPT não é eficiente, pois em condições de sombreamento parcial, não é possível extrair de forma maximizada a energia disponível individualmente por cada painel. Devido à baixa eficiência destes sistemas, a sua viabilização exige o máximo aproveitamento da energia disponível. Quando maior o número de rastreadores MPPT, melhor o aproveitamento. A topologia descentralizada ou *multi-string* permite um maior número de rastreadores MPPT. Os Conversores modulares multiníveis possuem vantagens interessantes para aplicações de energia fotovoltaica em larga escala, devido à múltiplas entradas de corrente contínua com MPPT, modularidade e redução do volume de filtros senoidais. A utilização nestes conversores dos transformadores eletrônicos (SST), que operam em frequências elevadas utilizando-se semicondutores de Carbetto de Silício (SiC), apresenta-se como um alternativa para garantir isolamento galvânico entre os painéis e a rede elétrica, dispensando um pesado e volumoso transformador de baixa frequência, e assim, aumentando a compactação do conversor. Neste trabalho é apresentado a implementação e validação experimental de um conversor modular multinível para aplicações em usinas solares fotovoltaicas.

Palavras-chave: Conversores Modulares Multiníveis; Dispositivos de Carbetto de Silício; Transformador Eletrônico; Usinas Solares Fotovoltaicas;

Abstract

The increasing demand for electricity and the discussions on environmental paradigms have led in recent decades to a diversification of the energy matrix. Among the renewable energies, photovoltaic solar energy (PV) has emerged with an accelerated growth in installed capacity in the world, reaching the mark of 303 GW in 2016. The photovoltaic solar plants are characterized by the arrangement of a large number of panels associated in series and/or parallel connected to a converter. The most commercially used topology is the centralized one, where a large number of panels are connected to a converter with only a MPPT (Maximum Power Point Tracker) algorithm, responsible for tracking the maximum power point, which is dependent on solar irradiance and temperature. However, this high number of panels per MPPT is not efficient, because under partial shadowing conditions it is not possible to maximize the energy available individually by each panel. Due to the low efficiency of these systems, their feasibility requires the maximum utilization of the available energy. The greater the number of MPPT trackers, the better the use. The decentralized topology, or multi-string, allows a greater number of MPPT trackers. Modular multilevel converters have interesting advantages for large-scale photovoltaic applications due to the multiple inputs of direct current with MPPT, modularity and reduction of the volume of sinusoidal filters. The use in these converters of electronic transformers (SST), which operate at high switching frequencies using semiconductors of Silicon Carbide (SiC), is presented as an alternative to ensure galvanic isolation between the panels and the electrical network, dispensing a bulky and voluminous low-frequency transformer, and thus, improving converter compaction. In this work, the implementation and experimental validation of a multilevel modular converter for applications in photovoltaic solar plants are presented.

Keywords: Modular Multilevel Converters; Silicon Carbide Devices; Solid-State Transformer; Solar Photovoltaics Plants;

Lista de ilustrações

Figura 1 – Evolução anual da potência instalada PV no mundo.	5
Figura 2 – (a) Topologia centralizada. (b) Topologia de string distribuída.	7
Figura 3 – Tecnologia multi-string.	7
Figura 4 – Topologia alternativa MMC.	9
Figura 5 – Classificação dos algoritmos de modulação multinível. (1).	9
Figura 6 – Comparação da forma de onda de tensão entre conversores monofásicos de dois, três e nove níveis. (1).	10
Figura 7 – Incorporação do transformador isolador internamente ao conversor CHB, substituindo-o por um HFT.	11
Figura 8 – Proposta da célula de potência com isolamento em alta frequência. (2, 3) .	11
Figura 9 – conexão das células para os testes: (a) potência desequilibrada interna à fase e (b) potência desequilibrada por fase.	12
Figura 10 – Diagrama fasorial mostrando o efeito da injeção de sequência zero. . . .	14
Figura 11 – Limites do deslocamento do potencial de neutro por injeção de sequência zero (4).	14
Figura 12 – Vetores de tensão sintetizados nas células para diferentes casos (a – g). .	16
Figura 13 – Curva característica de um arranjo fotovoltaico, com ponto de máxima potência ($P_{\max}, V_{P\max}$), sobreposta a curva modifica com valor de saturação $P_{\max C}$. Ponto de operação hipotético (P_{pv}, V_{pv}).	18
Figura 14 – Diagrama dos estágios da célula de potência (2).	18
Figura 15 – Topologia completa para a célula de potência inicial.	22
Figura 16 – Diagrama dos sinais de comando para o circuito de potência enviados via fibras ópticas pelo sistema de controle.	23
Figura 18 – Distribuição dos braços dos módulos <i>Six-pack</i> na primeira geração do protótipo. Dois braços ficam inutilizados.	23
Figura 17 – Protótipo da célula de potência.	24
Figura 19 – Topologias unidirecionais: (a) SAB, (b) S-DAB (5).	26

Figura 20 – Alternativas para a construção da topologia F-DAB.	26
Figura 21 – Formas de onda de tensão e corrente no HFT do conversor DAB.	27
Figura 22 – TPF para $0 < \delta < 10^\circ$ e (a) $P = 0,29$ p.u. ($200 W/m^2$), (b) $0,69$ p.u. ($600 W/m^2$) e (c) 1 p.u. ($1000 W/m^2$).	28
Figura 23 – Estados de chaveamento DAB e as alternativas para o F-DAB, detalhando o caminho de circulação de corrente.	30
Figura 24 – <i>Gate-Driver</i> em sua versão atualizada e mais compacta.	31
Figura 25 – Diodo de SiC. Cada dispositivo possui dois diodos que foram conectados em paralelo.	31
Figura 26 – Protótipo da célula de potência.	32
Figura 27 – Frequência de amostragem igual à frequência de chaveamento: (a) formas de onda no domínio do tempo do sinal medido antes e depois da amostragem, e (b) espectro qualitativo do sinal analógico original e amostrado.	37
Figura 28 – Efeito da subamostragem no domínio da frequência: (a) Espectro do sinal v_s amostrado com frequência de amostragem f_s . (b) Espectro do sinal v_s amostrado com frequência de amostragem f_s/N	38
Figura 29 – Malha de controle do conversor <i>boost</i> em modo de corrente do estágio MPPT.	40
Figura 30 – Rigidez dinâmica do estágio MPPT com controlador PI para diferentes ganhos proporcionais K_p e ganho integral $K_i = 1000$	42
Figura 31 – Diagrama do lugar das raízes do sistema em malha fechada do estágio MPPT.	42
Figura 32 – Curva de rigidez dinâmica do estágio MPPT com controlador PI + ressonante com ganho $K_r = 30$, ganho integral $K_i = 1000$, e diferentes valores de ganho proporcional K_p	43
Figura 33 – Diagrama do lugar das raízes do sistema em malha fechada com controlador PI + ressonante, com ganho $K_r = 30$, ganho integral $K_i = 1000$ e diferentes ganhos K_p	43
Figura 34 – Malha de controle do conversor <i>DAB/F-DAB</i> do estágio de isolamento.	44
Figura 35 – Curva de rigidez dinâmica do estágio de isolamento com controlador PI para diferentes valores de ganho integral K_i e ganho proporcional $K_p = 10$ (eixo das frequências em p.u.).	45
Figura 36 – Diagrama de bode da malha de tensão em malha fechada (eixo das frequências em p.u.).	45
Figura 37 – Esquema do controle trifásico e sua hierarquia.	47
Figura 38 – Diagrama de blocos do controle de corrente nas coordenadas d e q.	47
Figura 39 – Curva de rigidez dinâmica para a malha de controle de eixo d com ganho $K_p = 10$ e $K_r = 25$	48

Figura 40 – Curva de rigidez dinâmica para a malha de controle de eixo q com ganho $K_p = 10$ e $K_p = 25$ e ganho integral $K_i = 5$	49
Figura 41 – Diagrama de Bode da malha de controle de corrente com ganhos $K_p = 10$ e $K_p = 25$, comparando o sistema nos domínios contínuo e discreto.	49
Figura 42 – Diagrama de blocos da malha de controle de tensão do barramento c.c..	50
Figura 43 – Diagrama de Bode em malha fechada do controle de tensão do barramento c.c. Ganhos do controlador PI, $K_p = 6,9$ e $K_i = 2,3$	51
Figura 44 – Curva de rigidez dinâmica da malha de controle do barramento c.c.. Ganhos do controlador PI, $K_p = 6,9$ e $K_i = 2,3$	51
Figura 45 – Diagrama de blocos do controle monofásico em coordenadas naturais.	52
Figura 46 – Diagrama do lugar das raízes para a malha de corrente com controlador PI + ressonante em 60 Hz.	53
Figura 47 – Localização dos pólos em malha fechada com os parâmetros $\gamma = K_p = 1,6$ e $K_r = 20$	53
Figura 48 – Diagrama de Bode da malha de controle de corrente, a faixa de passagem de aproximadamente 1000 Hz.	54
Figura 49 – Curva de rigidez dinâmica da malha de corrente. Percebe-se que o aumento da rigidez dinâmica do sistema em 60 Hz devido ao controlador ressonante.	54
Figura 50 – Diagrama de blocos da malha de controle de tensão do barramento c.c.	55
Figura 51 – Diagrama do lugar das raízes para a malha de tensão com controlador PI.	56
Figura 52 – Localização dos pólos em malha fechada com os parâmetros $\gamma = 1,6$, $\Gamma = -0,975$	57
Figura 53 – Diagrama de Bode da malha de tensão com faixa de passagem de 100 Hz.	57
Figura 54 – Curva de rigidez dinâmica da malha de controle de tensão do barramento c.c.. Ganhos do controlador PI, $K_{pv} = 1,63$ e $K_{iv} = 206,25$	58
Figura 55 – Vista geral frontal do painel do protótipo.	60
Figura 56 – Visão geral traseira do protótipo.	60
Figura 57 – Borne de conexões elétricas do painel.	61
Figura 58 – Esquemático das conexões elétricas do painel.	61
Figura 59 – Esquemático elétrico da conexão do painel para teste monofásico das células de potência.	62
Figura 60 – Esquemático elétrico da conexão do painel para teste trifásico.	62
Figura 61 – Esquemático elétrico da conexão do painel para teste em cascata.	63
Figura 62 – Configuração monofásica para teste dos estágio da célula. A fonte c.c. programável emula a curva característica de um painel fotovoltaico.	64
Figura 63 – Resposta do conversor <i>Boost</i> para uma variação em degrau da referência de 2A para 4A.	64

Figura 64 – Mitigação das componentes de 120 Hz por meio do controlador PI+Ressonante. (A) Sem o controlador Ressonante; (B) Com controlador ressoante.	65
Figura 65 – Resultado de operação do estágio de entrada com algoritmo MPPT habilitado. (a) Tensão terminal do arranjo fotovoltaico emulado, (b) corrente de entrada e (c) potência (produto $a \times b$).	66
Figura 66 – Forma de onda de tensão e corrente do estágio de isolamento. (a) Tensão no primário do HFT, (b) Tensão no secundário do HFT e (c) corrente de primário do HFT.	67
Figura 67 – Bloqueio da pulsação de 120 Hz no estágio de isolamento. Tensão nos barramentos c.c. (a) primário do HFT, (b) secundário do HFT e (c) corrente injetada na rede.	68
Figura 68 – Tensão referência do primário com pulsação de 120 Hz. Tensão nos barramentos c.c. (a) primário do HFT, (b) secundário do HFT e (c) corrente injetada na rede.	68
Figura 69 – Conexão da célula com a rede elétrica. (a) Tensão da rede, 127V/60Hz, (b) tensão sintetizada pelo inversor e (c) corrente injetada na rede.	69
Figura 70 – Resposta do sistema de controle frente à uma variação em degrau da potência no estágio MPPT e respectiva injeção de potencia na rede. (a) tensão do barramento c.c. do lado primário, (b) tensão do barramento c.c. do lado secundário, (c) tensão da rede e (d) corrente injetada na rede.	70
Figura 71 – Operação equilibrada trifásica. (a, b e c) Correntes injetadas. (d) Tensão V_{no}	70
Figura 72 – (a, b e c) correntes injetadas na rede. (d) Tensão da rede na fase a . Operação com fator de potência unitário.	71
Figura 73 – (a, b e c) correntes injetadas na rede. (d) Tensão da rede na fase a . Operação com fator de potência indutivo.	71
Figura 74 – (a, b e c) correntes injetadas na rede. (d) Tensão da rede na fase a . Operação com fator de potência capacitivo.	71
Figura 75 – Sistema trifásico desequilibrado sem compensação. (a, b e c) correntes injetadas na rede. (d) Tensão V_{no}	72
Figura 76 – Sistema trifásico (a) sem compensação de desequilíbrio. (b) Com compensação de sequência zero habilitada.	72
Figura 77 – Tensões de saída das células (a) 1, (b) 2 e (c) 3 para potências equilibradas entre fases e intra-fase. (d) Tensão total da fase, com a conexão em cascata.	73
Figura 78 – Tensões de saída das células (a) 1, (b) 2 e (c) 3 para potências desequilibradas entre fases e equilibradas intra-fase. (d) Tensão total da fase, com a conexão em cascata.	74

Figura 79 – Tensões de saída das células (a) 1 , (b) 2 e (c) 3 para potências desequilibradas entre fases e intra-fase. (d) Tensão total da fase, com a conexão em cascata.	74
Figura 80 – Tensões de saída das células (a) 1, (b) 2 e (c) 3 para potências desequilibradas entre fases e intra-fase. (d) Tensão total da fase, com a conexão em cascata.	75
Figura 81 – Tensões de saída das células (a) 1, (b) 2 e (c) 3 para potências desequilibradas entre fases e equilibradas intra-fase para fator de potência não unitário, $FP = 0,866$. (d) Tensão total da fase, com a conexão em cascata.	75
Figura 82 – Resposta dinâmica para desbalanço de potência ($SPU = 20.9\%$) e fator de potência unitário com algoritmo RPS: (a) Tensão da célula 1. (b) Tensão da célula 2. (c) Tensão da célula 3. (d) <i>Flag</i> do algoritmo RPS. (e) Tensão total da fase. (f) Tensão da rede. (g) Corrente injetada na rede.	76
Figura 83 – Resposta dinâmica para desbalanço de potência ($SPU = 20.9\%$) e fator de potência $FP = 0,866$ com algoritmo RPS: (a) Tensão da célula 1. (b) Tensão da célula 2. (c) Tensão da célula 3. (d) <i>Flag</i> do algoritmo RPS. (e) Tensão total da fase. (f) Tensão da rede. (g) Corrente injetada na rede.	77
Figura 84 – Resposta dinâmica para desbalanço de potência ($SPU = 20.9\%$) com algoritmo RPS RPS em regime permanente frente à variação do fator de potência. (a) Tensão total da fase (b) Tensão da rede. (e) Corrente injetada na rede. (f) <i>Flag</i> de mudança do fator de potência.	78

Lista de tabelas

Tabela 1 – Módulo <i>Six-Pack</i> de SiC. Fonte: Folha de dados (6)	22
Tabela 2 – Definições elétricas da célula de potência.	23
Tabela 3 – Dispositivos em condução em cada estado das formas de onda.	29
Tabela 4 – Características do diodo de SiC. Fonte: Folha de dados (7).	32
Tabela 5 – Comparação das dimensões e densidade de potências das células de primeira e segunda geração.	33
Tabela 6 – Especificações dos elementos do estágio MPPT.	40
Tabela 7 – Especificação dos elementos do estágio de isolamento.	44
Tabela 8 – Parâmetros nominais dos elementos do estágio Inversor.	46

Lista de abreviaturas e siglas

SST	<i>Solid-State Transformer</i> – "Transformador de Estado Sólido"
SiC	<i>Silicon Carbide</i> – "Carbeto de Silício"
HFT	<i>High Frequency Transformer</i> – "Transformador de Alta Frequência"
EMC	<i>Electromagnetic Compatibility</i> – "Compatibilidade Eletromagnética"
UBF	<i>Unbalance Factor</i> – "Fator de Desbalanço"
APW	<i>Active Power Weighting</i> – "Ponderação de Potência Ativa"
RPS	<i>Reactive Power Shift</i> – "Deslocamento de Potência Reativa"
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracker</i> – "Rastreador do Ponto de Máxima Potência"
MPPT&C	<i>Maximum Power Point Tracker & Compare</i> – "Rastreador do Ponto de Máxima Potência e Comparador"
PLL	<i>Phase-Locked-Loop</i>
SAB	<i>Single Active Bridge</i>
DAB	<i>Dual Active Bridge</i> – "Ponte Dupla Ativa"
F-DAB	<i>Forward Dual Active Bridge</i> – "Ponte Dupla Ativa Unidirecional em Potência"
TPS	<i>Triple-Phase-Shift</i>
TPF	<i>True Power Factor</i> – "Fator de Potência Verdadeiro"
DPF	<i>Displacement Power Factor</i> – "Fator de Potência de Deslocamento"

HDPF	<i>Harmonic Distortion Power Factor</i> – "Fator de Potência de Distorção Harmônica"
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> – "Transformação Rápida de Fourier"
THDv	<i>Voltage Total Harmonic Distortion</i> – "Distorção Harmônica Total de Tensão"
THDi	<i>Current Total Harmonic Distortion</i> – "Distorção Harmônica Total de Corrente"
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> – "Processador Digital de Sinais"
ADC	<i>Analog to Digital</i> – "Conversão Analógica Digital"
ZOH	<i>Zero Order Hold</i> – "Segurador de Ordem Zero"
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i> – "Arranjo de Portas Programáveis em Campo"
IHM	Interface Homem Máquina

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Contextualização e relevância	1
1.2	Objetivos	2
1.3	Contribuições	2
1.4	Organização do texto	3
2	Revisão bibliográfica	5
2.1	Topologias para conversores fotovoltaicos	6
2.1.1	Conversor centralizado	6
2.1.2	Strings distribuídas	6
2.1.3	Topologia multi-string	7
2.2	Topologia alternativa modular multinível (MMC)	8
2.2.1	Métodos de modulação multinível	8
2.2.2	Isolação em alta frequência	10
2.2.3	Soluções para geração desequilibrada	12
2.2.3.1	Método de balanceamento entre-fases	13
2.2.3.2	Método de balanceamento intra-fases	15
2.2.3.2.1	Algoritmo MPPT&C	17
2.3	Estágios das células de potência	18
2.3.1	Estágio MPPT	19
2.3.2	Estágio de isolação	19
2.3.3	Estágio inversor	19
3	Construção da célula de potência - 1.^a geração	21
3.1	Célula de potência - 1. ^a geração	22
4	Construção da célula de potência - 2.^a geração	25
4.1	Soluções com fluxo de potência unidirecional	25
4.2	Equacionamento do Forward-Dual-Active-Bridge (F-DAB)	26
4.2.1	Controle para máxima densidade de potência	26
4.2.2	Escolha adequada da configuração F-DAB	28
4.3	Célula de potência - 2. ^a geração	31
5	Controle da célula de potência no domínio Z	35
5.1	Subamostragem e seu efeito	35
5.2	Método do lugar das raízes	39
5.3	Estágio MPPT	40
5.4	Estágio de isolação	44

5.5	Estágio Inversor	46
5.5.1	Controle trifásico ($dq0$)	46
5.5.1.1	Malha de corrente	48
5.5.1.2	Malha de tensão	49
5.5.2	Controle monofásico	51
5.5.2.1	Malha de corrente	52
5.5.2.2	Malha de tensão	55
6	Resultados experimentais	59
6.1	Montagem do Painel	59
6.1.1	Sistema de potência	59
6.1.2	Sistema de controle e IHM	63
6.2	Resultados Experimentais: Estágio MPPT	63
6.2.1	Controle de corrente	64
6.2.2	Mitigação de perturbações em 120 Hz	65
6.2.3	Algoritmo MPPT	65
6.3	Resultados Experimentais: Estágio de isolamento	66
6.4	Resultados Experimentais: Estágio inversor	69
6.5	Testes com conexão trifásica	69
6.5.1	Potências equilibradas	70
6.5.2	Potências desequilibradas entre fases	72
6.6	Testes com conexão em cascata das células	73
6.6.1	Potências equilibradas entre células	73
6.6.2	Potências desequilibradas entre células	74
7	Conclusões e propostas de continuidade	79
7.1	Propostas de continuidade	80
	Referências	83
	ANEXO A Esquemático das placas de circuito impresso	87
A.1	Placa EL/FO	88
A.2	Placa Boost	89
A.3	Placa 1ª geração	90
A.4	Placa 2ª geração	91
A.5	Placa de alimentação	92
A.6	Placa de medição de tensão	93
A.7	Placa de medição de corrente	94
A.8	Placa CPLD	95
A.9	Placa DSP	96

ANEXO B Folhas de dados	103
B.1 Gatedriver CREE 1ª geração	104
B.2 Gatedriver CREE 2ª geração	105
B.3 Módulo Six-pack SiC CREE	106
B.4 Diodo SiC CREE	107
B.5 Indutor Planar Payton	108
B.6 Transformador Planar Payton	110
B.7 Dissipador de duas faces	112

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contextualização e relevância

A crescente demanda por energia tem suscitado nas últimas décadas a diversificação da fontes de geração. A descentralização desta geração, juntamente com as pressões sob questões ambientais, trouxe para o cenário acadêmico e comercial as energias renováveis, em especial a energia fotovoltaica. Devido à baixa eficiência deste sistema, para sua viabilização econômica, se faz necessário o máximo aproveitamento da energia disponível, rastreada pelo elemento MPPT (*Maximum Power Point Tracker*). Do ponto de vista da conversão de energia, a eficiência dos conversores eletrônicos utilizados nestes sistemas geralmente é elevada (8, 9). Entretanto a garantia de alta disponibilidade de serviço é altamente desejável. A topologia tipicamente empregada em grandes usinas fotovoltaicas é a chamada conversor central, caracterizada pela concentração de elevado número de painéis associados em arranjos série/paralelo. O arranjo de um grande número de painéis tem considerável impacto na máxima potência extraível pelo inversor. Em caso de sombreamento parcial, o ponto de máxima potência do arranjo é menor que a soma dos pontos de máxima potência individual de cada painel (8, 4). Portanto quanto menor o agrupamento de painéis por MPPT, melhor a eficiência.

A conexão à rede elétrica trifásica de média tensão é feita por meio de um transformador volumoso de baixa frequência, de elevado custo e difícil substituição, garantindo o adequamento dos níveis de tensão e isolamento galvânico exigido por norma pelos códigos de energia de alguns países. Mesmo quando não exigido, este isolamento galvânico é desejável por evitar injeção de componentes de corrente contínua, eliminação de corrente de fuga por capacitância parasita dos painéis (10, 11). A isolação por transformadores com frequência

elevada, denominados transformadores eletrônicos, é uma alternativa para redução de peso e volume (12). O transformador eletrônico, do inglês *Solid State Transformer* (SST) (13), utiliza conversores bidirecionais chaveados em alta frequência controlando o fluxo de potência. O avanço tecnológico dos semicondutores de potência, recentemente com os dispositivos de banda larga a exemplo do Carbeto de silício (SiC), permitiu a operação eficiente com chaveamento de dezenas de kilohertz (kHz), implicando diminuição ainda maior dos materiais magnéticos (14, 15, 16). Os estudos na eletrônica de potência visam melhorar a eficiência deste sistema de geração fotovoltaico e desenvolver soluções para conexão com a rede elétrica com melhor aproveitamento da energia disponível, maior disponibilidade e menor custo (2).

1.2 Objetivos

Uma topologia modular multinível de conversor c.c./c.a. para a conexão distribuída de painéis fotovoltaicos à rede de distribuição, provendo isolamento galvânica de alta frequência foi proposto por (17). Cada fase é composta por células de potência com estágio *MPPT*, com a função de rastreamento do ponto de máxima potência, um estágio de isolamento por meio do transformador de alta frequência (HFT) e estágio inversor para conexão com a rede c.a. A proposta de controle permite a injeção de potência equilibrada mesmo com níveis de potência diferentes por célula (18, 17), por meio da técnica de deslocamento do neutro. Como continuidade deste estudo, em (2) foi realizado a caracterização dos modos de operação, cálculos e especificações de componentes como proposta para construção de um protótipo em escala laboratorial para demonstração prática dos conceitos e estratégias de controle.

Este trabalho tem como objetivo a implementação e validação experimental da aplicação topologia modular multinível em aplicações fotovoltaicas, por meio da construção da célula de potência, verificando-se a operação desequilibrada entre fases e intra-fases. É proposto neste trabalho uma nova construção da célula de potência, denominadas de segunda geração, a fim de aproveitar melhor as características de unidirecionalidade em potência da aplicação fotovoltaica, melhorar a compactação do protótipo e reduzindo custos.

1.3 Contribuições

Este trabalho tem como contribuições a construção detalhada do protótipo proposto por (2), os desafios encontrados, proposições de melhorias topológicas e de controle e validação por meio de resultados experimentais do protótipo. Uma contribuição relevante deste estudo é o desenvolvimento de uma nova topologia utilizada no estágio de isolamento denominada *Forward-Dual-Active-Bridge*(F-DAB), que possibilitou aumento da densidade

de potência, redução do número de componentes e custo da célula utilizando a mesma filosofia de controle de (2) com simplificações. Dando continuidade à solução para geração desequilibrada com a injeção de sequência zero apresentada por (4), foi desenvolvido algoritmos para tratar o desbalanceamento internos à fase, isto é quando tem-se potências geradas desequilibradas entre células de uma mesma fase. Foram denominadas duas propostas:

1. Distribuição colinear dos fasores de cada célula - APW (*Active Power Weighting*);
2. Distribuição não-colinear dos fasores com deslocamento de potência reativa entre células - RPS (*Reactive Power Shift*).

Para desequilíbrios muito elevados, pode ser necessário realizar uma limitação de potência para se garantir injeção de correntes equilibradas na rede. Esta limitação foi realizada modificando-se o ponto de operação do algoritmo MPPT momentaneamente, por meio do denominado MPPT&C (*MPPT & Compare*).

1.4 Organização do texto

No capítulo 2 é realizada uma revisão bibliográfica das topologias para conversores fotovoltaicos, apresentando também a topologia modular multinível, composta por células de potência, e as soluções para geração com potências desequilibradas entre-fases e intra-fases.

No capítulo 3 tem-se a construção da célula de potência de primeira geração, onde seu projeto detalhado é encontrado em Cardoso (2).

No capítulo 4 é detalhado a construção da célula de potência de segunda geração, sendo uma grande contribuição deste trabalho. A célula de primeira geração foi concebida para ser bidirecional em potência. Motivado pela característica unidirecional em potência de aplicações fotovoltaicas, desenvolveu-se um projeto de célula mais compacto e com número de módulos semicondutores reduzidos.

No capítulo 5 é abordado o controle discreto dos diversos estágios da célula de potência, tratando-se dos efeitos da subamostragem. É apresentado as equações e os valores dos ganhos dos controladores utilizados no sistema de controle.

No capítulo 6 é apresentado a construção do protótipo constituído por três células de potência em um painel elétrico. Resultados experimentais para validação individual de cada estágio de potência e para a conexão trifásica e em cascata das células, tanto para os casos com potências equilibradas e desequilibradas entre células, são apresentados.

Por fim, o capítulo 7 são apresentados as considerações finais.

Capítulo 2

Revisão bibliográfica

A potência instalada em tecnologia fotovoltaica (PV) tem crescido de forma acumulada anualmente como mostra a figura 1, de acordo com a IEA (*International Energy Agency*) *Photovoltaic Power Systems Programme* (IEA PVPS). Em 2016 o mercado de energia PV quebrou alguns recordes, continuando uma expansão global, com cerca de 50% de crescimento, atingindo os 75 GW (19). No final de 2016 a capacidade total instalada atingiu cerca 303 GW.

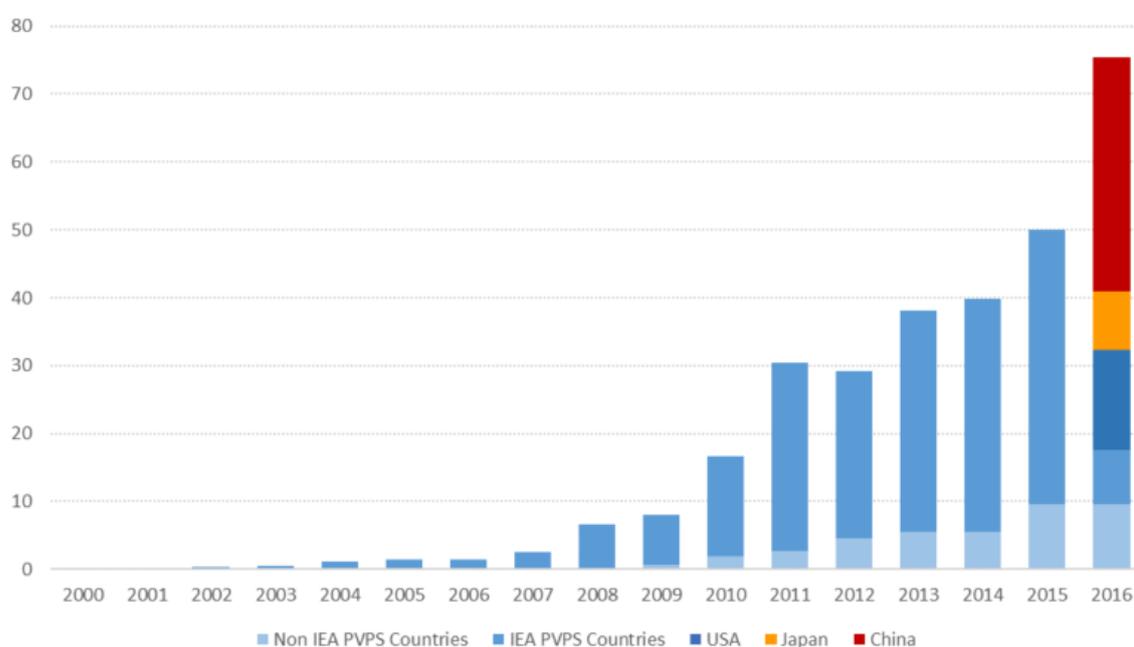


Figura 1: Evolução anual da potência instalada PV no mundo.

Com esta tendência de crescimento cresce cada vez mais aplicações solares em larga escala, com capacidade superior a 1 MW. As seções seguintes apresentam uma breve revisão das topologias tipicamente aplicadas para conversores fotovoltaicos conectados a rede elétrica e a proposta de utilização da topologia modular multinível.

2.1 Topologias para conversores fotovoltaicos

Em sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica, a topologia de conexão possui impacto relevante em questões de eficiência e confiabilidade. Aspectos como máxima potência, eficiência em diferentes condições de operação, distorção harmônica de corrente, controle de potência ativa/reactiva devem ser considerados no projeto do sistema físico e de controle.

2.1.1 Conversor centralizado

A tecnologia de conversores centralizados é ilustrada na figura 2(a). Nesta topologia plantas solares com grandes quantidades de painéis são conectadas a um conversor. Os painéis fotovoltaicos são distribuídos em conjuntos série (denominado *strings*), sendo estas strings conectados em paralelo. Cada string possui um diodo de bloqueio para evitar efeito de carga das strings. A quantidade de painéis série é escolhida de acordo com o nível de tensão desejado. O número de strings em paralelo é selecionado de acordo com a potência desejada, normalmente entre 10–250kW (20).

A topologia centralizada, apesar de sua simplicidade, possui diversas limitações, como a necessidade de cabos de elevada tensão entre as strings e o conversor, perdas mais elevadas devido ao MPPT centralizado e baixa confiabilidade, visto que uma falha no conversor causa a falha de toda a planta, impossibilitando a injeção de potência (21).

2.1.2 Strings distribuídas

A topologia de strings distribuídas é similar à centralizada. Entretanto, os painéis são distribuídos em mais de um conversor. Cada conjunto de strings possui um algoritmo MPPT em separado. A divisão maior dos painéis diminuem as perdas associadas ao sombreamento parcial, aumentando a eficiência (4, 17). Outra vantagem é maior confiabilidade no suprimento de energia, pois em caso de falha de um conversor, este pode ser isolado, enquanto os demais continuam em operação. Plantas solares de larga escala (1MW ou mais) se utilizam comumente desta topologia.

2.1.3 Topologia multi-string

A topologia multi-string é mostrada na figura 3. Nesta topologia, cada conjunto de string possui seu próprio conversor c.c.– c.c., que realiza a função de MPPT. O conversor c.c.– c.a. é comum à todos. A vantagem em relação à topologia centralizada é o controle independente de cada conjunto de strings, agregando benefícios tanto da topologia centralizada, quanto da topologia distribuída. Esta topologia também permite conexão de diferentes tecnologias de painéis e em diferentes orientações espaciais (norte, sul, leste e oeste), permitindo otimização de operação para cada string. A faixa de aplicações que se encontra está entre 3–10kW (20, 21).

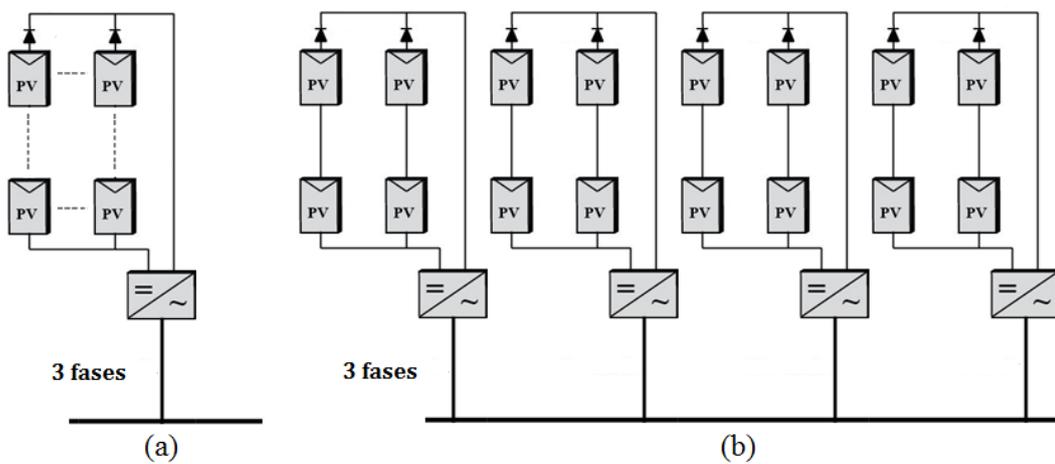


Figura 2: (a) Topologia centralizada. (b) Topologia de string distribuída.

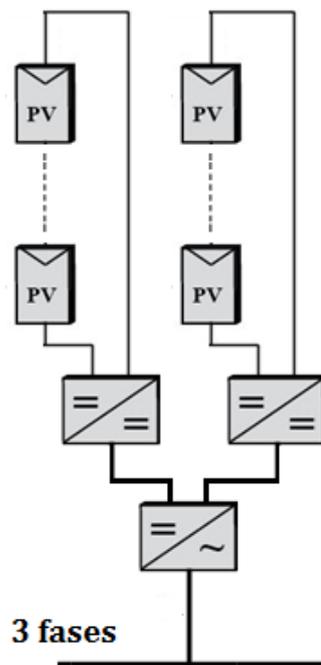


Figura 3: Tecnologia multi-string.

2.2 Topologia alternativa modular multinível (MMC)

Nas grandes usinas solares (>1 MW) a topologia de string distribuídas é muito utilizada. grandes blocos de painéis fotovoltaicos são conectados a um inversor com MPPT. Em (17) mostrou-se que o simples fato de associar muitos painéis por MPPT acarreta em perdas significativas devido à sombreamentos parciais, não sendo portanto a melhor solução do ponto de vista de aproveitamento de energia. A contribuição de (4) foi uma proposta alternativa, baseada em uma topologia modular multinível (MMC), representada na figura 4, denominada conversor modular multinível em cascata em ponte H (*Cascaded H-Bridge Converter*). Os painéis fotovoltaicos ficam distribuídos em múltiplos arranjos, que possui algoritmo MPPT independente. Essa distribuição em arranjos menores permite melhor aproveitamento da energia disponível, mesmo em condições de sombreamento parcial (4).

O conversor pode operar com um número arbitrário de células, sendo este o necessário para adequar-se ao nível de tensão da rede elétrica, sendo portanto, modular. Estendendo o número de células, agrega-se capacidade de tolerância a falhas, pois o conversor fica capaz de se ajustar e continuar operando realizando-se o *bypass* da célula em mau funcionamento.

Os conversores multinível modulares ganharam interesse científico nas últimas décadas nas diversas aplicações de média/alta potência devido suas vantagens:

- Elevada controlabilidade em condições normais e sob falta;
- Eliminação ou minimização de filtro passivos;
- Minimização de filtros EMC;
- Elevada disponibilidade devido à inerente redundância;
- Escalabilidade facilitada, o que permite padronizar elementos;
- Alcance de elevadas tensões com utilização de dispositivos de menor tensão de bloqueio.

2.2.1 Métodos de modulação multinível

Um grande número de algoritmos de modulação surgiram, cada um com características, vantagens e desvantagens dependendo da aplicação. (1). Os métodos de modulação podem ser divididos em dois grandes grupos: o domínio vetorial, com operação baseada na geração vetorial de tensão, e o domínio do tempo, cujos métodos se baseiam na geração do nível de tensão apropriado ao longo de um período de tempo. A classificação detalhada é representada na figura 5.

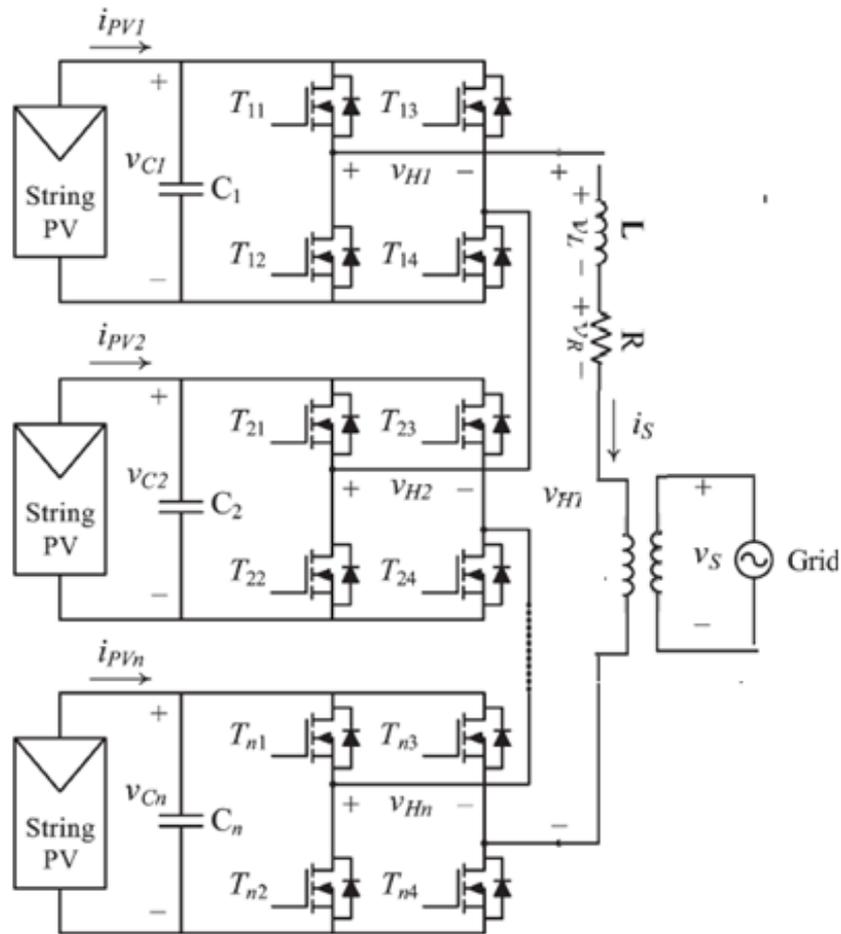


Figura 4: Topologia alternativa MMC.

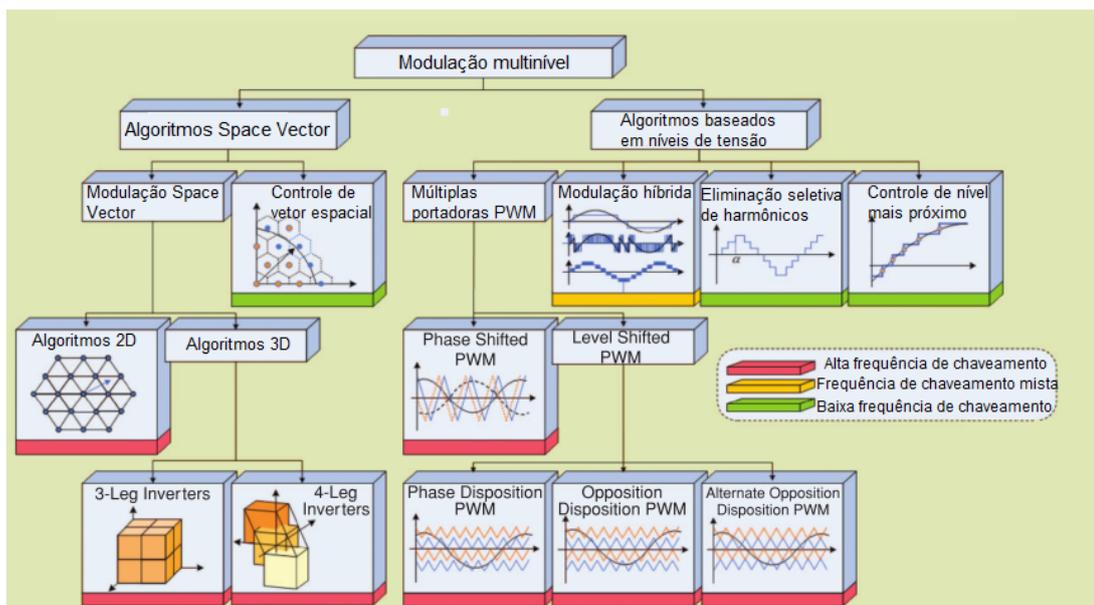


Figura 5: Classificação dos algoritmos de modulação multinível. (1).

Os métodos de modulação para conversores multiníveis foram vastamente estudados

de forma paralela ao surgimento das topologias e estendidas até as últimas décadas (22, 23, 24). Estes estudos visam estender os tradicionais métodos de modulação de dois níveis para o caso multinível, lidar com a complexidade de se ter um número muito maior de dispositivos a se comandar e ainda a possibilidade de se obter vantagem dos graus de liberdade extras devidos aos estados de chaveamento redundantes gerados nas topologias multinível (1).

Uma grande vantagem da topologia multinível é o aumento da qualidade na forma de onda. A figura 6 faz uma comparação da forma de onda de tensão entre um conversor dois níveis, três níveis e um multinível de nove níveis. Vê-se que a medida que se aumenta o número de níveis, tem-se uma melhor aproximação de uma senoide, o que reduz o tamanho do filtro passivo necessário para eliminar o conteúdo harmônico.

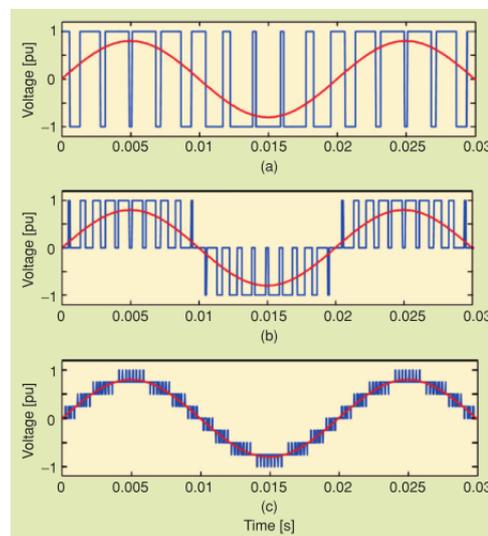


Figura 6: Comparação da forma de onda de tensão entre conversores monofásicos de dois, três e nove níveis. (1).

2.2.2 Isolação em alta frequência

Em muitas aplicações é desejável ou exigido por norma a isolamento galvânica entre fontes de energia ou entre fontes de energia e a carga. Em aplicações com conexão com a rede, o uso de transformadores isoladores de baixa frequência, como ilustrado na figura 4, implica em ocupação de grande volume, além do grande peso do equipamento. Utilizando-se transformadores de alta frequência (HFT), em (4) foi proposto o incorporamento da isolamento galvânica no interior do conversor, como ilustra a figura 7.

O volumoso transformador de isolamento de baixa frequência é substituído, miniaturizado em cada célula de potência por meio do HFT, aumentando eficiência e reduzindo peso e volume. O isolamento em alta frequência é realizado no estágio c.c. por meio de um conversor c.c. do tipo *Dual Active Bridge* (DAB). A contribuição do trabalho de (2) foi a

especificação da denominada célula de potência da topologia CHB, composta por diversos estágios de conversão de energia, conforme a figura 8, sendo detalhado no capítulo 3.

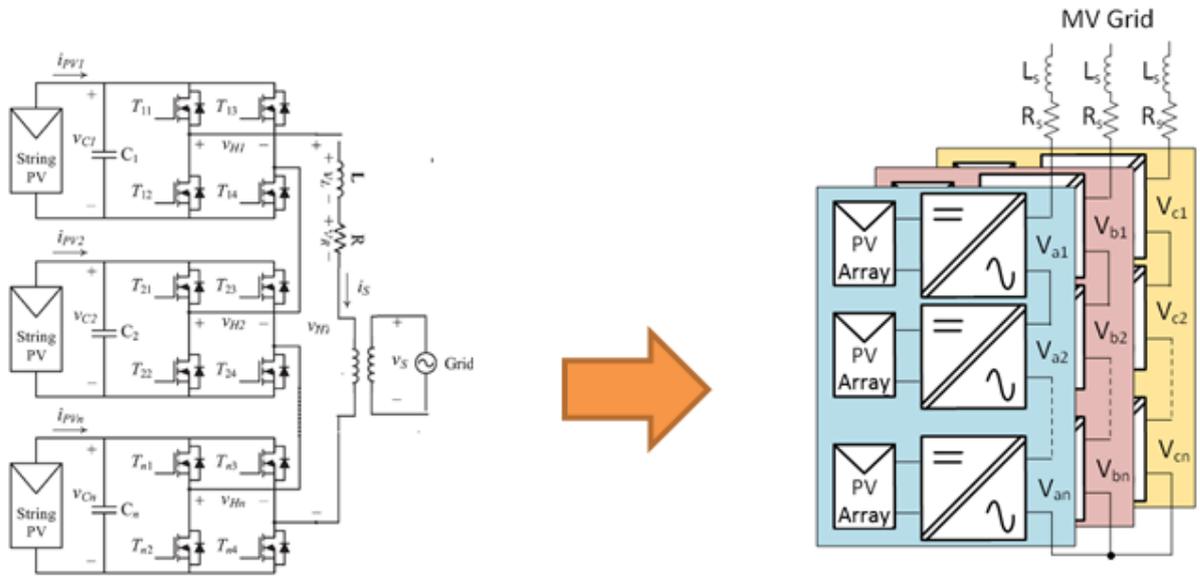


Figura 7: Incorporação do transformador isolador internamente ao conversor CHB, substituindo-o por um HFT.

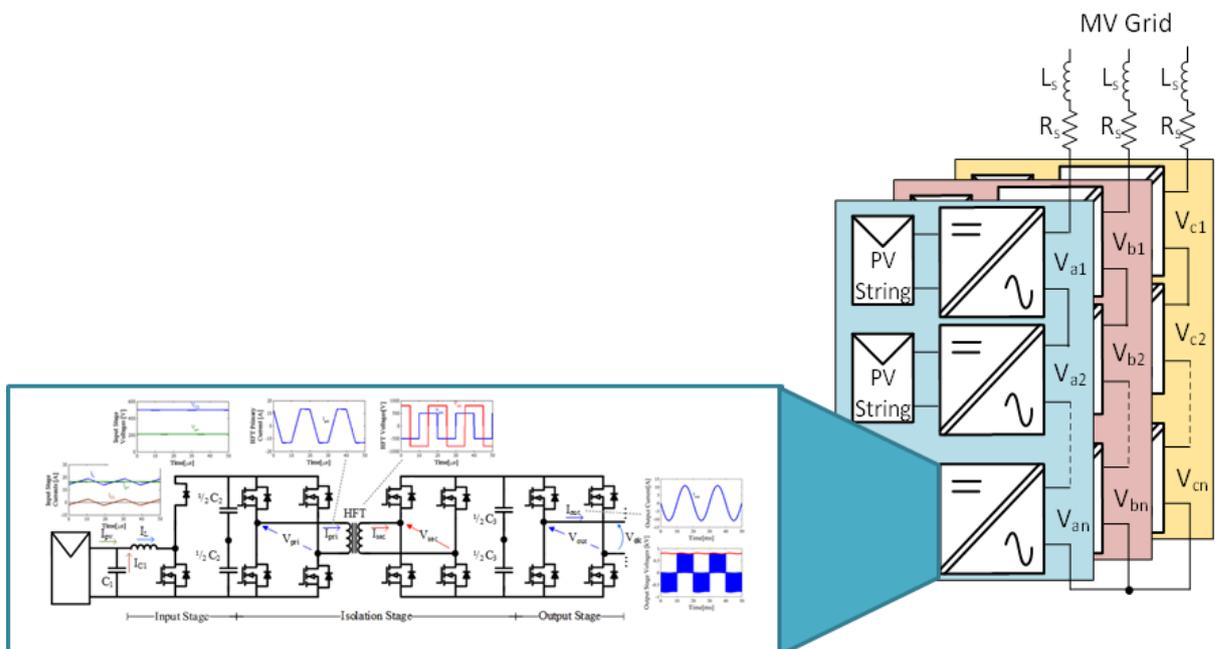


Figura 8: Proposta da célula de potência com isolamento em alta frequência. (2, 3)

2.2.3 Soluções para geração desequilibrada

Para fins de estudos acadêmicos e validação dos conceitos fundamentais da topologia, foram construídos três células de potência. Conectando as três células em série, tem-se uma fase representada na figura 9(a). Esta configuração permite testar o desequilíbrio de potência internos à fase, visto que cada arranjo de painéis pode ter potências disponíveis diferentes devido à condições climáticas desiguais ao logo da planta, causadas por sombreamento, acúmulo de sujeira, etc. Conectando cada célula a uma respectiva fase, é possível testar uma configuração trifásica com potências desequilibradas por fase, representada na figura 9(b).

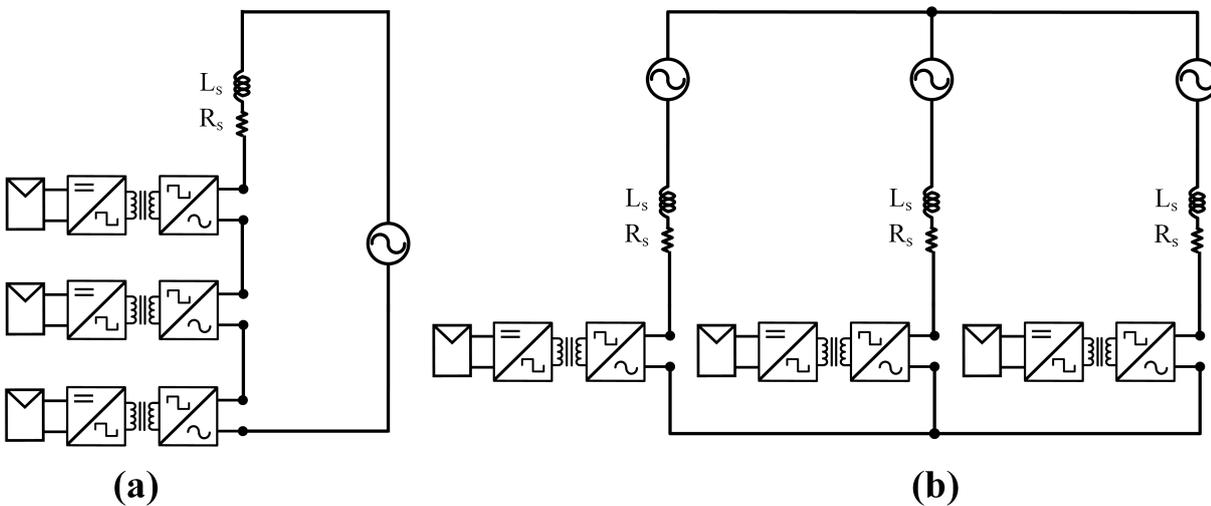


Figura 9: conexão das células para os testes: (a) potência desequilibrada interna à fase e (b) potência desequilibrada por fase.

Do ponto da operação trifásica, o desbalanceamento de potências entre células da mesma fase e entre fases deve ser adequadamente processado, visto que a injeção de potência na rede elétrica deve ser balanceada, atendendo a critérios regulatórios estabelecidos em normas. Um fator que quantifica o desbalanço presente na rede é o fator de desbalanço (UBF), calculado pela equação 2.1.

$$\text{UBF} = \frac{V^-}{V^+} \times 100\% \quad (2.1)$$

onde V^- e V^+ são, respectivamente, as magnitudes das componentes seqüência negativa e seqüência positiva da tensão, calculadas pela transformação de Fortescue (25). A injeção de correntes desequilibradas causa em uma determinada linha o desequilíbrio de tensão, ocasionalmente aumentando o UBF. Em diversos países, incluindo o Brasil, o limite máximo para o UBF é 2% no sistema de média tensão (MV) (26). A norma IEC 61000-3-13 (27) apresenta uma forma simplificada para se obter o máximo valor de seqüência negativa de corrente que pode ser injetada no ponto de acoplamento comum, de modo que o valor

do UBF permaneça inferior ao limite, neste cenário, de 2%. Por exemplo, tendo-se um sistema conectado a uma rede de 2.3 kV e potência de curto-circuito de 0,6 MVA, e linhas de transmissão até 10 km, aplicando-se o método descrito na norma, verifica-se que o valor de sequência negativa de corrente não pode exceder 6,6%.

2.2.3.1 Método de balanceamento entre-fases

Para solucionar o problema da injeção desequilibrada trifásica, foi proposto a síntese de tensão de sequência zero (18, 17). Esta componente é calculada e adicionada à tensão de sequência positiva a ser sintetizada, de modo a obter-se correntes balanceadas injetadas na rede. O efeito da sequência zero é o deslocamento do potencial de neutro. No sistema trifásico a três fios não há problemas relacionados à tensão de sequência zero, visto que é anulada na tensão de linha.

A figura 10 ilustra o conceito do método, onde V_{gk} e I_{gk} são a tensão da rede e corrente injetada na rede na fase k ($k = a, b, c$), respectivamente, V_{Lsk} é a queda de tensão na reatância de filtro L_s da fase k , V_k^1 é a tensão de sequência positiva da fase k , V^0 é a tensão de sequência zero e V_k é a tensão da fase k no conversor. Percebe-se que mesmo com correntes (I_{ga}, I_{gb}, I_{gc}) balanceadas, as tensões do conversor (V_a, V_b, V_c) são desbalanceadas, devido ao desbalanço de potência entre fases. Portanto, um cálculo da tensão de sequência zero V^0 apropriado permite a injeção de correntes balanceadas na rede.

Diversos algoritmos estão presentes na literatura (28, 29), sendo adotado o algoritmo de referência (30), por ser capaz de lidar também com a potência reativa, permitindo que o balanceamento funcione para qualquer fator de potência. Desta forma, serviços ancilares como compensação de reativo podem ser realizados simultaneamente. Dado a potência trifásica total disponível ($P_{3\phi}$), as potências disponíveis nas fases a e b (P_a e P_b) e a magnitude e o ângulo da sequência positiva da corrente (\hat{I}^1 e θ_a^1), pode-se calcular a magnitude e o ângulo da sequência zero ($\hat{V}^0 \angle \theta^0$) por meio das equações 2.2 e 2.3:

$$\hat{V}^0 = \frac{P_a - P_{3\phi}}{\hat{I}^1 \cos(\arctan(\gamma))} \quad (2.2)$$

$$\theta^0 = \theta_a^1 - \arctan(\gamma) \quad (2.3)$$

onde:

$$\gamma = \frac{2 \frac{P_b - P_{3\phi}/3}{P_a - P_{3\phi}/3} + 1}{\sqrt{3}} \quad (2.4)$$

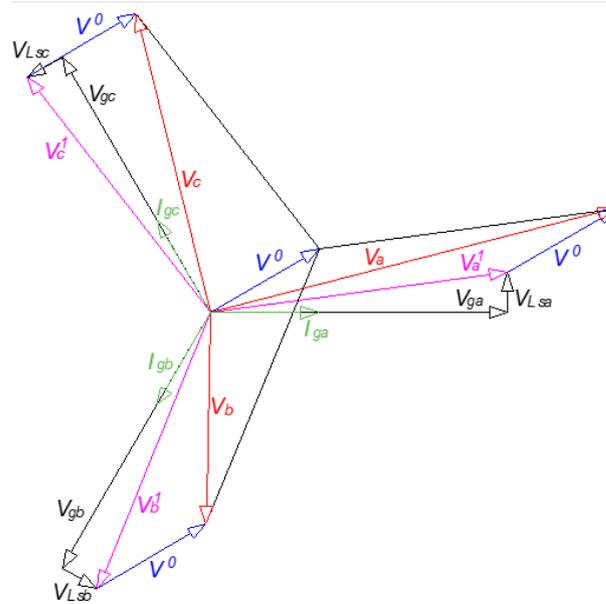


Figura 10: Diagrama fasorial mostrando o efeito da injeção de sequência zero.

A limitação deste método de injeção de sequência zero está na máxima tensão sintetizável pelo conversor. Para desbalanços muito grandes, a tensão requerida pode ser não factível, como mostra a figura 11.

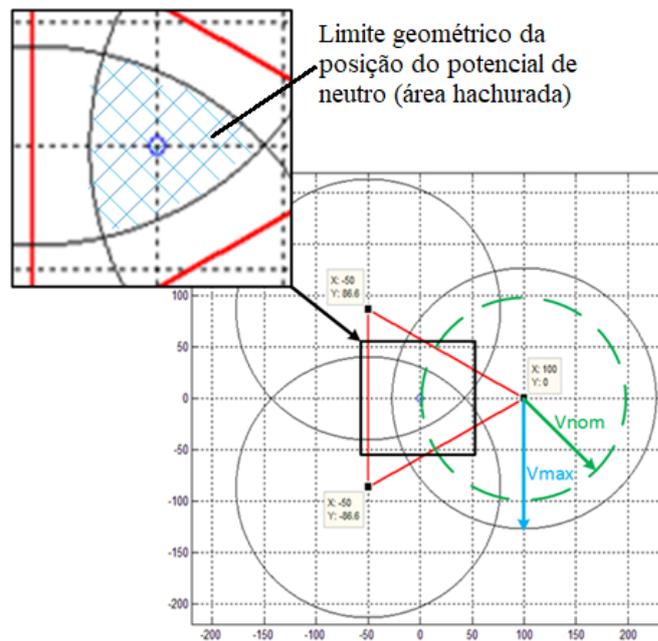


Figura 11: Limites do deslocamento do potencial de neutro por injeção de sequência zero (4).

Por exemplo na figura 10 a tensão na fase *a* se torna 1,4 vezes maior que a tensão fase neutro da rede. Portanto, é um critério de projeto a máxima tensão sintetizável por cada conversor, que é definida pela tensão nominal do barramento c.c..

2.2.3.2 Método de balanceamento intra-fases

Considerando as células pertencentes a uma mesma fase, as potências disponíveis em cada célula podem ser diferentes, visto que cada arranjo de painéis pode estar submetido à condições ambientais distintas. Devido à conexão série, a corrente é a mesma em cada célula. O desbalanço de potência requer, portanto, uma distribuição da tensão correspondente à potência disponível em cada célula (31). A solução mais simples para lidar com esta condição no conversor modular multinível em cascata é o controle baseado na distribuição ponderada de tensão entre células, de acordo com a potência disponível por célula. Este algoritmo foi apresentado em (31), e consiste na regulação da tensão sintetizada por cada célula a fim de permitir-se operação com desequilíbrio de potência intra-fase. Neste trabalho, este algoritmo foi estendido e denominado Ponderação de Potência Ativa (APW - *Active Power Weighting*).

A fim de se facilitar análises, definiu-se um índice denominado Desbalanceamento de Potência Intra-fase (SPU - *Single-Phase Power Unbalance*), com o intuito de quantificar os desbalanceamentos de potência.

$$SPU = \frac{\max P_i - \min P_i}{\sum_{i=1}^N P_i} \quad (2.5)$$

O valor zero significa operação balanceada entre células, e quanto maior este índice, maior o desbalanço entre as N células.

Define-se a potência nominal por fase do conversor e a tensão fase-neutro nominal da rede como a potência base e a tensão base, respectivamente. Considerando o conversor da figura 9(a) com três células por fase, é razoável ter-se uma potência nominal por célula $P_{\text{nom,cell}} = 0,33$ p.u. e uma tensão nominal $V_{\text{nom,cell}} = 0,33$ p.u..

Assumindo-se inicialmente que a potência disponível na célula j ($j = 1, 2, 3$) da fase a $P_{ja} = 0,33$ p.u. (potência total disponível de 1 p.u.) e lembrando que a soma das tensões de cada célula deve satisfazer a referência de tensão calculada pelo controlador trifásico (por exemplo, $V_a = 1,4 \angle 14,5^\circ$ p.u. eficaz, representado na figura 10), a tensão requerida na célula j é:

$$V_{ja} = \left(\frac{P_{ja}}{\sum_{i=1}^3 P_{ia}} \right) V_a \quad (2.6)$$

Resultando em $V_{ja} = 0,47$ p.u., como mostra a figura 12. Entretanto, com uma célula projetada para $V_{\text{nom,cell}} = 0,33$ p.u não é possível sintetizar. Desta forma, é necessário ter-se uma capacidade maior de síntese de tensão, sendo assim uma variável de projeto. Por exemplo, adota-se que a tensão nominal da célula é aumentada para $V_{\text{nom,cell}} = 0,5$ p.u.

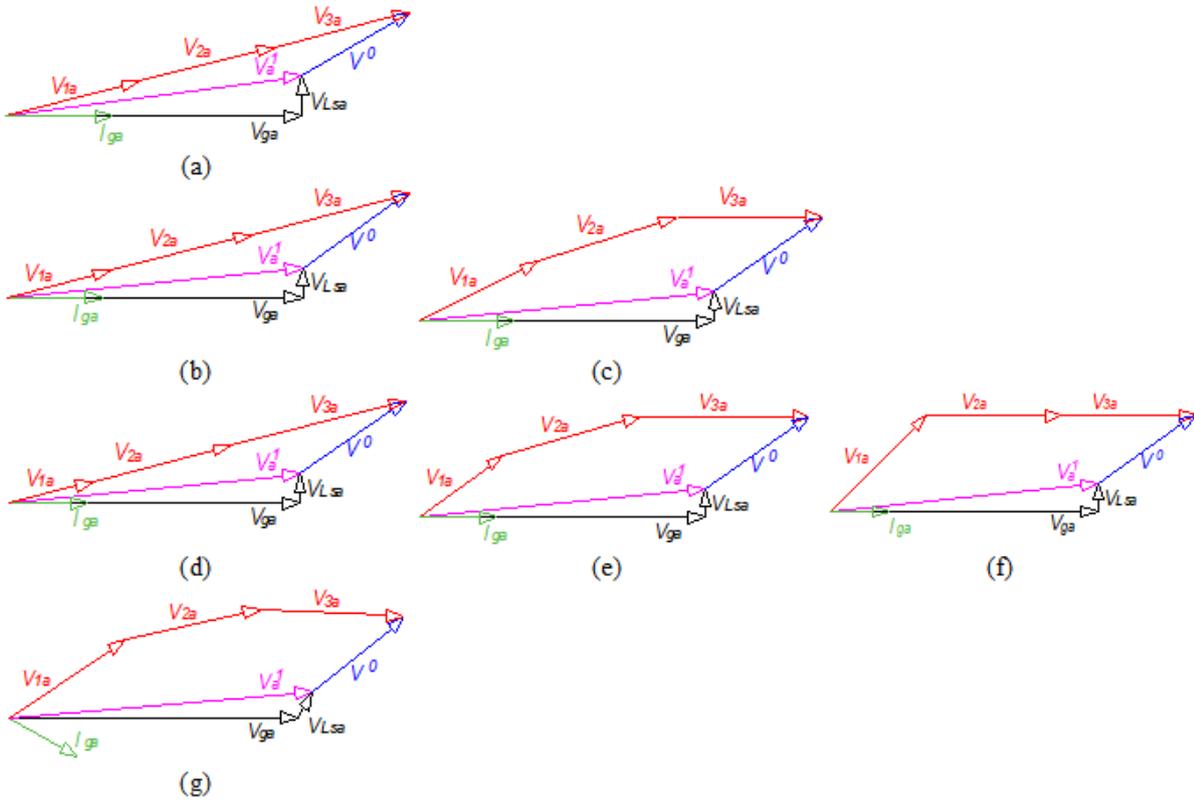


Figura 12: Vetores de tensão sintetizados nas células para diferentes casos (a – g).

Para exemplificar de forma numérica, assume-se que a potência disponível nas três células da fase a em determinado momento alteram-se para $P_{1a} = 0,25$ p.u., $P_{2a} = 0,32$ p.u. e $P_{3a} = 0,33$ p.u., respectivamente (potência total disponível de 0,9 p.u.). Um determinado cenário em que o desequilíbrio de potência entre fases requer a mesma tensão de referência na fase a representada anteriormente ($V_a = 1,4 \angle 14,5^\circ$), as tensões requeridas se tornam $V_{1a} = 0,39$ p.u., $V_{2a} = 0,50$ p.u. e $V_{3a} = 0,51$ p.u., de acordo com a equação (2.6). A figura 12(b) representa este caso. Como se percebe, a célula 3 não é capaz de sintetizar, visto que a tensão nominal é $V_{\text{nom,cell}} = 0,5$ p.u.. Com este exemplo é possível ver que apesar de simples, este método é muito susceptível à desequilíbrios de potência entre células.

Uma solução mais adequada para este problema é a regulação do ângulo de tensão da célula juntamente com a magnitude. Este método foi originariamente publicado em (32), e consiste em realocar a potência reativa das células com maior potência ativa disponível para as demais que possuem potência ativa disponível menor. Como resultado, tem-se uma redução da magnitude de tensão a ser sintetizada pela célula mais crítica. Este algoritmo é referido neste trabalho como Deslocamento de Potência Reativa (RPS - *Reactive Power Shift*).

Como a célula 3 opera sintetizando a maior tensão entre as três no exemplo anterior, o ângulo do fasor \vec{V}_{3a} pode ser mudado de modo que esta célula não contribua com potência

reativa, como ilustra o diagrama da figura 12(c). A magnitude do novo fasor, é a projeção do fasor original no fasor de corrente \vec{I}_{ga} . A potência reativa a ser sintetizada na fase a (Q_a) é realocada nas células 1 e 2. Uma forma intuitiva de distribuir é por meio de uma relação inversamente proporcional a potência ativa, de acordo com a equação 2.7.

$$\begin{aligned} Q_{1a} &= \frac{P_{2a}}{P_{1a}+P_{2a}} Q_a \\ Q_{2a} &= \frac{P_{1a}}{P_{1a}+P_{2a}} Q_a \end{aligned} \quad (2.7)$$

A magnitude dos fasores \vec{V}_{1a} e \vec{V}_{2a} também são modificados, como ilustra a figura 12(c), com magnitudes $V_{1a} = 0,46$ p.u., $V_{2a} = 0,49$ p.u. e $V_{3a} = 0,49$ p.u., todas abaixo do valor nominal $V_{\text{nom,cell}} = 0,5$ p.u.. Percebe-se que o algoritmo RPS é capaz de solucionar desequilíbrios de potência que o algoritmo APW não consegue.

Suponha-se agora um caso em que o desequilíbrio de potência é ainda mais severo, com $P_{1a} = 0,16$ p.u., $P_{2a} = 0,26$ p.u. e $P_{3a} = 0,33$ p.u. (potência disponível na fase a de 0,75 p.u.). O desequilíbrio de potências entre fases é tal que requer uma tensão na fase a de $V_a = 1,4 \angle 14,5^\circ$, mesmo valor dos exemplos anteriores. Aplicando-se o método APW, por meio da equação 2.6, obtem-se como resultado $V_{1a} = 0,30$ p.u., $V_{2a} = 0,49$ p.u. e $V_{3a} = 0,61$ p.u., como mostra o diagrama da figura 12(d). Aplicando-se o método RPS, tem-se os valores de referência $V_{1a} = 0,36$ p.u., $V_{2a} = 0,49$ p.u. e $V_{3a} = 0,59$ p.u. (Figura 12(e)). Em ambos os métodos tem-se valores de referência maiores que o valor nominal. Neste caso, é necessário reduzir a potência P_{3a} de modo que a tensão seja sintetizável, com o valor $V_{3a} = 0,50$ p.u. Esta redução é realizada forçando o ponto de operação do MPPT, incorporando-se ao algoritmo clássico uma comparação. O MPPT juntamente com essa modificação foi denominado como MPPT&C (*MPPT & Compare*).

2.2.3.2.1 Algoritmo MPPT&C

O algoritmo MPPT rastreia continuamente o ponto de máxima potência de um arranjo fotovoltaico, que é dependente da irradiância solar e da temperatura (33). Como estas variáveis se alteram ao longo do tempo, este ponto de máxima potência se altera ao longo do tempo. A figura 13 ilustra a curva característica típica de potência *versus* tensão de um arranjo fotovoltaico, para uma dada temperatura e irradiância solar.

Na figura 13 uma outra curva é sobreposta, com um valor de saturação dinâmica (P_{maxC}). Este valor é a máxima potência que a célula pode extrair de modo que através do algoritmo RPS seja possível sintetizar a referência de tensão. O valor atual do MPPT (P_{pv}) é comparado com esta curva, caso seja maior que P_{maxC} , o ponto de operação é alterado de (P_{pv}, V_{pv}) para $(P_{\text{maxC}}, V_{P_{\text{maxC}},1})$, por meio do estágio MPPT, que será descrito na seção 5.3. Passado-se o tempo e nenhuma restrição de potência é necessária, a operação volta a seguir a curva de MPPT original, podendo-se alcançar o ponto de máxima (P_{max}).

Como houve uma redução da potência, a corrente injetada na rede também se reduz proporcionalmente. A aplicação sucessiva do algoritmo RPS com o MMPT&C tem como resultado o diagrama fasorial da figura 12(f), onde tem-se $V_{1a} = 0,49\angle 45^\circ$, $V_{2a} = 0,5\angle 0^\circ$, $V_{3a} = 0,50\angle 0^\circ$ p.u., $I_{ga} = 0,43$ p.u., $P_{2a} = P_{3a} = 0,15$ p.u. e $P_{1a} = 0,15$ p.u. A potência total da fase a foi reduzida de 0,75 p.u. para 0,57 p.u., de modo que é factível a injeção equilibrada na rede.

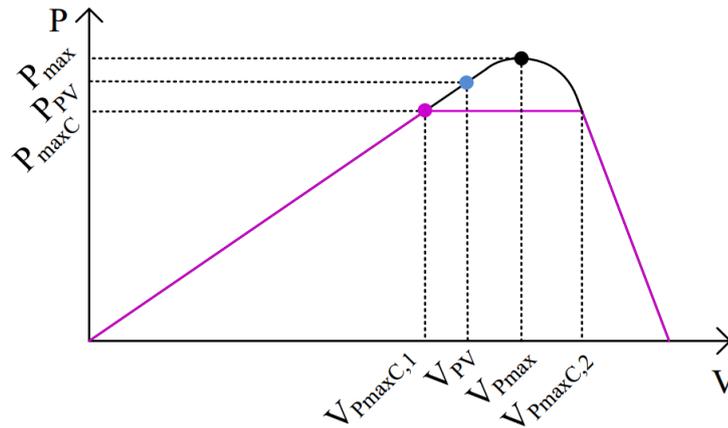


Figura 13: Curva característica de um arranjo fotovoltaico, com ponto de máxima potência (P_{max}, V_{Pmax}), sobreposta a curva modificada com valor de saturação P_{maxC} . Ponto de operação hipotético (P_{pv}, V_{pv}).

2.3 Estágios das células de potência

A figura 14 mostra o diagrama de blocos dos estágios da célula de potência. O estágio de MPPT é realizado por um conversor c.c./c.c.; o estágio de isolamento é um conversor c.c./c.c. com isolamento por transformador de alta frequência (HFT) e o estágio inversor é um conversor c.c./c.a.

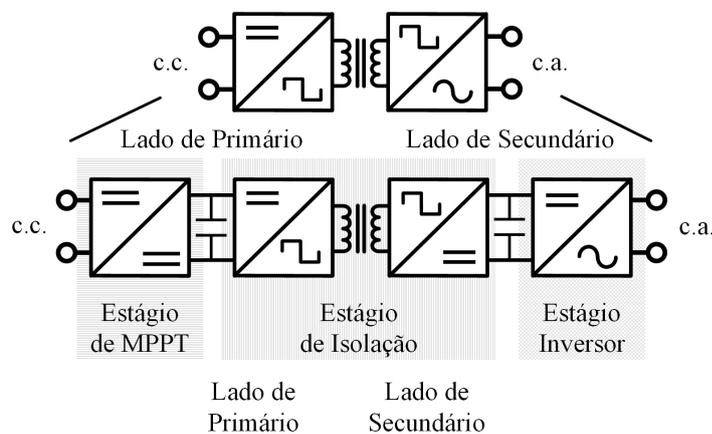


Figura 14: Diagrama dos estágios da célula de potência (2).

2.3.1 Estágio MPPT

É o estágio de entrada para a conexão do arranjo fotovoltaico. Sua função é realizar a função de rastreador do ponto de máxima potência do arranjo por meio do algoritmo (MPPT), que é variável em função das condições climáticas de irradiação solar e temperatura. Diversas técnicas de MPPT são encontradas na literatura (33).

2.3.2 Estágio de isolamento

É o estágio central, que realiza o isolamento galvânico por meio de um transformador de alta frequência (HFT). A topologia *Dual-Active-Bridge* (DAB) é utilizada, sendo fundamentalmente duas pontes completas de cada lado do transformador, que permite o fluxo de potência ativa bidirecional. Visto que a aplicação fotovoltaica é unidirecional por natureza, uma contribuição deste trabalho é a proposta de uma topologia unidirecional em potência para compor este estágio, denominada *Forward Dual-Active-Bridge* (F-DAB), que será detalhado no capítulo 4.

2.3.3 Estágio inversor

Este é o estágio de saída da célula, para a conexão em cascata do lado c.a. do conversor trifásico modular multinível. Neste estágio se realiza o sincronismo com a tensão da rede elétrica por meio do algoritmo *Phase-Locked-Loop* (PLL). A combinação da tensão c.a. sintetizada nas outras células forma o vetor de tensão adequado para a injeção de corrente na rede elétrica, por meio da estratégia de chaveamento conhecida como *Phase-Shift PWM* (34). Esta técnica permite a utilização de apenas um indutor (L_s) por fase como filtro, devido ao baixo conteúdo harmônico da tensão total somada de cada célula, como ilustra a figura 9(b)

Capítulo 3

Construção da célula de potência - 1.^a geração

O projeto de construção do protótipo tem como objetivos demonstrar em escala laboratorial a operação da célula de potência, verificar a compactação proporcionada pela utilização de dispositivos SiC e de ser uma plataforma de estudo para variações de topologia nos estágios, e teste de diferentes estratégias de controle.

No estágio MPPT utilizou-se a topologia de conversor c.c/c.c. elevador (*Boost*), operando em modo de corrente, responsável por realizar o rastreamento de máxima potência.

Em ambos os estágios de isolamento e inversor, utilizaram-se conversores em ponte completa (*Full-Bridge*). No estágio de isolamento, com esta configuração é possível controlar a amplitude e defasamento das formas de onda de tensão aplicadas ao transformador. No estágio inversor, permite a sintetização de tensões de maiores amplitudes, o que reduz a quantidade de células em cascata para compor um determinado vetor de tensão da rede. A figura 15 mostra a topologia completa.

Para fins de compactação, os dispositivos semicondutores selecionados são de tecnologia de SiC, que possui vantagens aos convencionais dispositivos de silício:

1. Maior tensão de bloqueio, por possuir banda de energia mais larga;
2. Capacitação de operação em altas frequência com baixas perdas;
3. Elevada condutividade térmica, possibilitando operação em temperaturas mais elevadas.

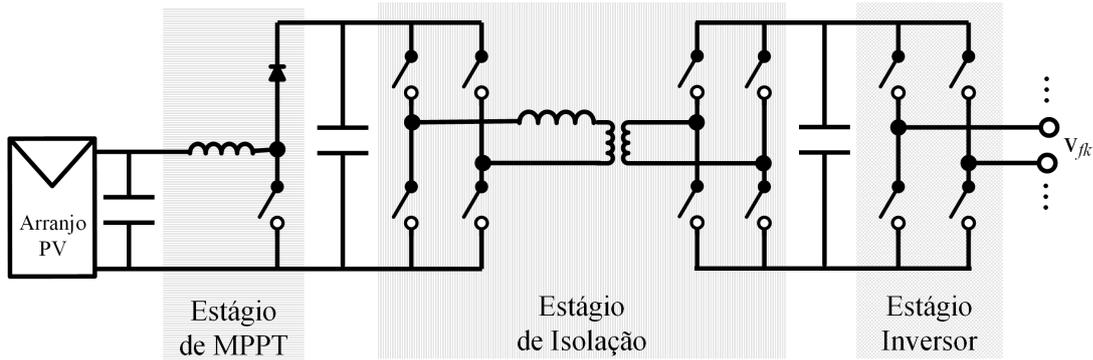


Figura 15: Topologia completa para a célula de potência inicial.

Os módulos são de tecnologia *Six-Pack*, comumente aplicados em conversores trifásicos de dois níveis, possuem 6 chaves, constituído de três braços com duas chaves série. A utilização destes módulos agregam vantagem de redução de indutâncias parasitas se comparado a utilização de chaves discretas (2). O módulo definido é apresentado na Tabela 1, com a respectiva placa de gate drive do fabricante. Detalhes de especificação são descritos por (2).

Tabela 1: Módulo *Six-Pack* de SiC. Fonte: Folha de dados (6)

Fabricante	CREE
Part-Number	CCS050M12CM2
Número de chaves	6
Tensão de bloqueio	1200 V
Corrente Direta	50 A
Resistência de condução	25 $\mu\Omega$
Energia de desligamento (E _{off})	0,6 mJ
Placa de acionamento (Gate driver)	CGD15FB45P (35)

Devido as elevadas frequências de chaveamento, para diminuir problemas de EMI, realizou-se uma adaptação na placa de *Gate-Driver*, para transformar os comandos elétricos (EL) do sistema de controle em sinais de fibra ótica (FO) por transmissores e receptores de fibra-óptica. Outra vantagem deste comando ótico é o isolamento elétrico, visto a grande diferença de potencial entre o circuito de controle e de potência. Esta interface projetada consiste numa placa de circuito impresso (PCB), denominada EL/FO e acoplada no conector, ilustrada na figura 16.

3.1 Célula de potência - 1.^a geração

A tabela 2 resume os parâmetro nominais elétricos do protótipo da célula de potência, a potência nominal, tensões dos barramentos c.c., tensões de entrada e frequências de chaveamento.

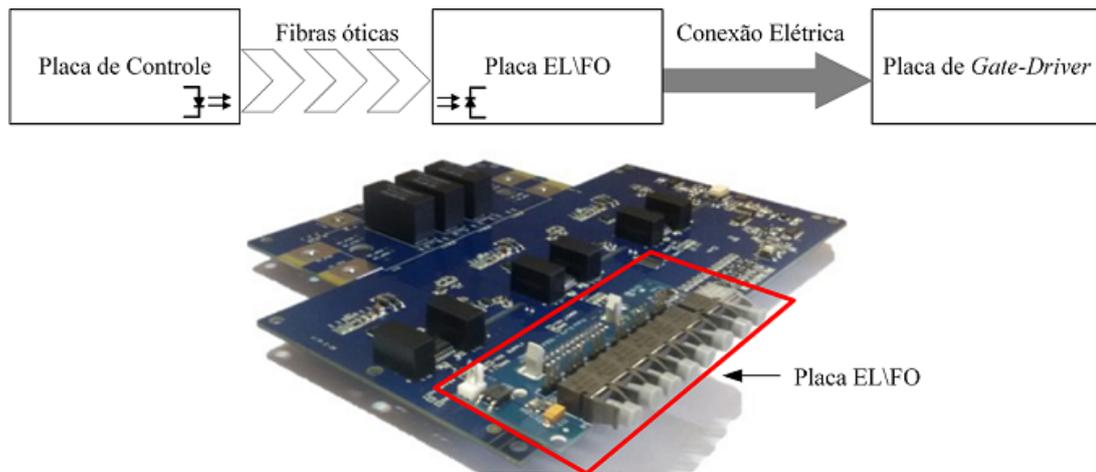


Figura 16: Diagrama dos sinais de comando para o circuito de potência enviados via fibras ópticas pelo sistema de controle.

Tabela 2: Definições elétricas da célula de potência.

Potência de entrada	6,2 kW
Tensão de entrada	150 – 375 V
Duty cycle (Boost)	0,25 – 0,7
Tensão de saída (r.m.s.)	423 V
Tensão barramento c.c. do lado primário	500 V
Tensão barramento c.c. do lado secundário	750 V
Frequência de chaveamento (Boost e DAB)	125 kHz
Frequência de chaveamento inversor	10 kHz

A figura 17 mostra o protótipo da célula de potência em sua primeira geração, proposta por (3, 2).

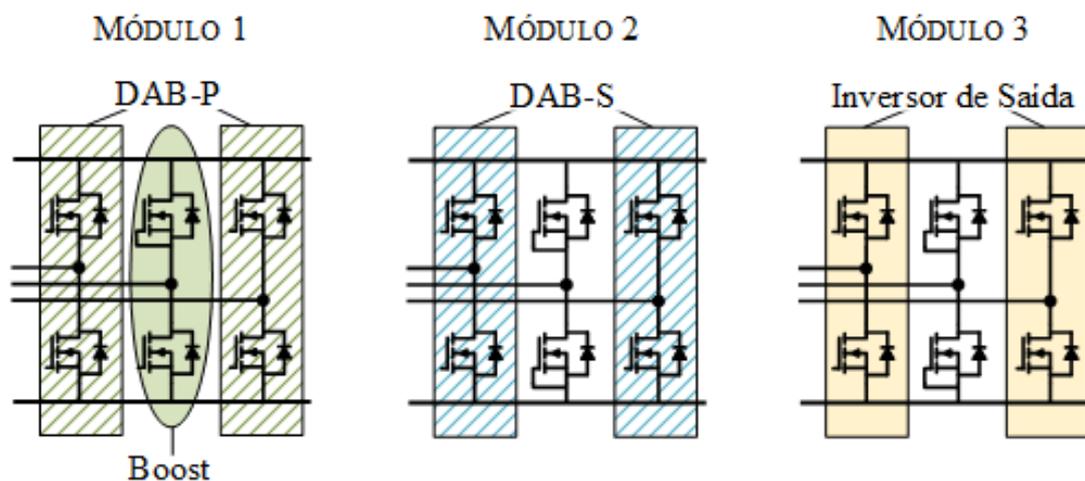


Figura 18: Distribuição dos braços dos módulos *Six-pack* na primeira geração do protótipo. Dois braços ficam inutilizados.

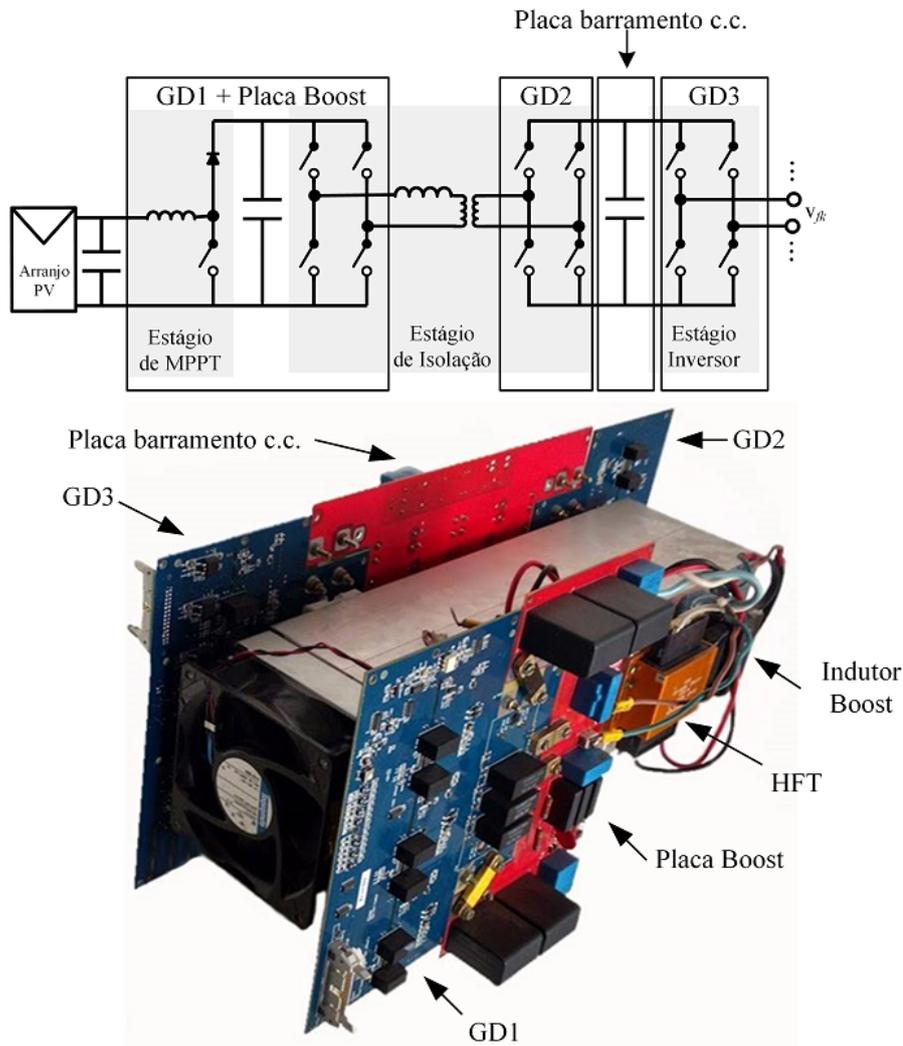


Figura 17: Protótipo da célula de potência.

Devido a utilização de módulos *Six-Pack*, esta topologia da célula com estágio de isolação bidirecional em potência, requer três módulos com seus respectivos *Gate-drivers*. Esta topologia permite flexibilidade para testar diversas variações de topologias em cada estágio. Entretanto, do ponto de vista operacional, das 18 chaves (9 braços) disponíveis, são utilizadas somente 13 chaves (7 braços). Dois braços ficam inutilizados, como mostra a figura 18. Como a natureza da aplicação é unidirecional em potência, uma topologia alternativa que proporcione melhor utilização dos módulos de potência é interessante. A 2.^a geração da célula de potência foi motivada com objetivo de reduzir o número de módulos e *Gate-driver*, aumentando a densidade de potência. As outras duas células pertencem a esta nova geração do protótipo, apresentado no capítulo 4.

Capítulo 4

Construção da célula de potência - 2.^a geração

Visto que não há requerimento de bidirecionalidade em potência para a aplicação fotovoltaica, uma solução unidirecional para o estágio de isolamento pode aumentar a densidade de potência e reduzir custos por meio da redução da quantidade de chaves ativas e circuitos auxiliares, como o *Gate-driver* (5).

4.1 Soluções com fluxo de potência unidirecional

Na literatura existem algumas propostas de topologias unidirecionais. Entretanto estas não são eficientes para a aplicação em estudo, ou não permitem a desejada redução do número de elementos. A figura 19(a) mostra o Single-Active-Bridge (SAB), que possui no secundário um retificador passivo. Embora simples, não é eficiente do ponto de vista de maximizar o fator de potência de deslocamento e minimizar conteúdo harmônico (36). A topologia *Semi Dual-Active-Bridge* (S-DAB) foi recentemente proposta e analisada na literatura como uma solução unidirecional (37, 38), apresentada na figura 19(b). Embora tenha a redução de duas chaves com a mesma controlabilidade, a ligação interna do módulo Six-Pack não permite a efetiva redução do número de elementos, se comparado a configuração na figura 18.

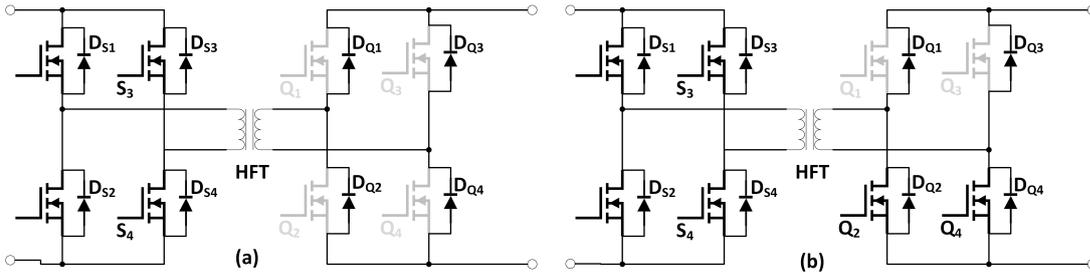


Figura 19: Topologias unidirecionais: (a) SAB, (b) S-DAB (5).

Analisando o circuito da topologia DAB, percebeu-se que removendo-se duas chaves ativas de um mesmo braço, e substituindo por diodos discretos, seria possível eliminar um módulo *Six-Pack* e seu respectivo *Gate-driver*. Duas possibilidades possíveis são apresentadas na figura 20.

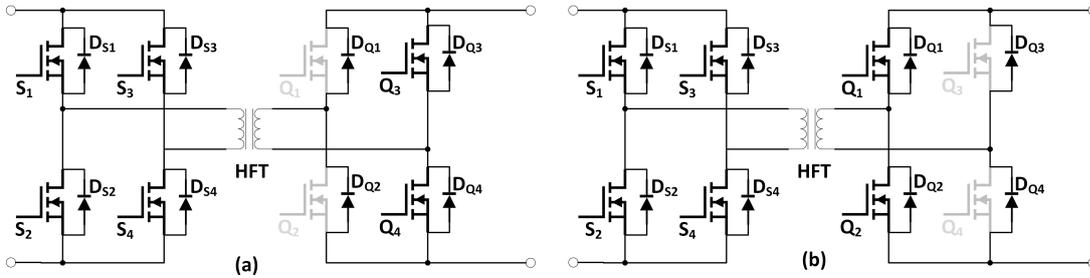


Figura 20: Alternativas para a construção da topologia F-DAB.

4.2 Equacionamento do Forward-Dual-Active-Bridge (F-DAB)

O controle proposto por (2) foi desenvolvido para se obter a máxima densidade de potência no HFT. A correta escolha do braço a ser removido, como mostra as alternativas na figura 20, permite a utilização da mesma estratégia de controle.

4.2.1 Controle para máxima densidade de potência

A figura 21 mostra as formas de onda de tensão e corrente considerando a modulação Triple-Phase-Shift (TPS) (39). Os ângulos θ_1 e θ_2 definem a largura de pulso das formas de onda de primário e secundário, respectivamente. O ângulo δ , denominado ângulo de carga, é a defasagem entre as formas de onda de primário e secundário. As perdas em circuitos de potência aumentam a medida que o fator de potência unitário verdadeiro (TPF), definido na equação 4.1 diminui.

$$TPF = \frac{P_{med}}{V_{1rms} I_{1rms}} \frac{1}{\sqrt{1 + (THD_v/100)^2}} \frac{1}{\sqrt{1 + (THD_i/100)^2}} \quad (4.1)$$

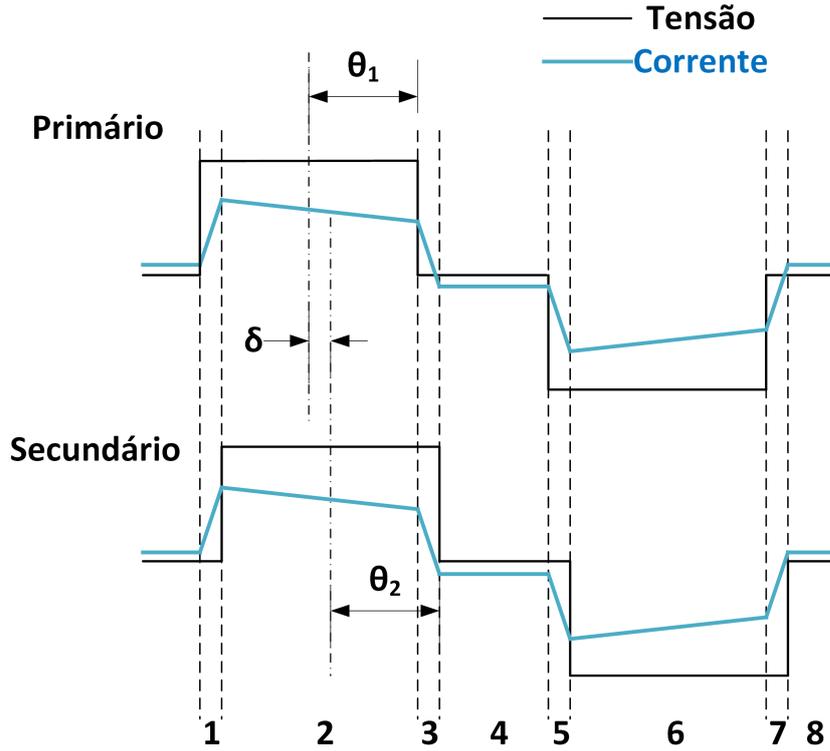


Figura 21: Formas de onda de tensão e corrente no HFT do conversor DAB.

O primeiro termo da equação 4.1 é o fator de deslocamento (DPF) e o segundo termo é o fator de potência e distorção harmônica (HDPF). P_{med} , V_{1rms} e I_{1rms} são a potência, a tensão e a corrente fundamental média, respectivamente. Ambas as distorções harmônicas totais de tensão (THDv) e corrente (THDi) são dadas pela equação 4.2.

$$THD_x = \frac{100}{X_1} \sqrt{\sum_{h=2}^N X_h^2} \quad (4.2)$$

Dado o ângulo de carga (δ) representado na figura 21, para uma potência (P), reatância do transformador HFT (X_L) e máxima tensão fundamental em valor eficaz do lado primário (V_{MAX}), calculam-se os ângulos θ_1 e θ_2 por meio das equações 4.3 e 4.4.

$$\theta_1 = \sin^{-1} \left[\sqrt{\frac{2X_L P}{V_{MAX}^2} \csc(2\delta)} \right] \quad (4.3)$$

$$\sin \theta_2 = \sin \theta_1 \cos \delta \quad (4.4)$$

Para pequenos valores de δ , os valores de θ_1 e θ_2 tendem ao mesmo valor, portanto pode-se adotar o mesmo valor para estes ângulos, calculados pela equação 4.3. A figura 22 mostra a THD e TPF calculados por decomposição de Fourier das formas de onda tensão e corrente em função de δ , para diferentes condições de potência, correspondentes

as irradiâncias solares recebidas em condições padrão (STC), de 200 W/m^2 , 600 W/m^2 e 1000 W/m^2 , respectivamente. A figura 22 mostra que o TPF se aproxima da unidade para pequenos valores de δ , e que existe um valor mínimo de $\delta = 3^\circ$ que satisfaz todo o intervalo de potência desejado ($200 \text{ W/m}^2 - 1000 \text{ W/m}^2$).

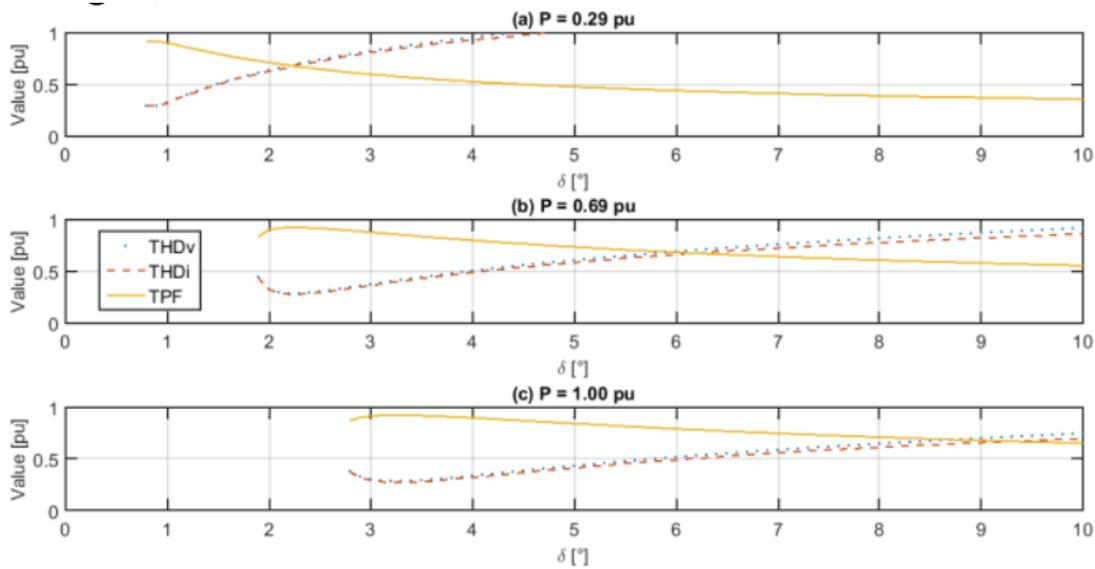


Figura 22: TPF para $0 < \delta < 10^\circ$ e (a) $P = 0,29 \text{ p.u.}$ (200 W/m^2), (b) $0,69 \text{ p.u.}$ (600 W/m^2) e (c) 1 p.u. (1000 W/m^2).

4.2.2 Escolha adequada da configuração F-DAB

A tabela 3 compara os dispositivos em condução para cada um dos oito estados numerados na figura 21, para o DAB convencional, e para as duas possibilidades de configuração do F-DAB. A figura 23 mostra o caminho de circulação de corrente em cada estado para o o conversor DAB e as alternativas do F-DAB. Pela tabela 3, conclui-se que adotando a configuração da figura 20(b), o mesmo controle aplicado para o DAB convencional pode ser utilizado. Os dois estados impossíveis no F-DAB não são relevantes para a transferência de potência no HFT, pela sua curta duração e pequenas amplitudes de tensão e corrente envolvidos (5).

Tabela 3: Dispositivos em condução em cada estado das formas de onda.

Estado	Polaridade corrente	DAB		F-DAB	
		Primário	Secundário	Fig. 20(a)	Fig. 20(b)
1	+	S_1, S_4	Q_2, D_{Q4}	D_{Q1}, Q_3^*	Q_2, D_{Q4}
2	+	S_1, S_4	D_{Q1}, D_{Q4}	D_{Q1}, D_{Q4}	D_{Q1}, D_{Q4}
3	+	S_1, D_{S3}	D_{Q1}, D_{Q4}	D_{Q1}, D_{Q4}	D_{Q1}, D_{Q4}
	-	D_{S1}, S_3	Q_1, Q_4	NP ^a	NP
4	-	D_{S1}, S_3	Q_1, D_{Q3}	D_{Q2}, Q_4^*	Q_1, D_{Q3}
5	-	S_2, S_3	Q_1, D_{Q3}	D_{Q2}, Q_4^*	Q_1, D_{Q3}
6	-	S_2, S_3	D_{Q2}, D_{Q3}	D_{Q2}, D_{Q3}	D_{Q2}, D_{Q3}
7	-	S_2, D_{S4}	D_{Q2}, D_{Q3}	D_{Q2}, D_{Q3}	D_{Q2}, D_{Q3}
	+	D_{S2}, S_4	Q_2, Q_3	NP	NP
8	+	D_{S2}, S_4	Q_2, D_{Q4}	D_{Q1}, Q_3^*	Q_2, D_{Q4}

^a Impossível.

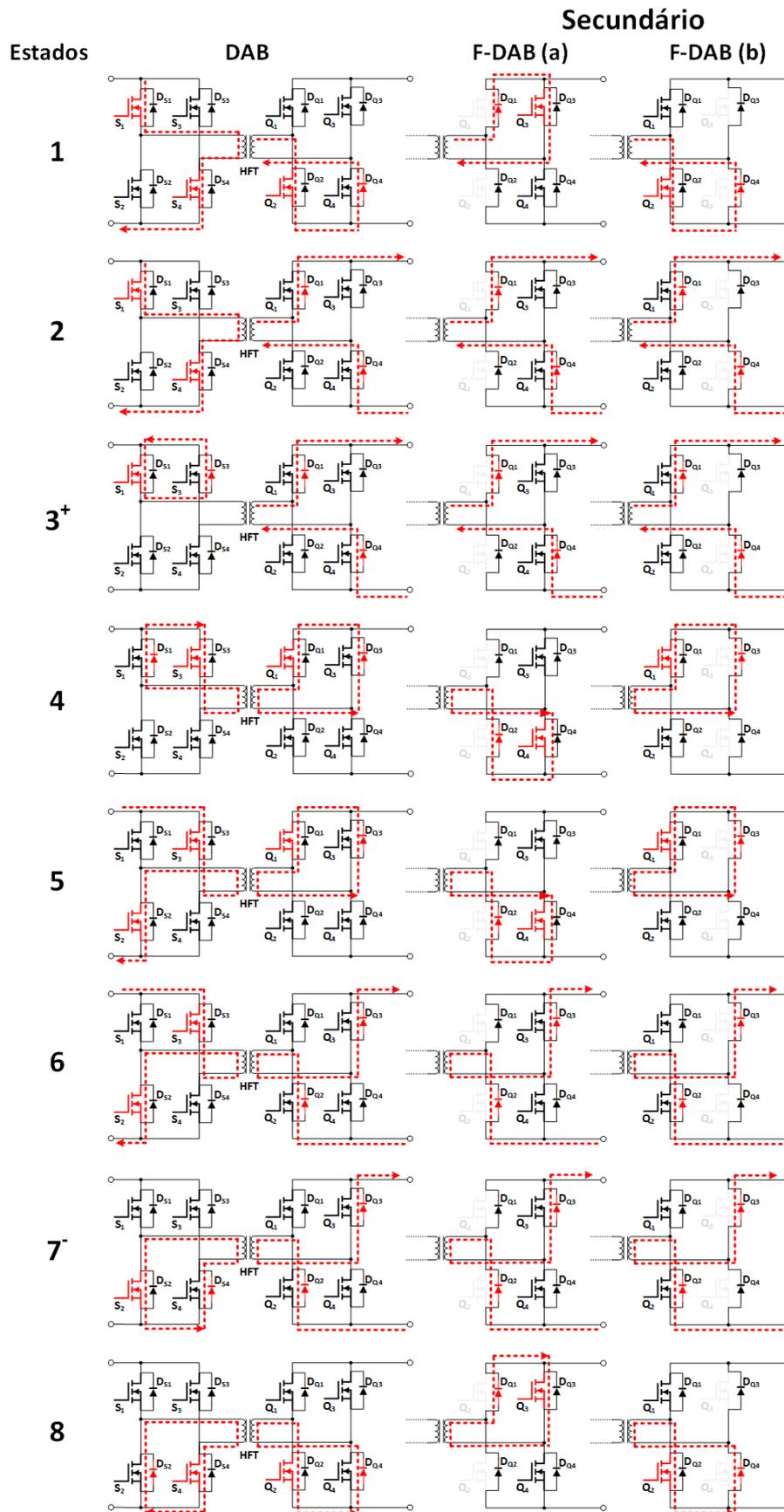


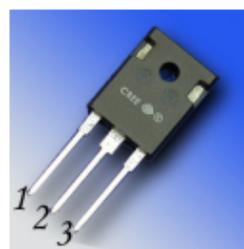
Figura 23: Estados de chaveamento DAB e as alternativas para o F-DAB, detalhando o caminho de circulação de corrente.

4.3 Célula de potência - 2.^a geração

Ao longo do desenvolvimento da célula de segunda geração, o fabricante do módulo *Six-Pack* colocou no mercado uma atualização mais compacta do *Gate-Driver*, o CGD15FB45P1, mantendo o layout de conexão dos sinais de controle e de potência do módulo SiC, apresentado na figura 24. As duas chaves ativas foram substituídas por dois diodos discretos de SiC, representados na figura 4 com as características detalhadas na tabela 4. A figura 26 mostra o protótipo da célula de potência em sua segunda geração (40, 5).



Figura 24: *Gate-Driver* em sua versão atualizada e mais compacta.



TO-247-3

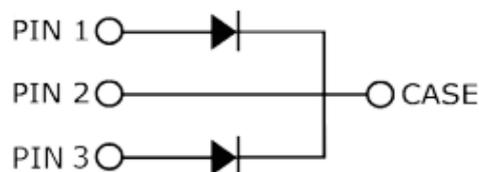


Figura 25: Diodo de SiC. Cada dispositivo possui dois diodos que foram conectados em paralelo.

Tabela 4: Características do diodo de SiC. Fonte: Folha de dados (7).

Fabricante	CREE
Part-Number	C4D40120D
Descrição	Diodo Schottky de SiC
Tensão reversa repetitiva (V_{RRM})	1200 V
Corrente Direta por dispositivo	54 A
Tensão Direta (V_F)	1,8 V
Energia capacitiva armazenada (E_c)	28 μJ

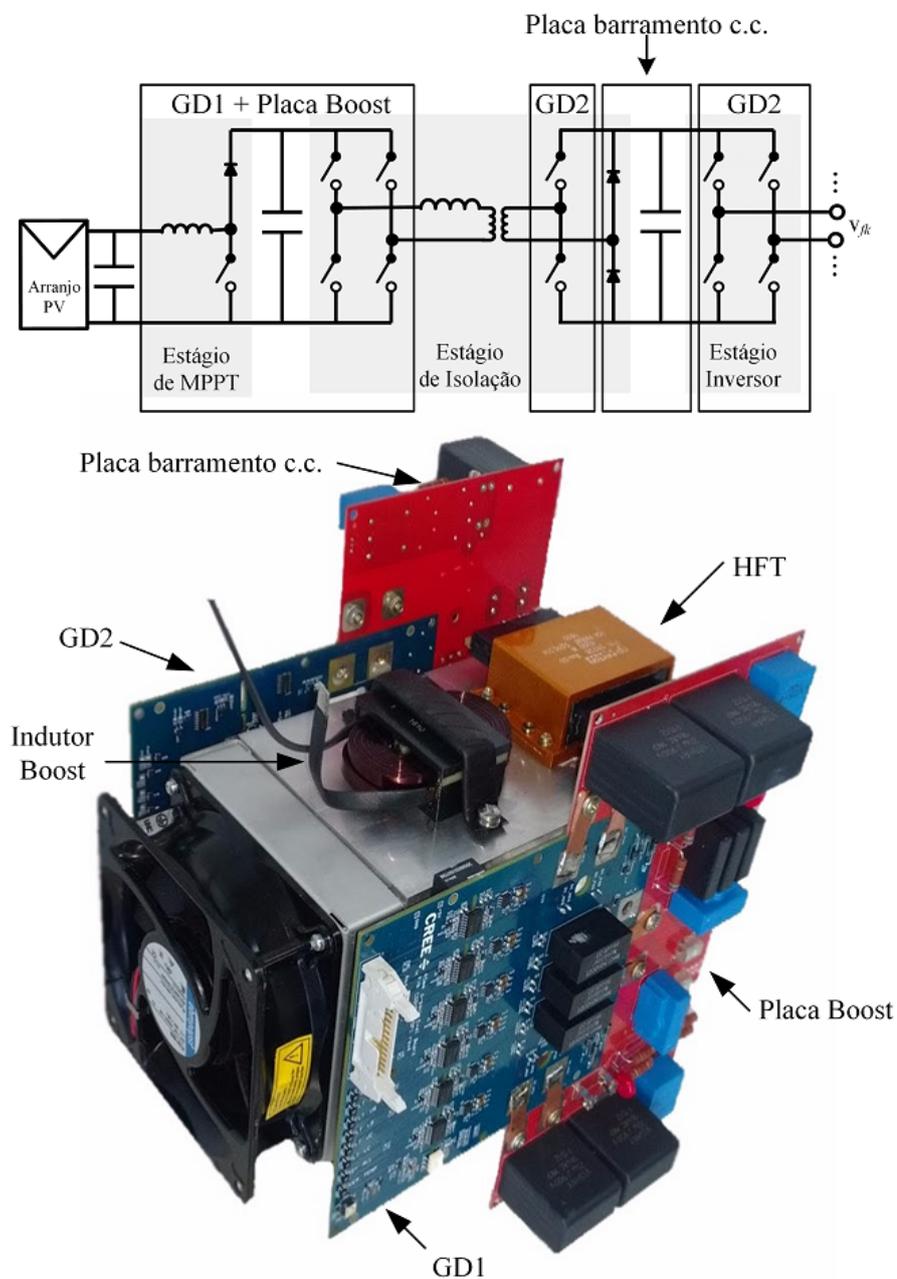


Figura 26: Protótipo da célula de potência.

A tabela 5 mostra um comparativo das dimensões e a da densidade de potência das células de primeira e segunda geração. A segunda geração possui um volume de quase 9 vezes menor, aumentando enormemente a densidade volumétrica de potência se comparado com a primeira geração da célula.

Tabela 5: Comparação das dimensões e densidade de potências das células de primeira e segunda geração.

$P_{\text{nominal}} = 6200 \text{ W}$		
	Célula de primeira geração	Célula de segunda geração
Comprimento	617 mm	276 mm
Largura	245 mm	266 mm
Altura	259 mm	245 mm
Volume	39 ℓ	4,6 ℓ
Densidade Volumétrica	159 W/ ℓ	1348 W/ ℓ

Capítulo 5

Controle da célula de potência no domínio Z

Em Eletrônica de Potência os processadores digitais de sinais (DSP) são utilizados como elemento de controle, por meio da amostragem das variáveis controladas por conversores analógicos digitais (ADC). Uma placa de DSP típica possui um sinal de relógio (*clock*) de 150 MHz, com tempo de conversão de cerca de 80 ns, o que representa uma velocidade de 2 MSPS (*Megasamples Per Second*). Entretanto os DSPs possuem característica de processamento sequencial por meio da unidade lógica e aritmética (ALU), o que adiciona grande atraso. Em caso de algoritmos de controle complexos, a banda de passagem, ou largura de banda, fica bastante limitada. Sistema de controle baseados em FPGA (*Field Programmable Gate Array*) tem sido utilizado largamente devido às vantagens de processamento paralelo e *clocks* que chegam a centenas de MHz. Entretanto o projeto de interface ADC e software se torna mais desafiante e custo ligeiramente elevado.

A utilização de dispositivos SiC permitiu elevar as frequências de chaveamento de cada estágio. Entretanto, o esforço computacional envolvido trouxe limitações para a máxima frequência de amostragem. Neste cenário, fez-se necessário uma análise do sistema de controle do ponto de vista da estabilidade e performance frente a operação em subamostragem (*undersampling*).

5.1 Subamostragem e seu efeito

Em conversores chaveados, as variáveis contém um espectro de frequência que consistem normalmente de uma componente c.c. e outras componentes de baixa frequência

bem como componentes de alta frequência centrada ao redor da frequência de chaveamento (f_{sw}), que estão associadas com o fenômeno de chaveamento do conversor. Mesmo que realizando-se um pré-processamento analógico para atenuar as componentes de alta frequência, um certo grau de *aliasing* ocorre.

A amostragem aplicada em conversores normalmente é escolhida de forma sincronizada com a respectivo chaveamento do conversor, fazendo-se a frequência de amostragem f_s igual ou duas vezes a frequência de chaveamento f_{sw} . Desta forma, *aliasing* em regime permanente somente ocorre na componente c.c., sem imagens do espectro original criadas em frequência intermediárias da banda de Nyquist (41) e tem-se minimização dos atrasos no tempo de processamento. A figura 27 ilustra em exemplo de amostragem de um sinal proveniente de um conversor chaveado. Na figura 27(b) tem-se o efeito espectral da amostragem, apresentando um desvio de magnitude entre o sinal original $v_s(t)$ e o sinal amostrado $v_s[k]$. Dependendo da magnitude do *ripple*, por exemplo, este desvio pode ser significativo e deve ser compensado.

Dispositivos semicondutores de banda larga (WBG), como o carbeto de silício (SiC), permitiram elevar enormemente a frequência de chaveamento de conversores (42) para centenas ou dezenas de kHz. O processamento dos laços de controle em um tempo tão pequeno se torna um problema. A característica sequencial dos Processadores Digitais de Sinais (DSPs) acrescentam atrasos, o que limita drasticamente a largura de banda em malha fechada.

Utilizou-se o termo subamostragem para definir o processo em que a frequência de amostragem é menor que a frequência de chaveamento do conversor por um fator inteiro N . No domínio da frequência, como ilustra a figura 28, o efeito equivalente é uma decimação do sinal $v_s[k]$ por um fator inteiro N , espalhando-se o espectro de $v_s[k]$. Como mostra a figura 28, o efeito de decimação de um sinal com banda limitada não introduz *aliasing*, desde que selecione-se adequadamente o fator N .

Esta limitação de banda de passagem se reflete no domínio discreto Z como uma redução dos máximos valores de ganho dos controladores. Adotou-se para a síntese dos controladores o procedimento:

1. Calcular os ganhos de modo a obter-se boa margem de estabilidade utilizando os modelos discretizados;
2. Verificar a performance do sistema utilizando as funções de rigidez dinâmica;

Ao fim destes passos se julga a necessidade de outra estrutura de controlador ou mesmo a alteração da frequência de amostragem. Devido a complexidade e tamanho dos algoritmos de controle da célula de potência, a máxima taxa de amostragem é $F_s = 5$ kHz.

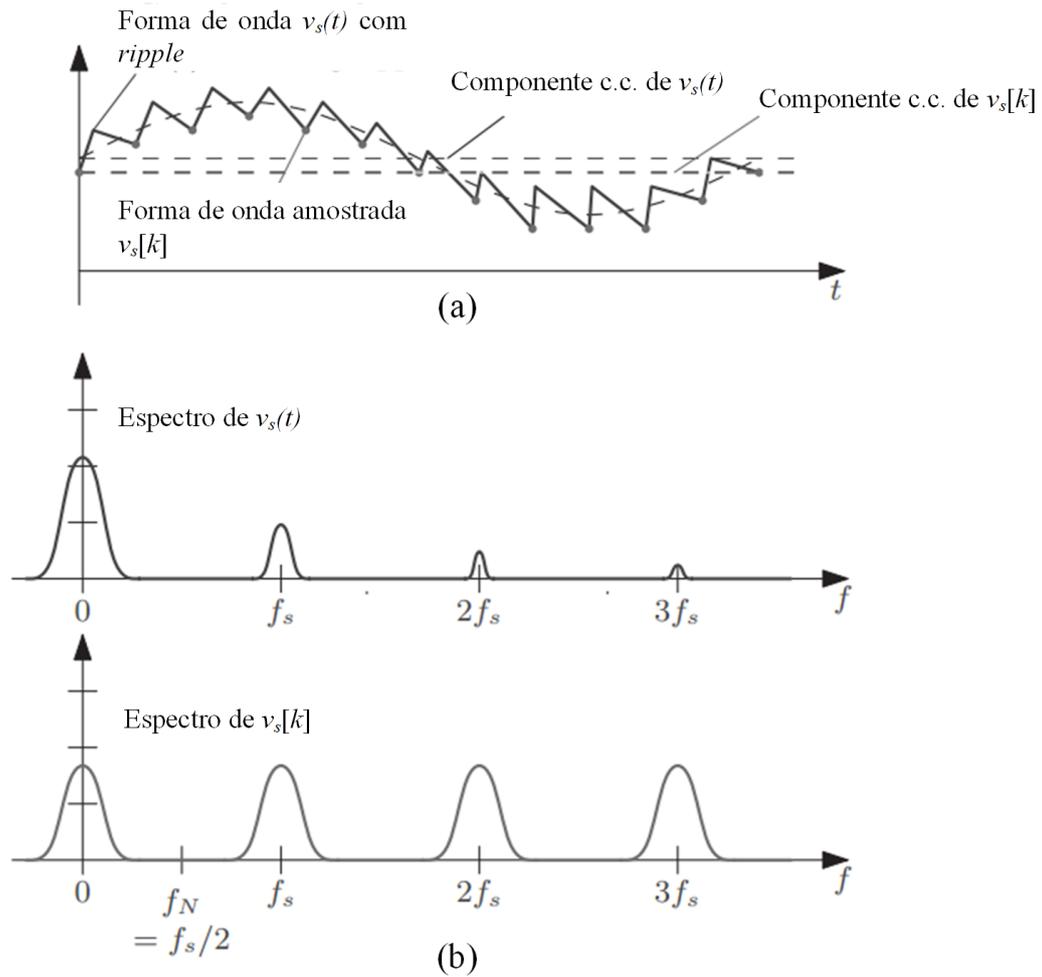


Figura 27: Frequência de amostragem igual à frequência de chaveamento: (a) formas de onda no domínio do tempo do sinal medido antes e depois da amostragem, e (b) espectro qualitativo do sinal analógico original e amostrado.

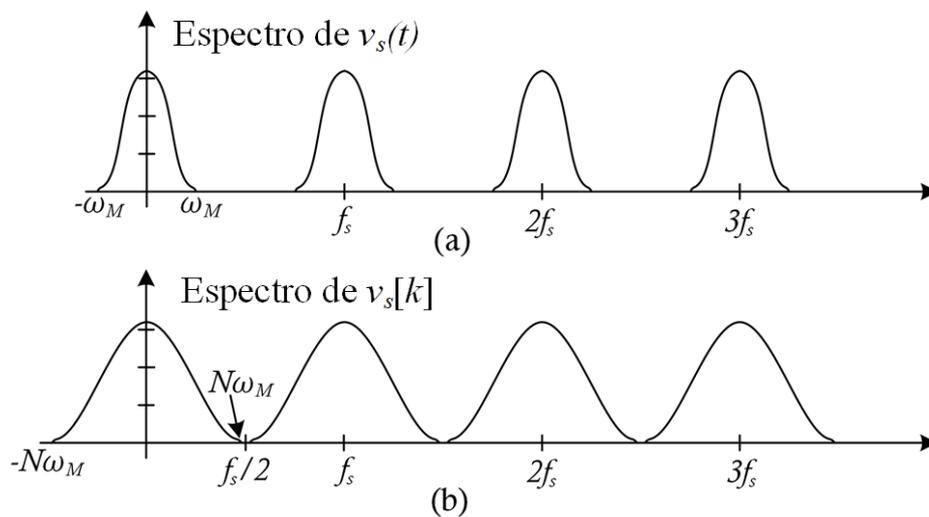


Figura 28: Efeito da subamostragem no domínio da frequência: (a) Espectro do sinal v_s amostrado com frequência de amostragem f_s . (b) Espectro do sinal v_s amostrado com frequência de amostragem f_s/N .

5.2 Método do lugar das raízes

Uma técnica simples para projeto de controladores discretos é o método indireto, realizando-se uma emulação do controlador projetado no domínio contínuo de forma discretizada. Entretanto, ao se passar do domínio contínuo para discreto o sistema pode se tornar instável, mesmo sendo estável inicialmente. Isto acontece devido ao efeito da amostragem, e sob o cenário de subamostragem esta técnica de emulação pode necessitar de algumas iterações até se conseguir um sistema estável. Além do método indireto, utilizou-se para síntese dos controladores o método de análise do lugar das raízes.

O controlador PI discreto pode ser obtido pela transformação bilinear, ou *Tustin*, dada pela equação 5.1.

$$s = \frac{2}{T} \frac{z - 1}{z + 1} \quad (5.1)$$

sendo a equação do PI:

$$U_{PI}(s) = \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (5.2)$$

substituindo 5.1 em 5.2 tem-se:

$$U_{PI}(z) = \frac{(K_p + K_i \frac{T}{2})z + K_i \frac{T}{2} - K_p}{z - 1} \quad (5.3)$$

Assumindo-se $G(z)$ a função de transferência da planta a ser controlada no domínio Z , a equação característica do sistema é dada pela equação 5.4.

$$L(z) = 1 + \left[\frac{(K_p + K_i \frac{T}{2})z + K_i \frac{T}{2} - K_p}{z - 1} \right] G(z) = 0 \quad (5.4)$$

Realizando-se uma substituição de variáveis $\alpha = K_p + K_i \frac{T}{2}$ e $\beta = K_i \frac{T}{2} - K_p$, tem-se

$$L(z) = 1 + \left(\frac{\alpha z + \beta}{z - 1} \right) G(z) = 0. \quad (5.5)$$

Explicitando-se o termo α como sendo o ganho a se avaliar, e realizando-se uma nova substituição de variáveis, $\gamma = \alpha$ e $\Gamma = \beta/\alpha$, o zero do controlador a ser alocado. Tem-se finalmente a equação do lugar das raízes:

$$L(z) = 1 + \gamma \left(\frac{z + \Gamma}{z - 1} \right) G(z) = 0 \quad (5.6)$$

Para se recuperar os ganhos do PI, resolve-se o sistema dado pela equação 5.7.

$$\begin{cases} \alpha = K_p + K_i \frac{T}{2} \\ \beta = -K_p + K_i \frac{T}{2} \end{cases} \quad (5.7)$$

Logo,

$$\begin{cases} K_i = \alpha \left(\frac{1+\Gamma}{T} \right) \\ K_p = \alpha \left(1 - \frac{1+\Gamma}{2} \right) \end{cases} \quad (5.8)$$

5.3 Estágio MPPT

A figura 29 mostra o diagrama da malha de controle do conversor *boost* do estágio MPPT. Os conversores A/D são modelados como seguradores de ordem zero (ZOH). A tabela 6 reúne os parâmetros dos elementos envolvido no estágio MPPT.

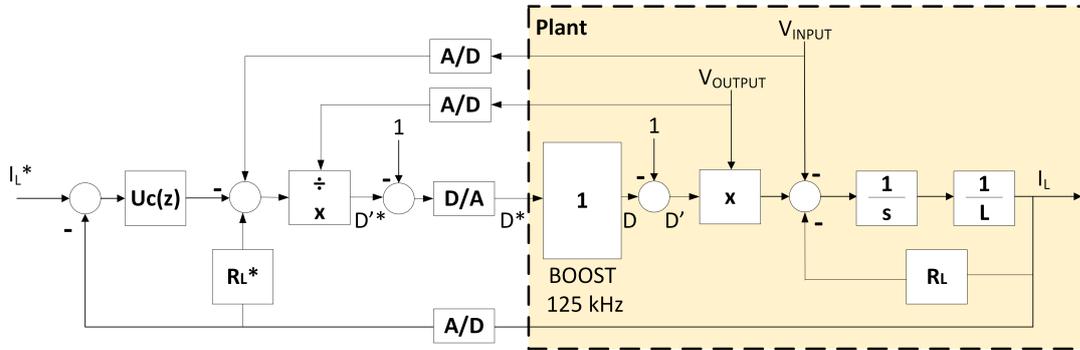


Figura 29: Malha de controle do conversor *boost* em modo de corrente do estágio MPPT.

Tabela 6: Especificações dos elementos do estágio MPPT.

Estágio MPPT		
Item	Símbolo	Valor
Indutor c.c.	L	185 μ H
Tensão de entrada	V_{pv}	180 – 375 V
Tensão barramento c.c. primário	V_{DC1}	500 V
Capacitância barramento c.c. primário	C_1	80 μ F
Frequência de chaveamento	F_{sw}	125 kHz

A função de transferência em malha fechada é calculada por meio da equação 5.9, onde $U_c(z)$ é a função de transferência do controlador, $G(z)$ é modelo discretizado da planta, realizado pela transformada \mathcal{Z} .

$$\frac{I_L(z)}{I_L^*(z)} = \frac{U_c(z)G(z)}{1 + U_c(z)G(z)}, \quad G(z) = (1 - z^{-1})\mathcal{Z}\left[\frac{1}{s} \frac{1}{sL + R_L}\right] \quad (5.9)$$

A função de transferência de rigidez dinâmica permite visualizar de maneira direta o impacto das perturbações na variável de controle. No estágio MPPT a perturbação é a tensão do barramento c.c. do lado primário (V_{DC1}) e a variável de controle é a corrente no indutor (I_L). A função de rigidez dinâmica no domínio de Laplace é dada pela equação 5.10, onde é possível ver que a indutância L possui impacto nas altas frequências, o ganho integral do controlador K_i aumenta o ganho em baixas frequências e os parâmetros R_L e ganho proporcional K_p definem o valor da rigidez dinâmica na faixa de frequências intermediárias. A equação 5.11 mostra o cálculo no domínio Z. Entretanto por não ser claro a atuação de cada parâmetro nas regiões de frequência no domínio discreto, as equações

de rigidez dinâmica não serão algebricamente desenvolvidas, sendo computacionalmente geradas as curvas.

$$\frac{I_L(s)}{V_{DC1}(s)} = \frac{1 + U_c(s)G(s)}{G(s)} = sL + (R_L + K_p) + \frac{K_i}{s} \quad (5.10)$$

$$\frac{I_L(z)}{V_{DC1}(z)} = \frac{1 + U_c(z)G(z)}{G(z)} \quad (5.11)$$

Escolheu-se $U_c(z)$ como a função de transferência de um PI discreto. A figura 30 plota a curva de rigidez dinâmica. Como observa-se, as frequências entre 100 Hz até 1kHz apresentam baixa capacidade de rejeição de perturbações. Na célula de potência componentes de 120 Hz aparecem no barramento c.c. do lado secundário devido a conexão de caráter monofásico. O estágio de isolamento inicialmente foi projetado para bloquear esta pulsação de baixa frequência. Entretanto, verificou-se na literatura desvantagem decorrentes deste bloqueio, causando aumento de perdas no transformador de alta frequência (HFT) devido ao erro instantâneo na relação de transformação entre os barramentos c.c. Como será detalhado na seção 5.4, para minimizar a corrente no transformador e diminuir as perdas, permitir-se-á o *ripple* de 120 Hz atingir o barramento c.c. de primário (V_{DC1}).

Aumentar os ganhos K_p and K_i aumentam a rigidez dinâmica, porém instabilidade pode ocorrer, como pode ser visto no diagrama de lugar das raízes da figura 31, em que para $K_p = 2$ tem-se pólos instáveis. Para aumentar a rigidez dinâmica em 120 Hz, considerou-se a adição de um controlador ressonante com ganho K_r . O valor do ganho K_r depende diretamente de qual a magnitude de tensão de *ripple* nominal que se deseja rejeitar. Adicionando-se o controlador ressonante, no domínio de Laplace tem-se equivalentemente a equação de rigidez dinâmica da equação 5.12.

$$\frac{I_L(s)}{V_{DC1}(s)} = sL + \left(R_L + K_p + K_r \frac{2\omega_h s}{s^2 + 2\omega_h s + \omega_0^2} \right) + \frac{K_i}{s} \quad (5.12)$$

onde ω_h é largura da banda passante ressonante (tipicamente 0,5 - 2 Hz) e ω_0 é frequência de sintonia do controlador ressonante. Escolhendo $K_r = 30$, a nova forma da curva de rigidez dinâmica é apresentada na figura 32. Percebe-se que em 120 Hz tem-se agora uma capacidade de rejeição de 30 V/A, ao invés de 1 V/A utilizando-se somente PI, na figura 30, ou seja, cada 30 V de perturbação implicam em 1 A de desvio na corrente do indutor. A figura

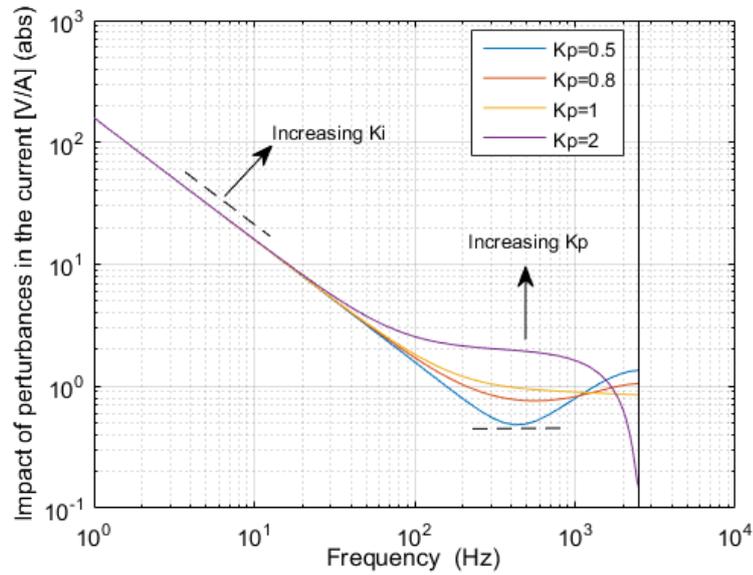


Figura 30: Rigidez dinâmica do estágio MPPT com controlador PI para diferentes ganhos proporcionais K_p e ganho integral $K_i = 1000$.

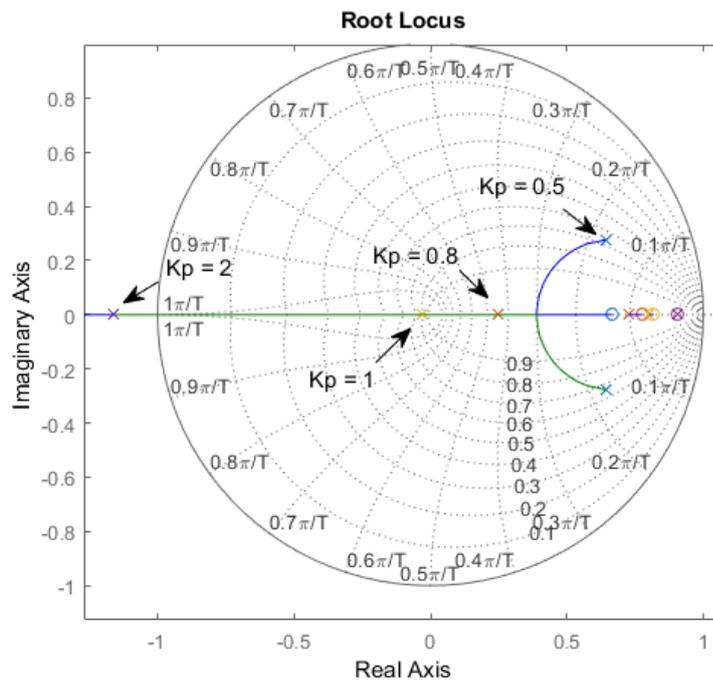


Figura 31: Diagrama do lugar das raízes do sistema em malha fechada do estágio MPPT.

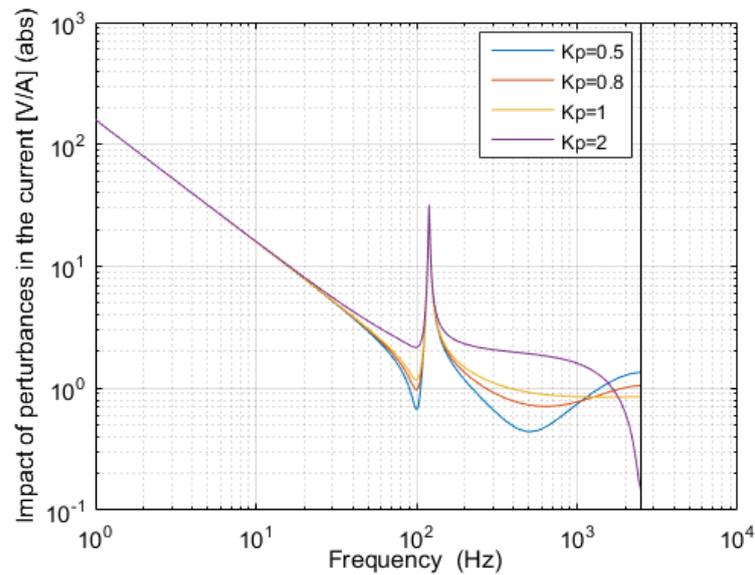


Figura 32: Curva de rigidez dinâmica do estágio MPPT com controlador PI + ressonante com ganho $K_r = 30$, ganho integral $K_i = 1000$, e diferentes valores de ganho proporcional K_p .

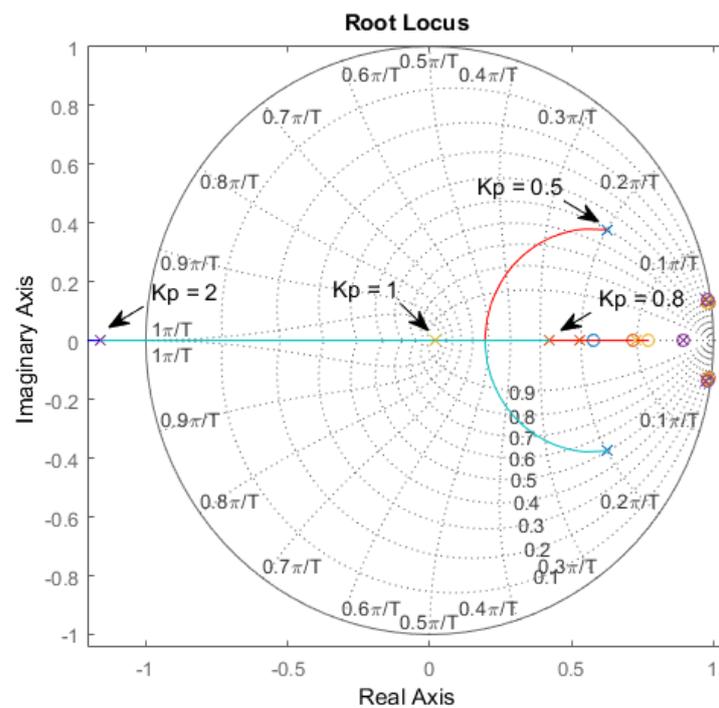


Figura 33: Diagrama do lugar das raízes do sistema em malha fechada com controlador PI + ressonante, com ganho $K_r = 30$, ganho integral $K_i = 1000$ e diferentes ganhos K_p .

5.4 Estágio de isolamento

A figura 34 mostra o diagrama da malha de controle do conversor $DAB/F-DAB$ do estágio de isolamento. A tabela 7 reúne os parâmetros dos elementos envolvido no estágio de isolamento.

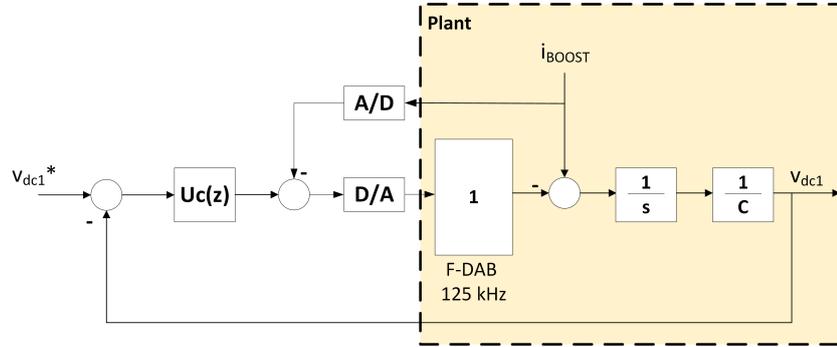


Figura 34: Malha de controle do conversor $DAB/F-DAB$ do estágio de isolamento.

Tabela 7: Especificação dos elementos do estágio de isolamento.

Estágio de isolamento		
Item	Símbolo	Valor
Relação de transformação HFT	n	2/3
Indutância de dispersão referida ao primário	L_r	4 μH
Capacitância barramento c.c. secundário	C_2	200 μF
Tensão barramento c.c. primário	V_{DC1}	500 V
Tensão barramento c.c. secundário	V_{DC2}	750 V
Frequência de chaveamento	F_{sw}	125 kHz
Frequência base	F_b	125 kHz
Tensão de base	V_b	$500(4/\pi)\sqrt{2}$ V
Potência de base	P_b	6200 W
Impedância de base	Z_b	V_b^2/P_b Ω
Capacitância de base	C_b	$1/(\omega_b Z_b)$ F

A função de transferência em malha fechada é calculada por meio da equação 5.13, e a função de rigidez dinâmica por meio da equação 5.14.

$$\frac{V_{DC1}(z)}{V_{DC1}^*(z)} = \frac{-U_c(z)G(z)}{1 - U_c(z)G(z)}, \quad G(z) = (1 - z^{-1})\mathcal{Z}\left[\frac{1}{s} \frac{1}{sC_1/C_b}\right] \quad (5.13)$$

$$\frac{V_{DC1}(s)}{I_{boost}(s)} = s \frac{C_1}{C_b} - K_p - \frac{K_i}{s} \approx \frac{V_{DC1}(z)}{I_{boost}(z)} = \frac{1 - U_c(z)G(z)}{G(z)} \quad (5.14)$$

A figura 35 mostra a curva de rigidez dinâmica do estágio de isolamento com controlador PI. Neste estágio, a rigidez dinâmica é alta o suficiente utilizando apenas controlador PI. A

limitação está na banda de passagem da malha de controle de tensão. Como tem-se uma amostragem de 5 kHz, ajustou-se os ganhos para se obter uma banda de passagem de 1 kHz, com ganhos $K_p = 10$ e $K_i = 5$. A figura 36 mostra o diagrama de bode do sistema em malha fechada.

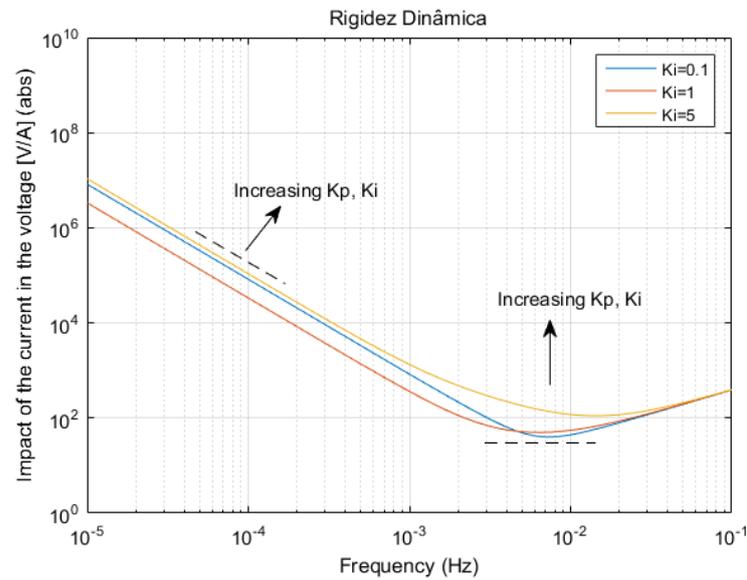


Figura 35: Curva de rigidez dinâmica do estágio de isolamento com controlador PI para diferentes valores de ganho integral K_i e ganho proporcional $K_p = 10$ (eixo das frequências em p.u.).

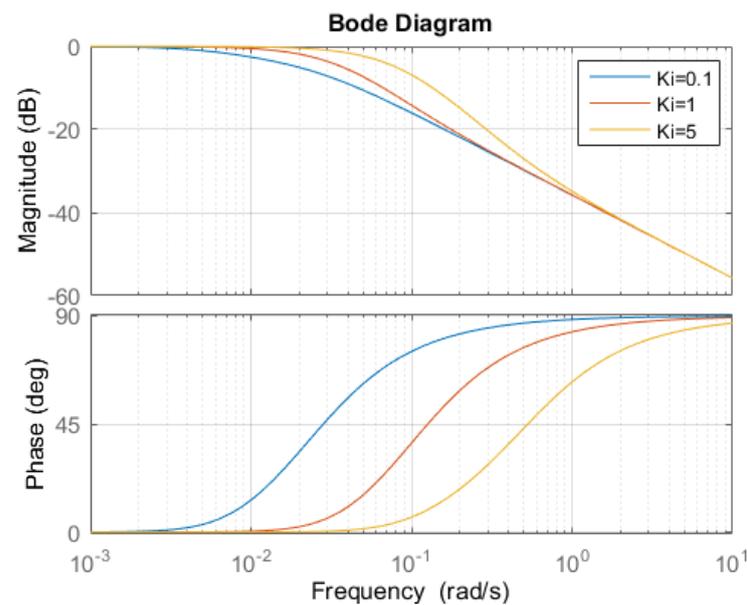


Figura 36: Diagrama de bode da malha de tensão em malha fechada (eixo das frequências em p.u.).

5.5 Estágio Inversor

Para o estágio Inversor utilizaram-se dois tipos de controle, um monofásico para o teste de conexão da célula com a rede e para o teste de conexão das células em cascata e um trifásico em coordenadas síncronas ($dq0$). Os valores dos parâmetros envolvidos no estágio Inversor é apresentado na tabela 8.

Tabela 8: Parâmetros nominais dos elementos do estágio Inversor.

Estágio Inversor			
Item	Símbolo	Valor	
Indutor c.a.	L_g	5,4 mH	
Resistência série Indutor c.a.	R_g	0,1 Ω	
Tensão barramento c.c. secundário	V_{DC2}	750 V	
Capacitância do barramento c.c. secundário	C_2	200 μ F	
Frequência de chaveamento	F_{sw}	10 kHz	
Potência de base	S_b	6200 W	
Tensão de base	V_b	220 V	
Corrente de base	I_b	$S_b/V_b/3$ A	
Frequência de base	F_b	60 Hz	
Impedância de base	Z_b	V_b/I_b Ω	
Capacitância de base	C_b	$1/(2\pi F_b Z_b)$ F	

5.5.1 Controle trifásico ($dq0$)

O controle trifásico é dividido em controle interno à célula (controle primário de corrente e tensão) e um controle global externo à célula, responsável pelo balanço de potência trifásica, como indicado na figura 37. Os comandos de referência de corrente são calculados pelo controle global, que recebe a potência de referência entregue por cada estágio de isolamento. O vetor de tensão de referência é enviado ao modulador *phase-shift* PWM. O controle de corrente é realizado em coordenadas síncronas $dq0$ (43) por meio de PLL denominado *Double Decoupled Synchronous Reference Frame* (DDSRF) (44). O diagrama de blocos de controle das malhas ativa (eixo d) e reativa (eixo q) é representado na figura 38. Tanto para o controle de corrente quanto para o controle de tensão do barramento c.c. foram normalizados os parâmetros, com o sistema de base (p.u.) descrito na tabela 8.

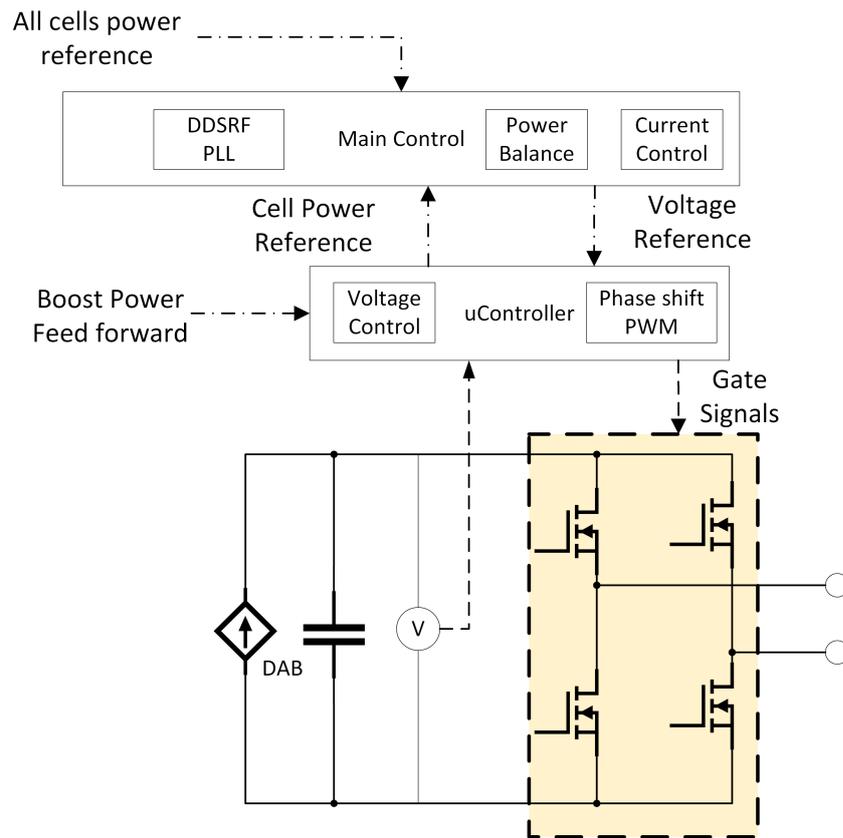


Figura 37: Esquema do controle trifásico e sua hierarquia.

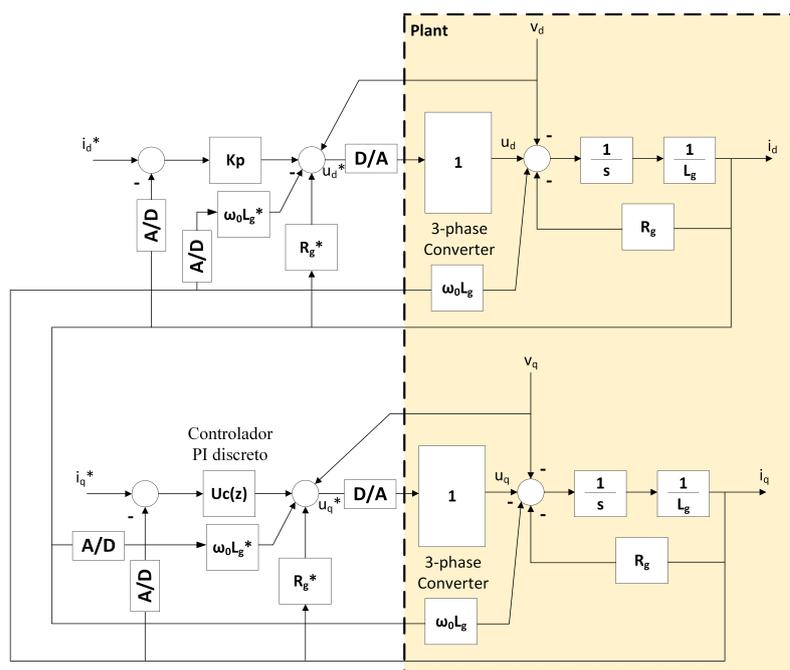


Figura 38: Diagrama de blocos do controle de corrente nas coordenadas d e q.

5.5.1.1 Malha de corrente

Foram utilizados controladores PI, com ganhos definidos pela técnica de rigidez dinâmica:

$$\left| \frac{V_{d,q}}{I_{d,q}} \right| = s^2 \left(\frac{L_g}{L_b} \right) + s \left(\frac{R_g}{Z_b} + K_p \right) + K_i/s \quad (5.15)$$

Para a malha de corrente ativa utilizou-se somente controlador proporcional (K_p), pois na malha de controle de tensão já existe ação integral. Para a malha de corrente reativa, utilizou-se controlador PI, com ganhos K_p e K_i , permitindo desta forma erro nulo em regime permanente da parcela de corrente reativa. Sem a ação integral na malha de eixo q, não seria possível atingir fator de potência unitário na rede elétrica sem compensação de referência. A figura 39 mostra a curva de rigidez dinâmica de eixo d e a figura 40 a curva de rigidez dinâmica de eixo q, ambas com frequência normalizada ($F_b = 60$ Hz).

O diagrama de Bode é apresentado na figura 41, sendo semelhante para ambos os eixos, comparando a respostas em domínio contínuo e discreto. Ao aumentar o ganho K_p aumenta-se a faixa de passagem. Entretanto devido aos efeitos de amostragem ocorre diferenças na resposta de frequência a medida que a frequência se aproxima da frequência de Nyquist. Portanto, é uma boa prática se escolher uma faixa de passagem em torno de 5 a 10 vezes menor que a frequência de Nyquist, de forma a garantir a estabilidade e atenuação adequada das altas frequências.

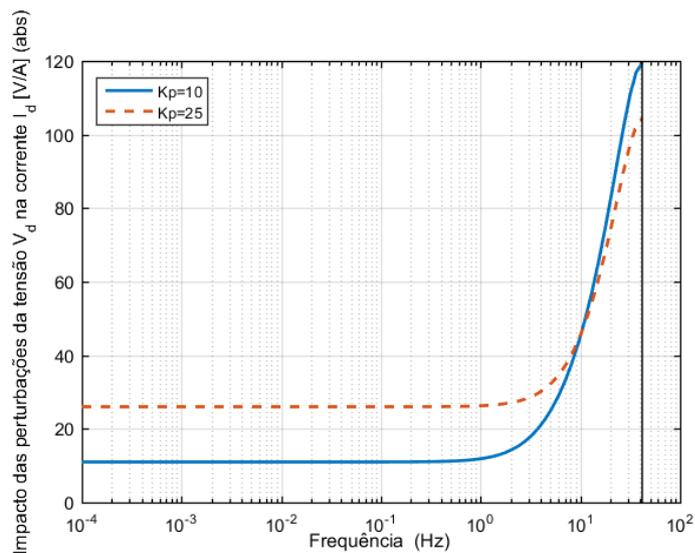


Figura 39: Curva de rigidez dinâmica para a malha de controle de eixo d com ganho $K_p = 10$ e $K_p = 25$.

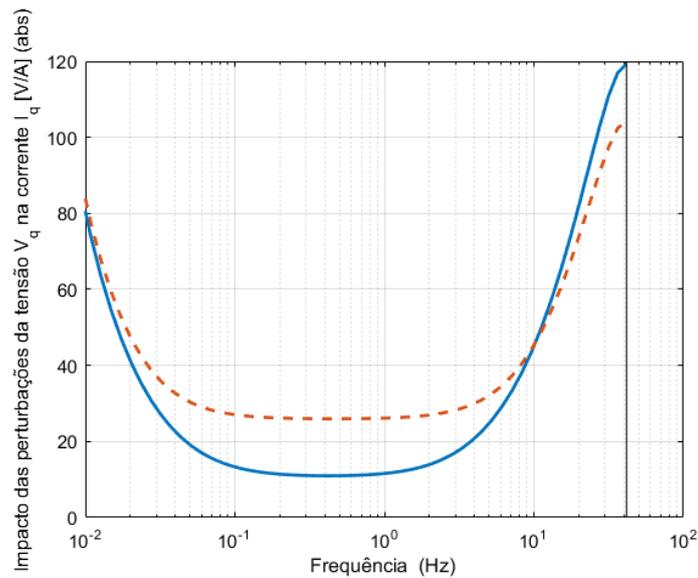


Figura 40: Curva de rigidez dinâmica para a malha de controle de eixo q com ganho $K_p = 10$ e $K_p = 25$ e ganho integral $K_i = 5$.

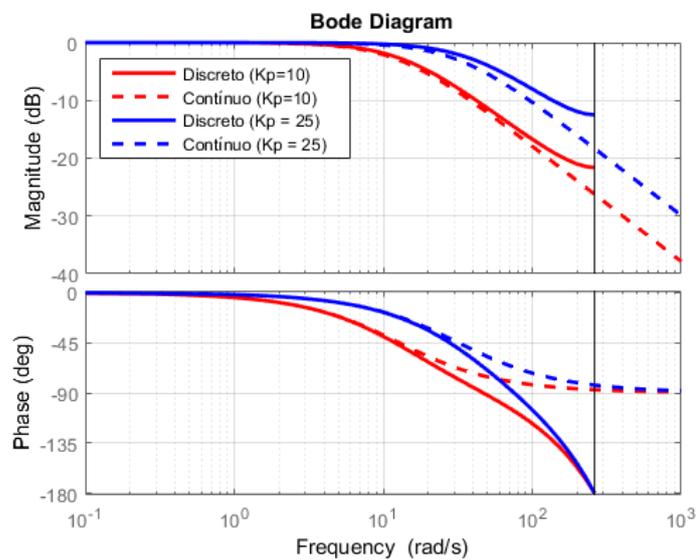


Figura 41: Diagrama de Bode da malha de controle de corrente com ganhos $K_p = 10$ e $K_p = 25$, comparando o sistema nos domínios contínuo e discreto.

5.5.1.2 Malha de tensão

O controle da tensão do barramento c.c. está diretamente relacionado a potência ativa injetada ou absorvida na rede elétrica pelo conversor. A teoria de potência no sistema de coordenada síncronas $dq0$, relaciona as grandezas contínuas obtidas pelas transformações de Clarke e Park com a potência ativa (P) e reativa (Q), de acordo com as equações 5.16

e 5.17 (43).

$$P = \frac{3}{2}V_d I_d \quad (5.16)$$

$$Q = -\frac{3}{2}V_d I_q \quad (5.17)$$

O erro entre tensão de referência (V_{DC2}^*) e a tensão do barramento c.c. (V_{DC2}) ao passar pelo controlador PI ($U_v(z)$) tem-se uma potência de referência (P_{ref}). Manipulando a equação 5.16 obtêm-se uma corrente de referência de eixo d (I_{dref}^*) por meio do ganho $k_d(t) = \frac{2}{3}V_d(t)$, sendo I_{dref}^* a entrada da malha de corrente detalhada na seção 5.5.1.1. A figura 42 ilustra em diagrama de blocos o controle de tensão do barramento c.c..

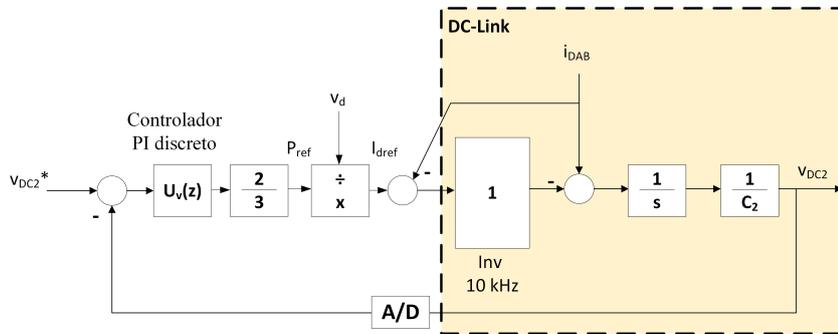


Figura 42: Diagrama de blocos da malha de controle de tensão do barramento c.c..

Considerando a tensão de V_d constante, a função de transferência em malha fechada é calculada por meio da equação 5.18, e a função de rigidez dinâmica por meio da equação 5.19.

$$\frac{V_{DC2}}{V_{DC2}^*} = \frac{-k_d U_v(z) G(z)}{1 - k_d U_v(z) G(z)}, \quad G(z) = (1 - z^{-1}) \mathcal{Z} \left[\frac{1}{s} \frac{1}{s C_2 / C_b} \right] \quad (5.18)$$

$$\frac{V_{DC2}(s)}{I_{DAB}(s)} = s \frac{C_2}{C_b} - k_d K_p - k_d \frac{K_i}{s} \approx \frac{V_{DC2}(z)}{I_{DAB}(z)} = \frac{1 - k_d U_v(z) G(z)}{G(z)} \quad (5.19)$$

Para separação das dinâmicas entre as malhas de corrente e tensão, a máxima frequência de corte da malha de tensão foi definida em 100 Hz. Calculou-se os ganhos com método do lugar das raízes, obtendo-se $K_p = 6.9$ e $K_i = 2.3$. A figura 43 mostra o diagrama de Bode de malha fechada, com uma faixa de passagem aproximadamente 100 Hz (10,5 rad em p.u.), e a figura 44 a curva de rigidez dinâmica.

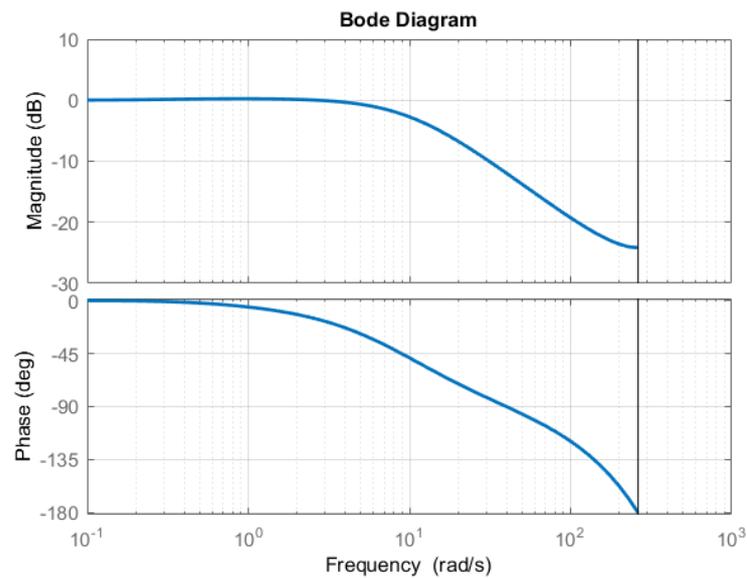


Figura 43: Diagrama de Bode em malha fechada do controle de tensão do barramento c.c. Ganhos do controlador PI, $K_p = 6,9$ e $K_i = 2,3$.

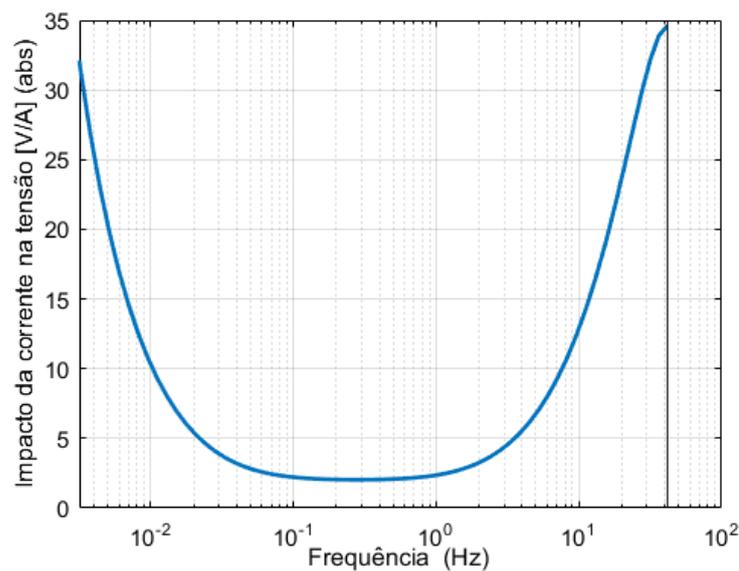


Figura 44: Curva de rigidez dinâmica da malha de controle do barramento c.c.. Ganhos do controlador PI, $K_p = 6,9$ e $K_i = 2,3$.

5.5.2 Controle monofásico

O controle monofásico foi realizado utilizando coordenadas naturais. Devido o envolvimento de grandezas senoidais, para obter-se erro nulo no rastreamento da referência de corrente utilizou em adição ao controlador proporcional e um controlador ressonante sintonizado em 60 Hz $R_{60\text{Hz}}(z)$. A malha de controle de tensão por meio de um controlador

PI discreto $U_v(z)$ produz um sinal de amplitude de corrente que é multiplicada por uma senoide de amplitude unitária por meio de uma PLL para rastreamento da tensão da rede. A figura 45 mostra o diagrama de blocos do sistema monofásico, onde k_i é o ganho para normalização da corrente e k_{cc} é o ganho para normalização da tensão do barramento c.c., sendo os valores ajustados de acordo com is níveis de corrente e tensão nominais dos ensaios.

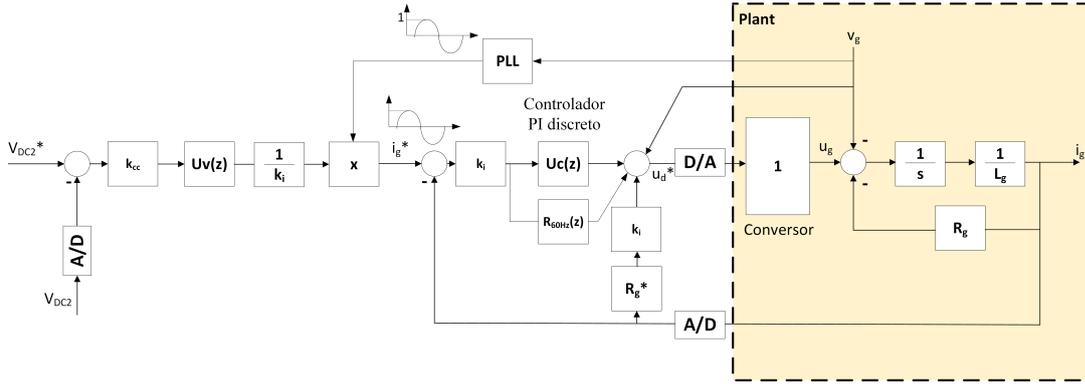


Figura 45: Diagrama de blocos do controle monofásico em coordenadas naturais.

5.5.2.1 Malha de corrente

Por meio do método do lugar das raízes descrito na seção 5.2 tem-se a seguinte equação característica:

$$L(z) = 1 + (U_c(z) + R_{60Hz}(z))G(z) = 0 \quad (5.20)$$

sendo U_c um controlador proporcional e $G(z)$ o modelo discretizado da planta $G(s) = \frac{1}{L_g + R_g}$. Deseja-se avaliar o lugar das raízes para variações do ganho proporcional K_p , portanto tem-se o polinômio característico na forma da equação 5.6:

$$L(z) = 1 + \gamma \left(1 + \frac{R_{60Hz}(z)}{\gamma} \right) G(z) = 0 \quad (5.21)$$

Definiu-se o ganho do ressonante $K_r = 20$ e os ganhos de normalização $k_i = 1/35$ e $k_{cc} = 1/400$. A figura 46 mostra o lugar das raízes para a malha de corrente. Selecionando-se o ganho $\gamma = 1,5$ tem-se os pólos de malha fechada localizados de acordo com a figura 47, obtendo-se um faixa de passagem desejada de 1000 Hz como mostra o diagrama de bode da figura 48. Por meio das equações 5.7 e 5.8, obtém-se os ganhos $K_p = 1,6$.

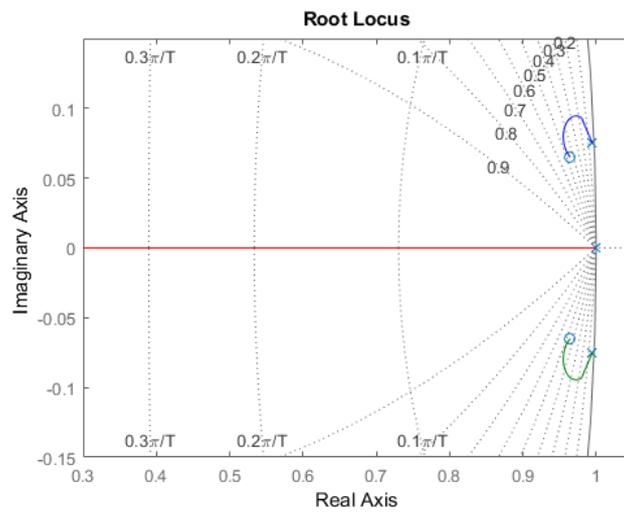


Figura 46: Diagrama do lugar das raízes para a malha de corrente com controlador PI + ressonante em 60 Hz.

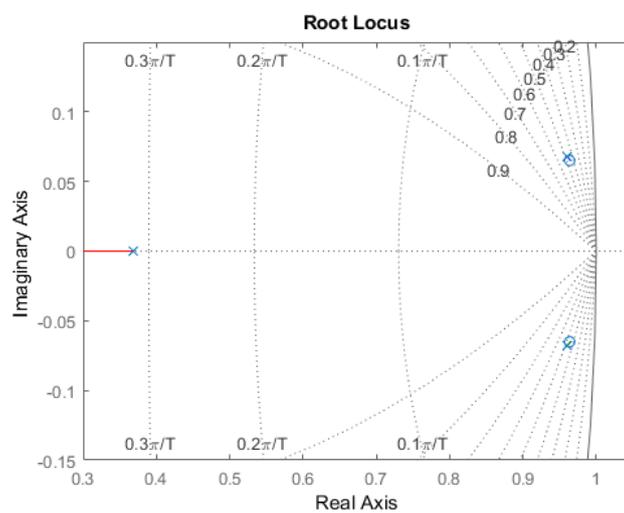


Figura 47: Localização dos pólos em malha fechada com os parâmetros $\gamma = K_p = 1,6$ e $K_r = 20$.

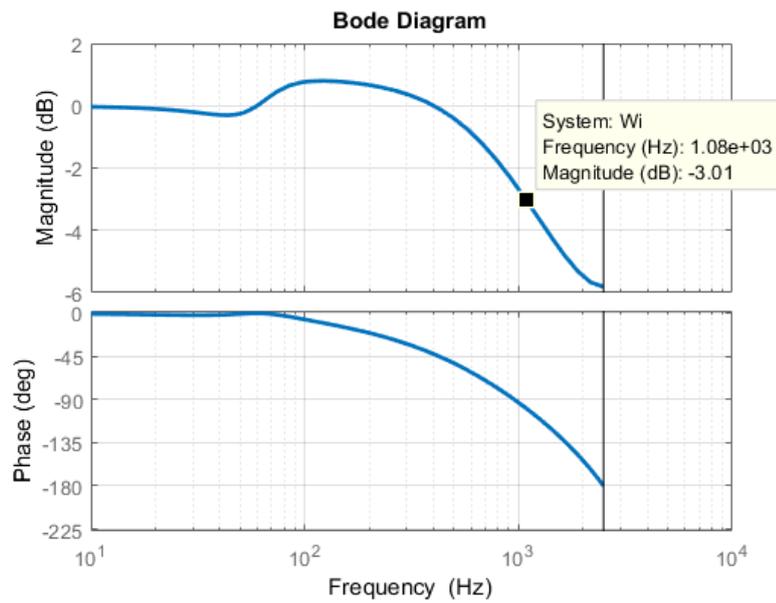


Figura 48: Diagrama de Bode da malha de controle de corrente, a faixa de passagem de aproximadamente 1000 Hz.

A figura 49 mostra a curva de rigidez dinâmica obtida para a malha de corrente. Com o controlador ressonante é possível sintetizar com erros baixos a referência senoidal de corrente.

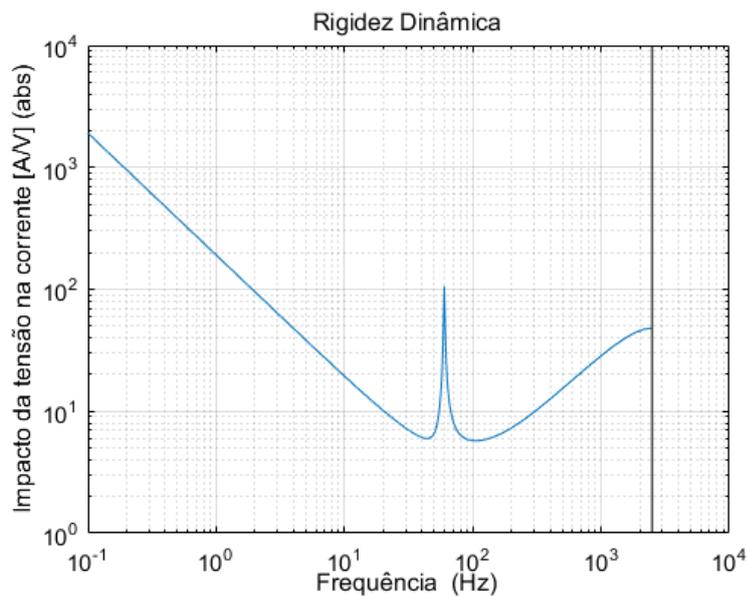


Figura 49: Curva de rigidez dinâmica da malha de corrente. Percebe-se que o aumento da rigidez dinâmica do sistema em 60 Hz devido ao controlador ressonante.

5.5.2.2 Malha de tensão

A representação da malha de controle de tensão do barramento c.c. no modo monofásico em coordenadas naturais é mostrada na figura 50.

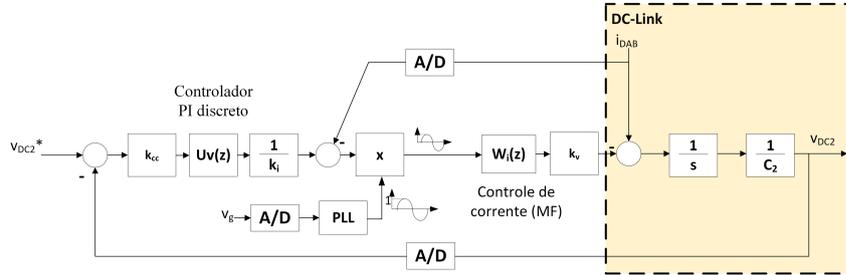


Figura 50: Diagrama de blocos da malha de controle de tensão do barramento c.c.

Considerando a conservação de potência do lado c.c. para o lado c.a., pode-se escrever a equação:

$$\bar{V}_g \bar{I}_g \cos \phi = V_{dc2} I_{dc2} \quad (5.22)$$

onde \bar{V}_g é o valor r.m.s. da tensão da rede, \bar{I}_g é a corrente injetada na rede pelo inversor, V_{dc2} é a tensão do barramento c.c. e I_{dc2} é a corrente que entre nos terminais do barramento c.c. do conversor e $\cos \phi$ é o fator de potência na rede. Pode-se portanto por meio da equação 5.22 relacionar a corrente c.c. com a corrente c.a.:

$$I_{dc2} = \left(\frac{\bar{V}_g}{V_{dc2}} \right) (\cos \phi) \bar{I}_g \quad (5.23)$$

Considerando-se um fator de potência unitário, obtém-se um conversão simples do lado c.a. para o lado c.c. dada pela equação 5.24.

$$I_{dc2} = \left(\frac{\bar{V}_g}{V_{dc2}} \right) \bar{I}_g = k_v \bar{I}_g \quad (5.24)$$

A função de transferência $W_i(z)$ representa a dinâmica em malha fechada do controle de corrente injetada na rede. Multiplicando a saída desta malha, que é a corrente do lado c.a., com a equação 5.24 assumindo-se valores nominais constantes, tem-se equivalentemente uma corrente c.c. no modelo de do barramento c.c..

A função de transferência em malha fechada é dada pela equação 5.25 e a função de rigidez dinâmica é dada pela equação 5.26, onde considera-se $W_i(z)$ com dinâmica unitária, pois a velocidade da malha de tensão é dez vezes menor que a malha de corrente.

$$\frac{V_{DC2}}{V_{DC2}^*} = \frac{-\frac{k_{cc}k_v}{k_i} U_v(z) W_i(z) G(z)}{1 - \frac{k_{cc}k_v}{k_i} U_v(z) W_i(z) G(z)}, \quad G(z) = (1 - z^{-1}) \mathcal{Z} \left[\frac{1}{s} \frac{1}{sC_2} \right] \quad (5.25)$$

$$\frac{V_{DC2}(s)}{I_{DAB}(s)} = sC_2 + \frac{k_{cc}k_v}{k_i}K_{pv} + \frac{k_{cc}k_v}{k_i} \frac{K_{iv}}{s} \approx \frac{V_{DC2}(z)}{I_{DAB}(z)} = \frac{1 - \frac{k_{cc}k_v}{k_i}U_v(z)G(z)}{G(z)} \quad (5.26)$$

Projetou-se faixa de passagem da malha de tensão em 100 Hz, para se ter um distanciamento de 10 vezes da faixa de passagem da malha de corrente. A figura 51 mostra o lugar das raízes, definindo-se a posição do zero do controlador em 0,975 rad ($\Gamma = -0,975$). Ajustando-se o ganho $\gamma = 1,65$ tem-se a posição das raízes de malha fechada de acordo com a figura 52 e a uma faixa de passagem de aproximadamente 100 Hz, como mostra o diagrama de Bode da figura 53. Por meio da equação 5.8, obtém-se os parâmetros do controlador PI, com $K_{pv} = 1,63$ e $K_{iv} = 206,25$. A figura 54 mostra a curva de rigidez dinâmica da malha de tensão.

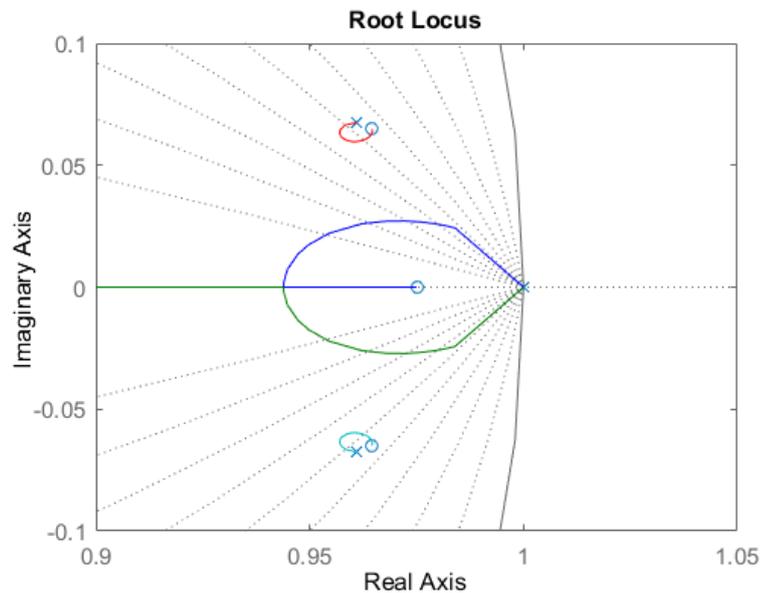


Figura 51: Diagrama do lugar das raízes para a malha de tensão com controlador PI.

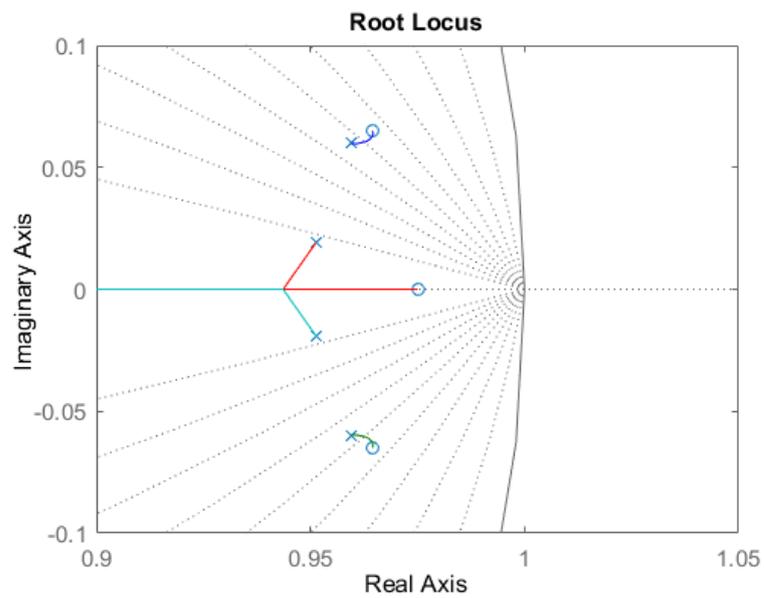


Figura 52: Localização dos pólos em malha fechada com os parâmetros $\gamma = 1,6$, $\Gamma = -0,975$.

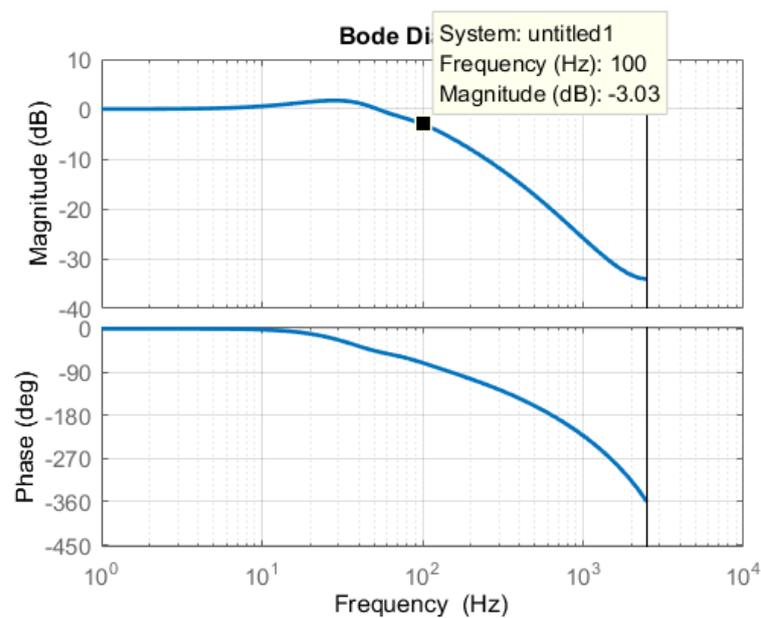


Figura 53: Diagrama de Bode da malha de tensão com faixa de passagem de 100 Hz.

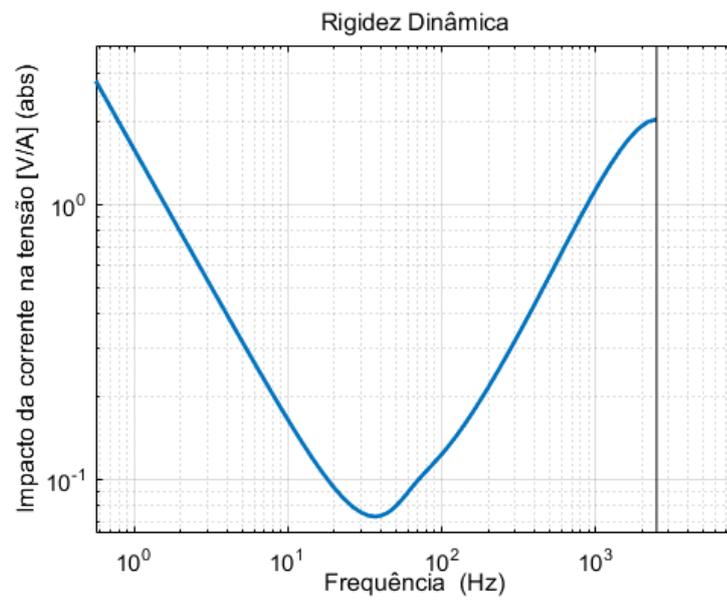


Figura 54: Curva de rigidez dinâmica da malha de controle de tensão do barramento c.c..
Ganhos do controlador PI, $K_{pv} = 1,63$ e $K_{iv} = 206,25$.

Capítulo 6

Resultados experimentais

6.1 Montagem do Painel

O painel é constituído por subsistemas de potência, proteção, medição e controle. As figuras 55 e 56 mostram uma visão frontal do painel do protótipo, montado em um *rack* metálico com rodízios para facilitação de deslocamentos e execução de testes.

6.1.1 Sistema de potência

O subsistema de potência é composto por três células. A célula 3, é de primeira geração, descrita no capítulo 3. As outras duas células são de segunda geração, apresentadas no capítulo 4.

Na lateral do protótipo, os terminais de potência c.c. (entrada de painéis fotovoltaicos ou outra fonte c.c.) e os terminais c.a. (saída de cada célula, entrada da rede elétrica e reator de interface) são acessíveis por meio de bornes, como mostra a figura 57. É por meio destas conexões que pode-se configurar as três células para testes monofásicos e testes trifásicos.

A figura 58 ilustra o diagrama elétrico da parte de potência do painel. Os testes monofásicos de cada célula são realizados conectando individualmente cada célula na rede, conforme ilustra o diagrama da figura 59. Os testes trifásicos foram realizados por meio das conexões ilustradas na figura 60.

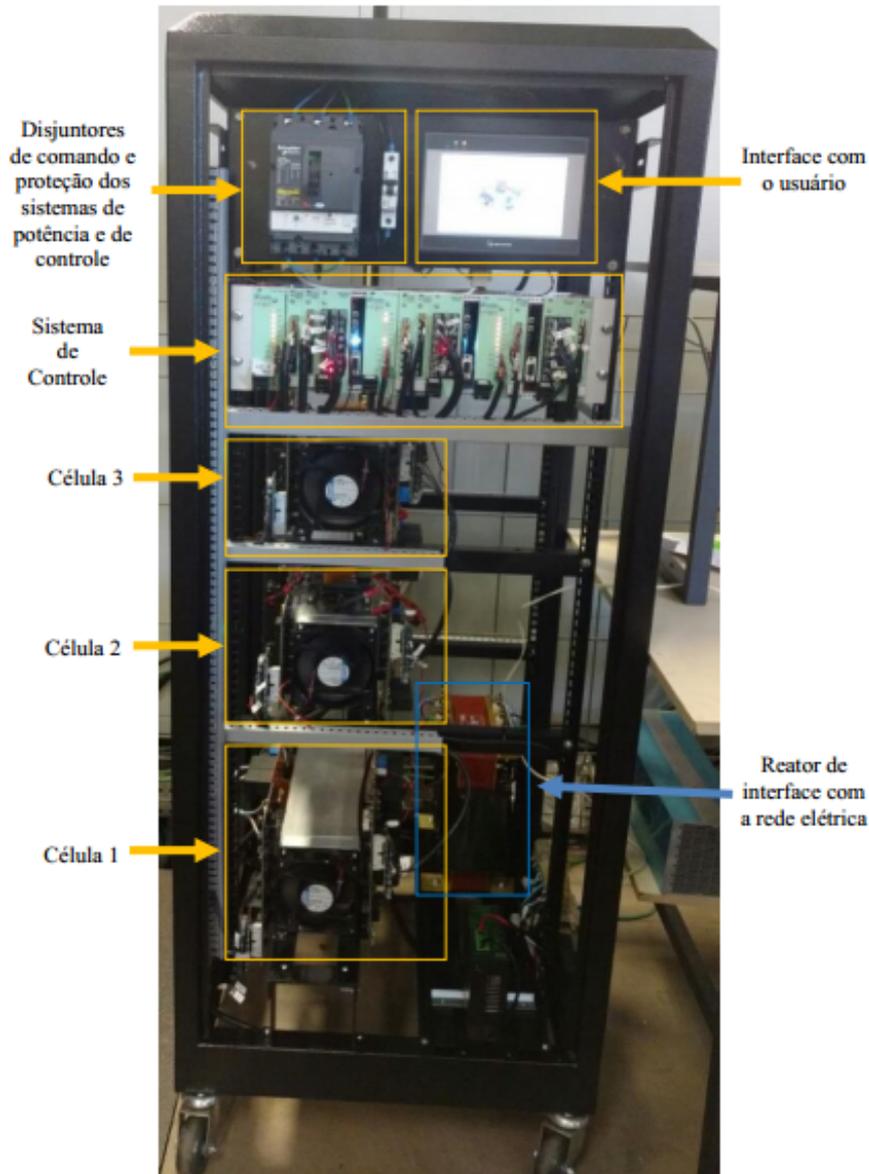


Figura 55: Vista geral frontal do painel do protótipo.



Figura 56: Visão geral traseira do protótipo.

O sistema de proteção é composto por um disjuntor e fusíveis de proteção. Um contator comandado pelo sistema de controle realiza a conexão ou desconexão com a rede elétrica. As medições de corrente e tensão para controle são realizadas por meio de uma placa, ilustrada na figura 56. Uma fonte de alimentação também alocada na parte traseira, fornece energia para a instrumentação e sistemas de controle.

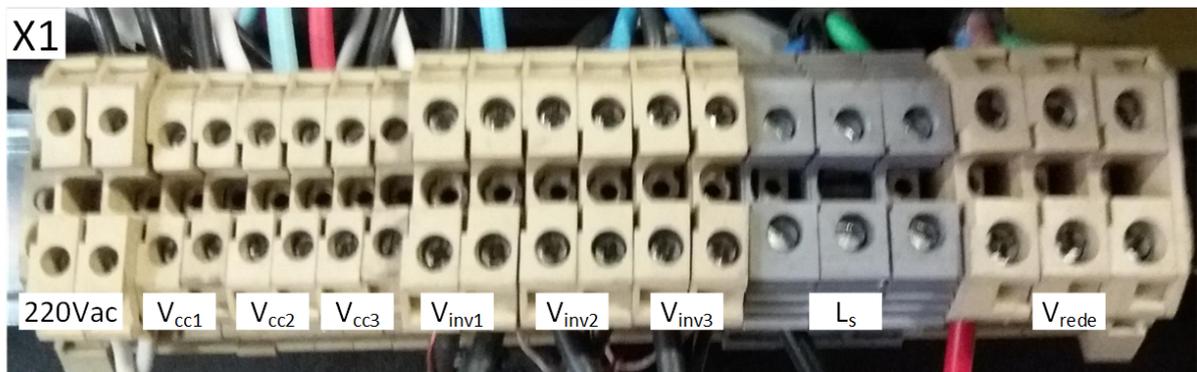


Figura 57: Borne de conexões elétricas do painel.

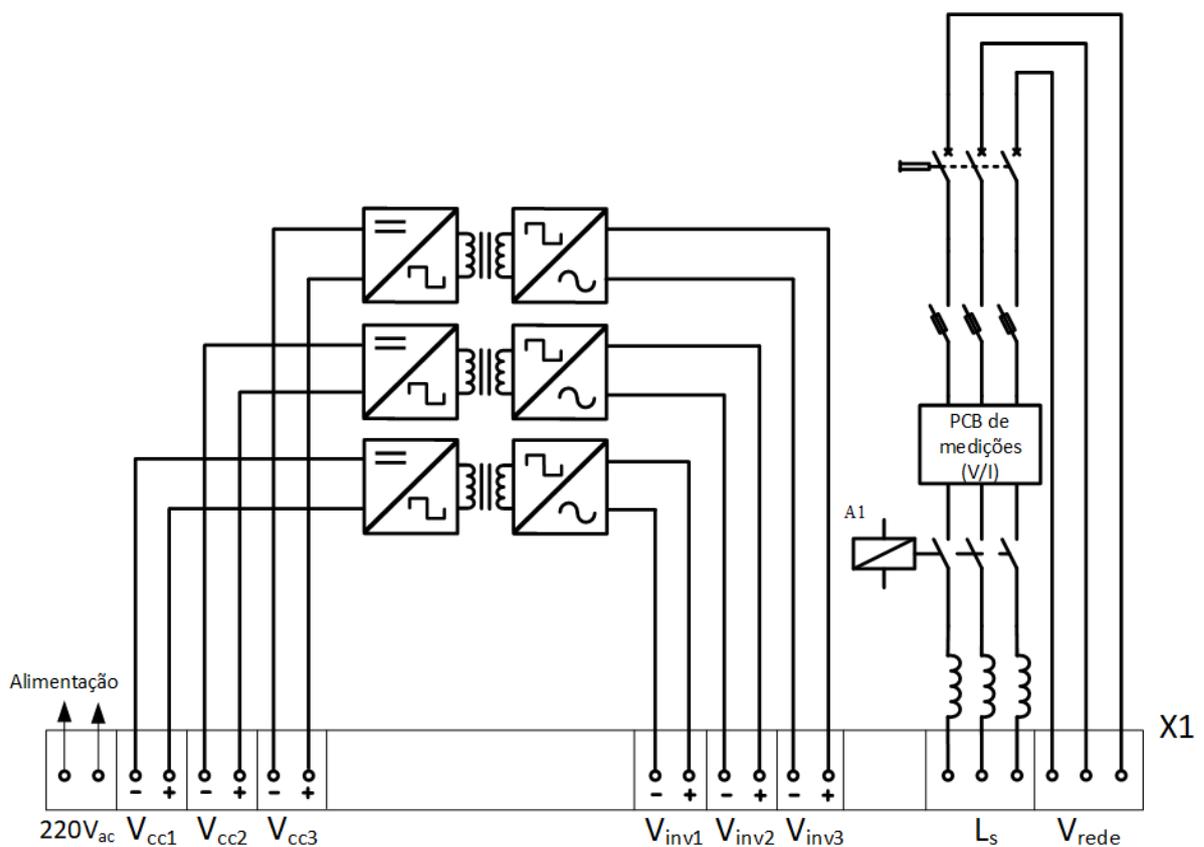


Figura 58: Esquemático das conexões elétricas do painel.

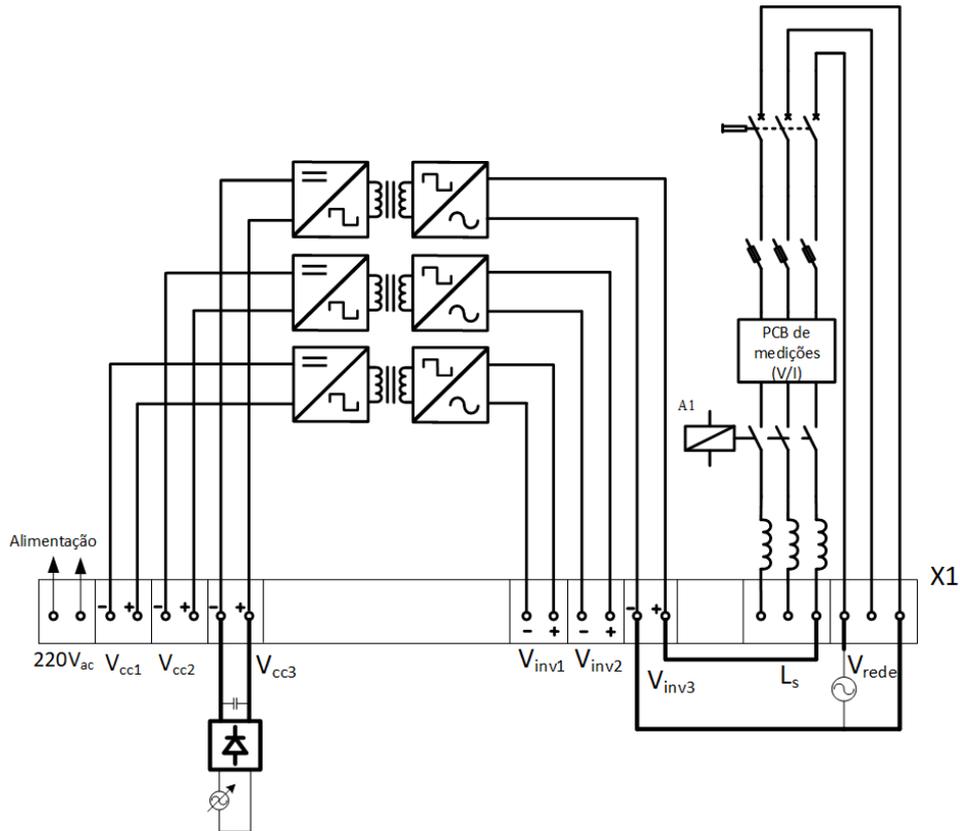


Figura 59: Esquemático elétrico da conexão do painel para teste monofásico das células de potência.

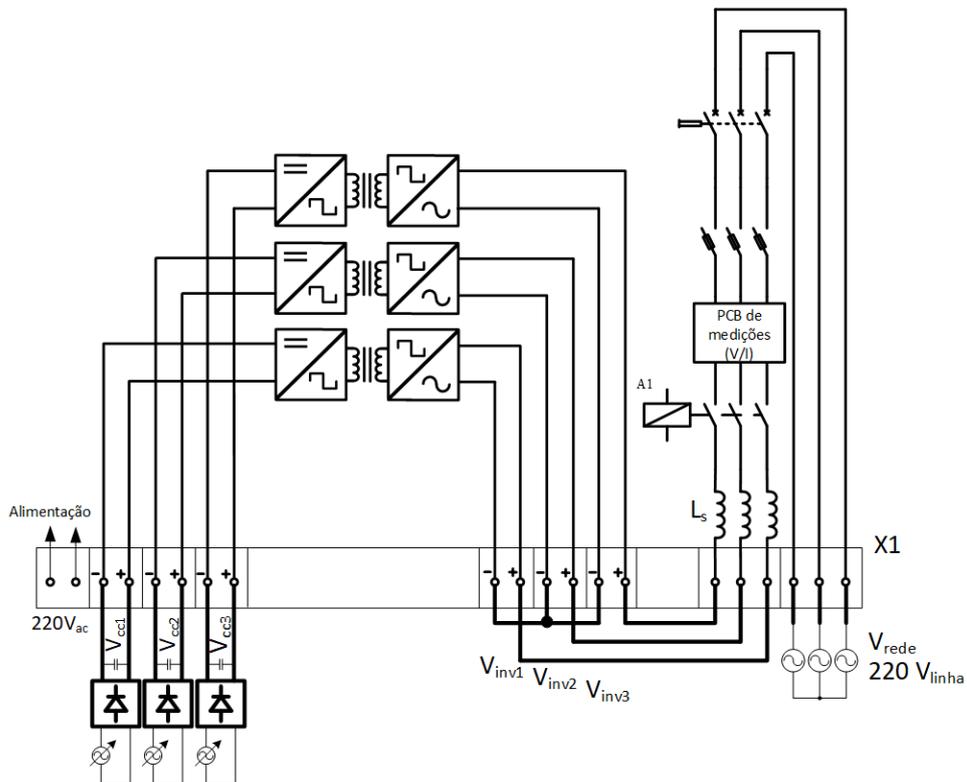


Figura 60: Esquemático elétrico da conexão do painel para teste trifásico.

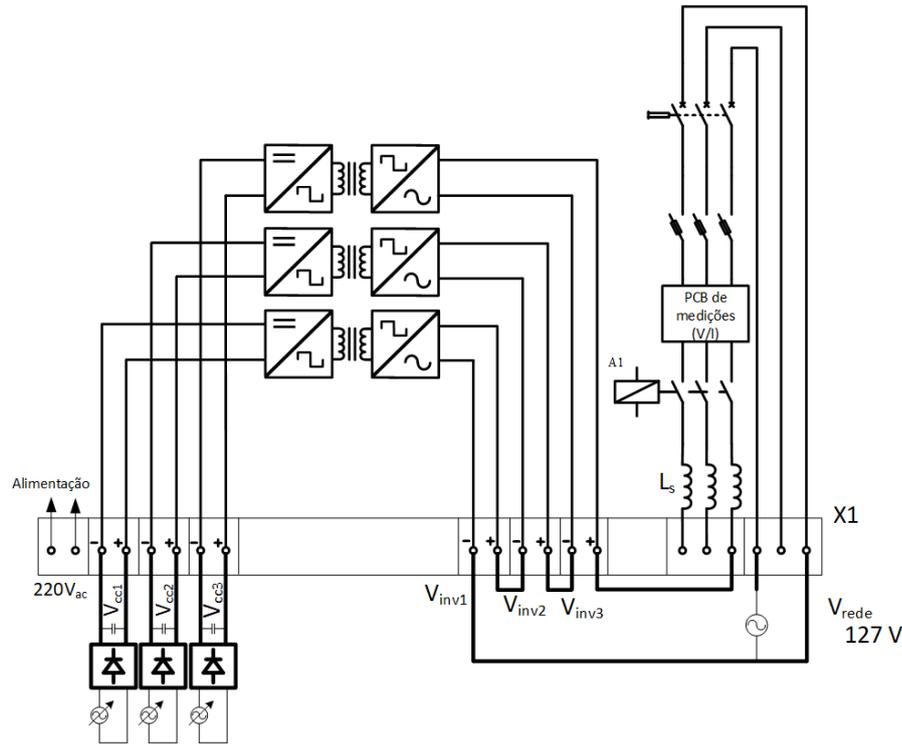


Figura 61: Esquemático elétrico da conexão do painel para teste em cascata.

6.1.2 Sistema de controle e IHM

O sistema de controle foi construído em um *rack* de alumínio por meio de um *backplane*, como pode ser visto na figura 55, onde as placas de condicionamento e controle são interconectadas. Na parte frontal, são acessados os sinais de medição e de comando para os conversores e contadores. Os sinais de medição são transmitidos em corrente, por meio de pares trançados. Os sinais de chaveamento dos conversores, devido à elevada frequência, são enviados por meio de fibras óticas.

O sistema de controle é composto por uma placa com DSP *Texas Instruments* TMS320F28335 e uma placa com CPLD Altera MAX V, responsável por receber os sinais de PWM e enviá-los por meio dos transdutores óticos para os *Gate Drivers*, que recebem estes comandos e transformam em comandos elétricos para chaveamento dos dispositivos.

Para configuração de comissionamento e de parâmetros de controle e proteção, uma *Interface Homem-Máquina* (IHM) comunica-se com o DSP por meio de protocolo serial (MODBUS).

6.2 Resultados Experimentais: Estágio MPPT

A figura 62 mostra esquematicamente a configuração para teste monofásico dos estágios das células de potência. Na entrada c.c. é conectada uma fonte programável Rega-

tron TopCon TC.GSS, capaz de emular a curva característica $V \times I$ de painéis fotovoltaicos. A célula de potência é conectada em uma rede elétrica de baixa tensão, 127V/60Hz.

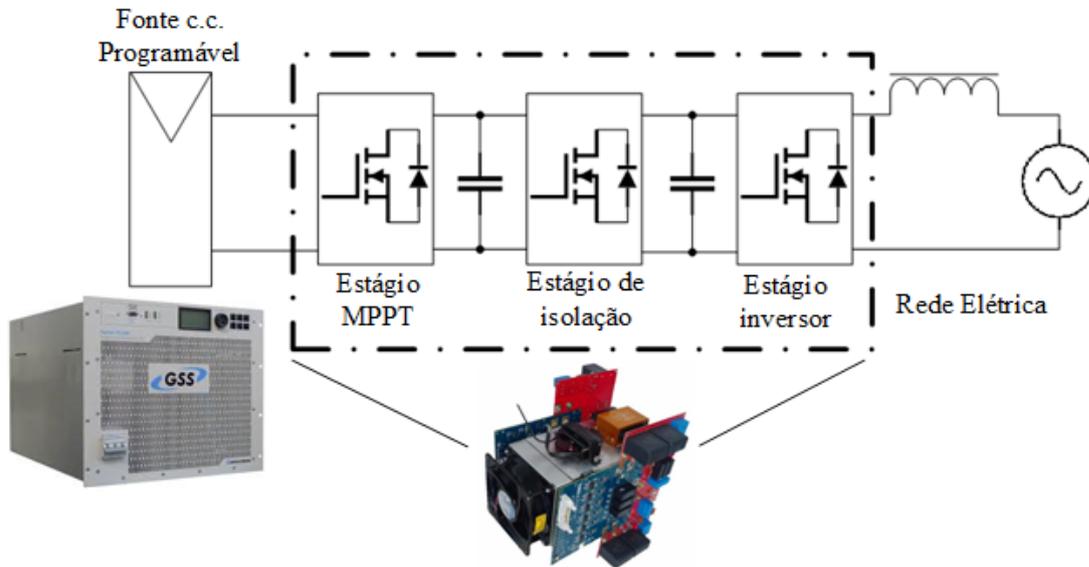


Figura 62: Configuração monofásica para teste dos estágios da célula. A fonte c.c. programável emula a curva característica de um painel fotovoltaico.

6.2.1 Controle de corrente

O estágio MPPT é composto por um conversor *boost* controlado em modo de corrente, com o controle descrito no capítulo 5, seção 5.3. A figura 63 mostra a corrente no indutor, para uma variação em degrau da referência $I_L^* = 2$ A para $I_L^* = 4$ A. Percebe-se uma resposta característica de primeira ordem, conforme projetado.

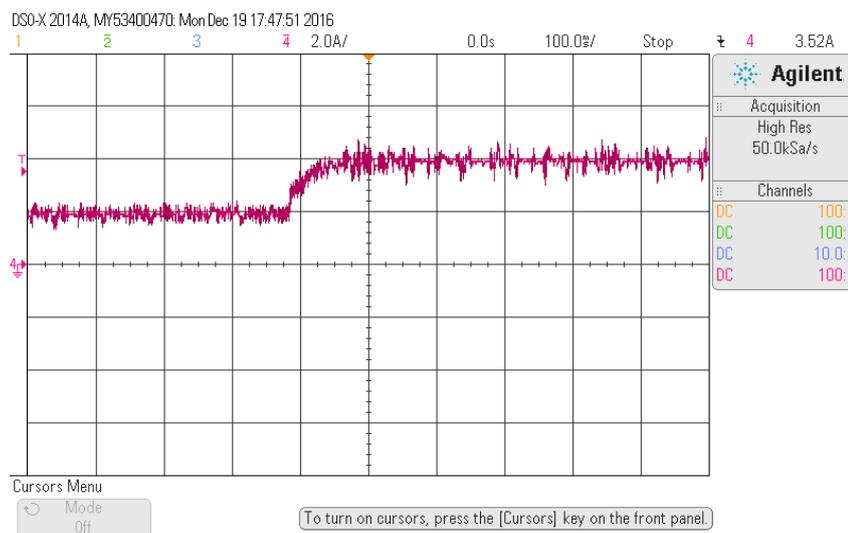


Figura 63: Resposta do conversor *Boost* para uma variação em degrau da referência de 2A para 4A.

6.2.2 Mitigação de perturbações em 120 Hz

Testou-se, também, a eficácia do controlador ressonante, para fins de rejeição a perturbações de 120 Hz devido a conexão monofásica com a rede elétrica. A figura 64 mostra o espectro harmônico por meio de FFT da corrente no indutor de entrada do conversor *Boost*. Percebe-se que o controlador PI não é capaz de rejeitar a perturbação, enquanto que habilitando o controlador ressonante tem-se uma elevada mitigação da componente de 120 Hz. Isso acontece, pois a rigidez dinâmica na componente de 120 Hz é maior, como previamente estudado e apresentado por meio da figura 30.

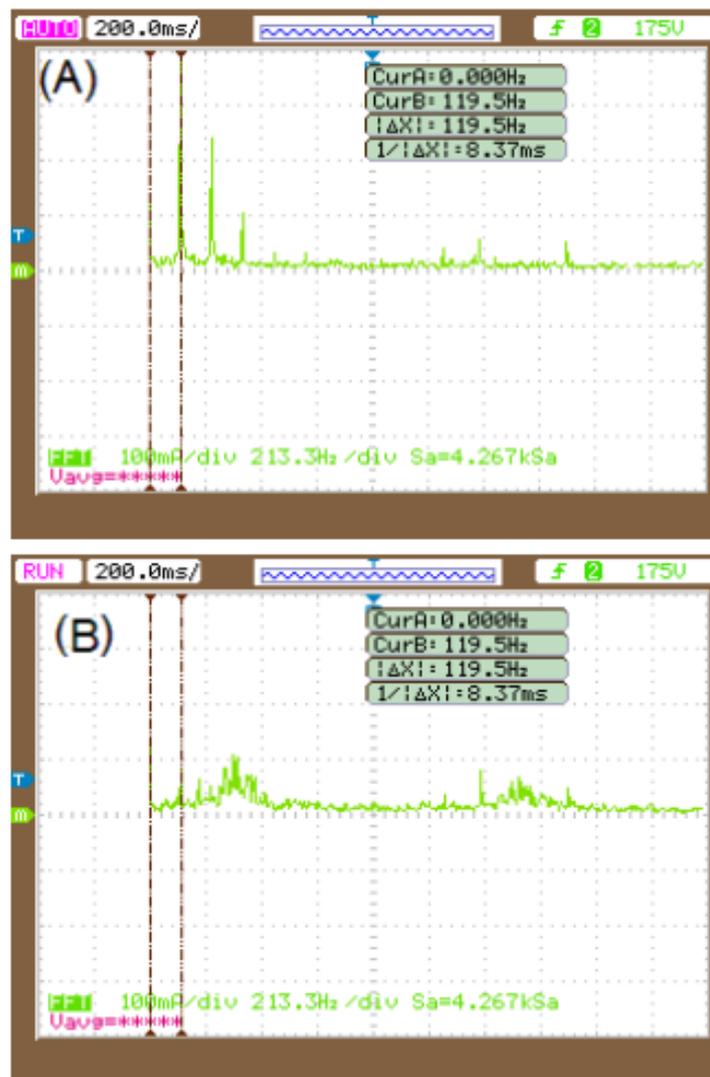


Figura 64: Mitigação das componentes de 120 Hz por meio do controlador PI+Ressonante. (A) Sem o controlador Ressonante; (B) Com controlador ressoante.

6.2.3 Algoritmo MPPT

Para maximizar a extração de potência de sistemas fotovoltaicos é essencial o algoritmo MPPT. Na literatura são apresentados diversos algoritmos, com suas características,

vantagens e desvantagens (33). Neste protótipo foi implementado o algoritmo denominado condutância incremental, devido à sua boa dinâmica em condições de transitórios de irradiância solar e pequenas oscilações em regime permanente.

Uma curva de um painel fotovoltaico com potência máxima de 200 W foi programada na fonte TopCon TC.GSS. A figura 65 apresenta o resultado do algoritmo MPPT. Ao ser habilitado o MPPT fornece incrementos da corrente de referência, aumentando a potência extraída até alcançar o ponto de máxima potência (MPP). Para melhor observar a dinâmica, programou-se uma taxa de atualização da saída do algoritmo MPPT baixa em torno 0,5 segundo.

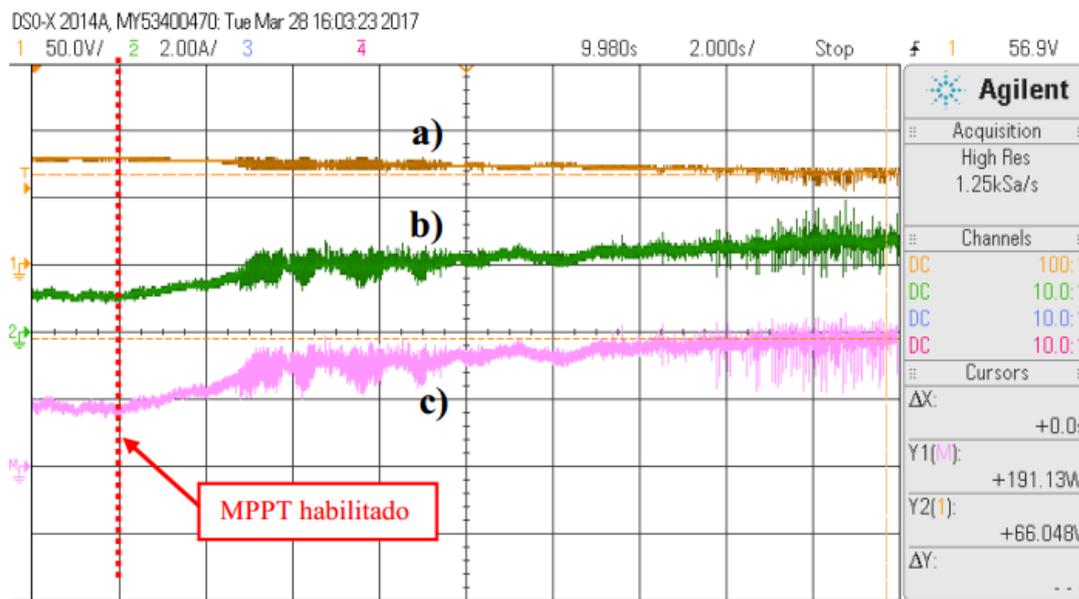


Figura 65: Resultado de operação do estágio de entrada com algoritmo MPPT habilitado. (a) Tensão terminal do arranjo fotovoltaico emulado, (b) corrente de entrada e (c) potência (produto $a \times b$).

6.3 Resultados Experimentais: Estágio de isolamento

A figura 66 mostra a operação do estágio de isolamento. Este estágio tem a função de controlar a tensão do barramento c.c. do lado primário, transferindo a potência extraída pelo estágio MPPT. A referência de tensão do primário é 200 V (forma de onda (a)), pela relação de transformação do HFT, tem-se 300 V no secundário (forma de onda (b)). A corrente do lado primário do transformador é mostrada com a forma de onda (c). Percebe-se que a forma de onda corrente está em fase com a forma de onda de tensão, portanto tem-se um fator de potência verdadeiro (TPF) próximo do unitário.

Para diminuir as perdas, as tensões dos barramentos c.c. de primário e secundário necessitam respeitar a relação de transformação do transformador. Devido ao estágio inversor, um *ripple* de 120 Hz é sobreposto ao valor médio. Para que instantaneamente a

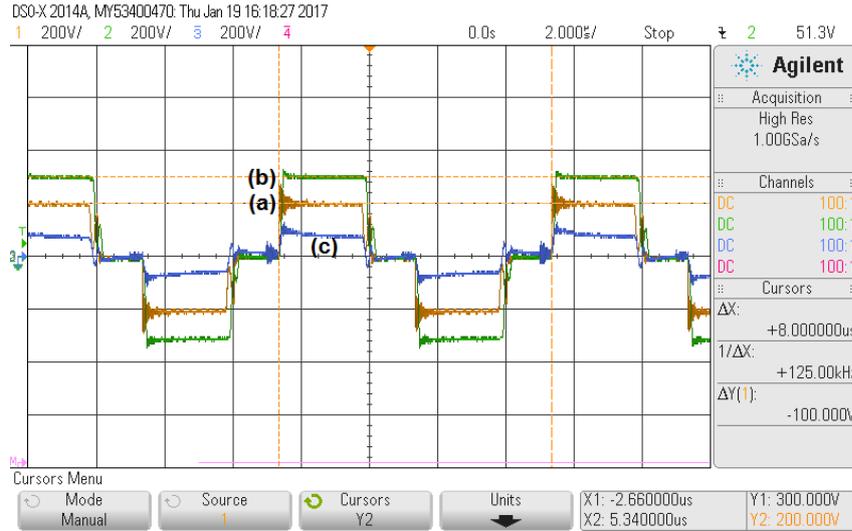


Figura 66: Forma de onda de tensão e corrente do estágio de isolamento. (a) Tensão no primário do HFT, (b) Tensão no secundário do HFT e (c) corrente de primário do HFT.

relação de transformação seja mantida, a referência de tensão da malha de controle do estágio de isolamento é definida como a medição da tensão do secundário multiplicada pela relação de transformação do transformador:

$$V_{dc1}^* = \frac{2}{3}V_{dc2} \quad (6.1)$$

Desta forma, tem-se um *ripple* também no barramento c.c. do lado primário, garantido assim a relação de transformação. A figura 67 mostra as tensões nos barramentos c.c. de primário e secundário, bloqueando-se no estágio de isolamento a pulsação de 120 Hz. O *ripple* de 120 Hz se mantém integralmente no secundário, com uma magnitude de aproximadamente 11 V. Na figura 68 tem-se o resultado da estratégia de permitir o 120 Hz alcançar o barramento c.c. percebe-se que o *ripple* total se distribui nos dois barramentos, reduzindo o ripple no secundário para 6 V. Logo, tem-se um *ripple* menor no secundário, o que permitiria inclusive uma redução da capacitância, visto que ambos os barramentos c.c. contribuem para absorver o 120 Hz, referindo-se a capacitância do lado primário para o lado secundário. O valor de pico do ripple pode ser calculado como:

$$V_{ripple} = \frac{P}{2\omega_{rede}(C_2 + C_{1_2})V_{dc2}} \quad (6.2)$$

onde P é a potência injetada na rede, ω_{rede} é a frequência angular da rede, V_{dc2} é a tensão nominal média do barramento c.c. secundário, C_2 a capacitância do barramento c.c. do lado secundário e C_{1_2} é a capacitância do barramento c.c. do lado primário referida ao lado secundário. Para se obter o mesmo *ripple* considerando-se o bloqueio do 120 Hz no estágio de isolamento, porém permitindo-se agora este *ripple* alcançar o lado primário, é possível reduzir o valor das capacitâncias para $C_2 = C_1 = 68 \mu F$.

Por se permitir que esta pulsação alcance o lado primário, há a necessidade do estágio MPPT rejeitar essa componente, vista como perturbação para a malha de corrente no indutor do estágio MPPT (conversor *Boost*).

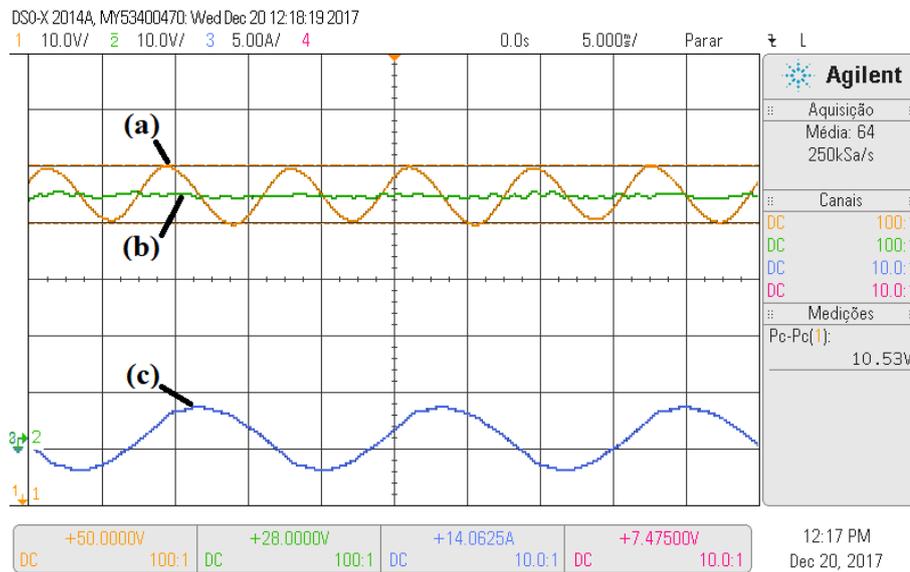


Figura 67: Bloqueio da pulsação de 120 Hz no estágio de isolamento. Tensão nos barramentos c.c. (a) primário do HFT, (b) secundário do HFT e (c) corrente injetada na rede.

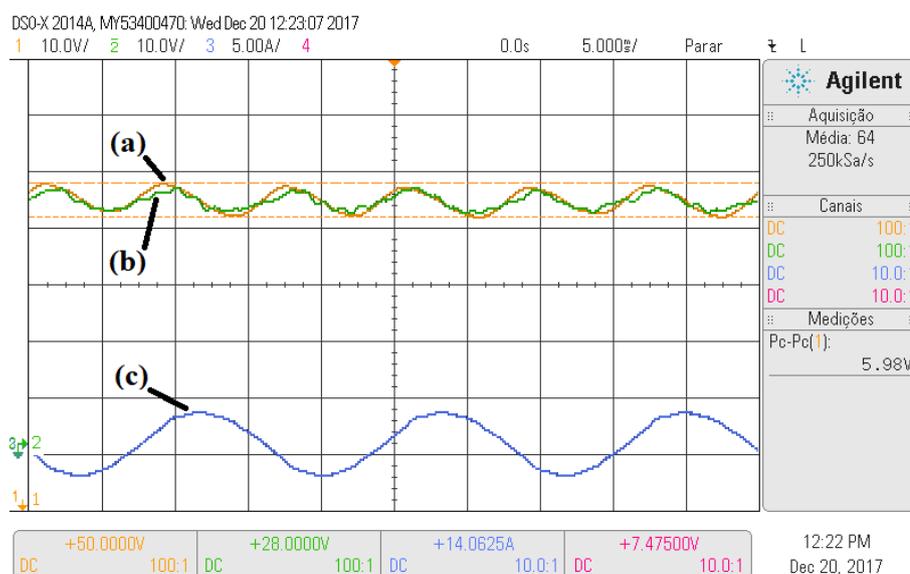


Figura 68: Tensão referência do primário com pulsação de 120 Hz. Tensão nos barramentos c.c. (a) primário do HFT, (b) secundário do HFT e (c) corrente injetada na rede.

6.4 Resultados Experimentais: Estágio inversor

O sistema de controle do inversor de saída para o teste da célula de potência foi implementado como descrito na seção 5.5.2. A figura 69 mostra a tensão da rede, (a) 127V/60Hz, (b) a tensão sintetizada pelo inversor e (c) a corrente injetada na rede. Percebe-se que por meio do algoritmo PLL, garante-se o sincronismo com a rede.

O resultado apresentado na figura 70 mostra a resposta do inversor frente a variações de potência no estágio MPPT. Tem-se (a) a tensão do barramento c.c. do lado primário, (b) a tensão do barramento c.c. do lado secundário, (c) a tensão da rede elétrica e (d) a corrente injetada na rede elétrica. Percebe-se que ao estágio MPPT disponibilizar mais potência (em degrau neste caso), esta potência é transmitida aos barramentos c.c., que tendem a subir o nível de tensão. De modo a manter a referência de tensão, o estágio inversor aumenta a corrente injetada na rede, aumento desta forma a potência ativa injetada na rede, como pode ser observado na figura 70.

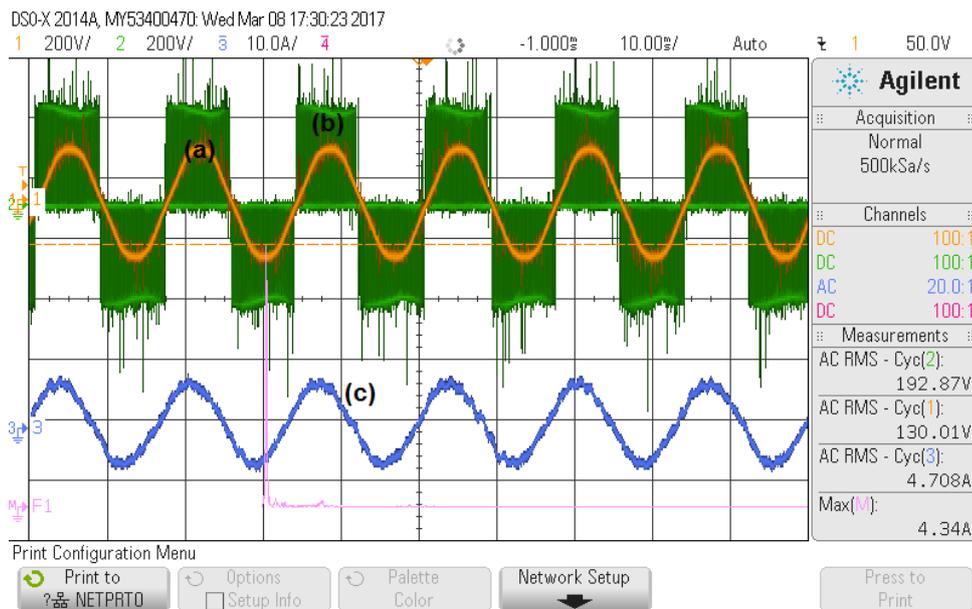


Figura 69: Conexão da célula com a rede elétrica. (a) Tensão da rede, 127V/60Hz, (b) tensão sintetizada pelo inversor e (c) corrente injetada na rede.

6.5 Testes com conexão trifásica

A configuração trifásica é realizada no painel conforme a figura 60. A figura 71 mostra as correntes trifásicas, e a tensão entre o neutro da rede e o ponto neutro do conversor (V_{no}). Neste resultado foi aplicado filtro passa-baixas no modo de aquisição do osciloscópio, pois a tensão V_{no} é chaveada, sendo mostrado na figura seu valor médio. Percebe-se que a tensão V_{no} no caso equilibrado é composta por uma componente de sequência zero senoidal, em 180 Hz (3 vezes a fundamental).

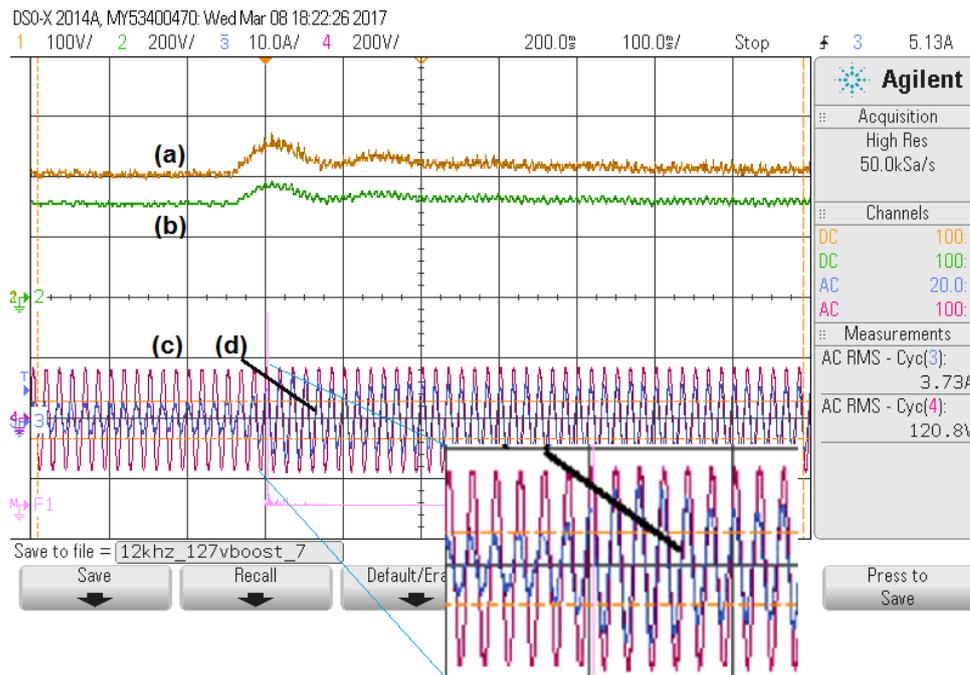


Figura 70: Resposta do sistema de controle frente à uma variação em degrau da potência no estágio MPPT e respectiva injeção de potencia na rede. (a) tensão do barramento c.c. do lado primário, (b) tensão do barramento c.c. do lado secundário, (c) tensão da rede e (d) corrente injetada na rede.

Por meio do sistema de controle pode-se controlar tanto a injeção de potência ativa quanto reativa. As figuras 72, 73 e 74 mostram, respectivamente, a operação equilibrada com fator de potencia unitário, fator de potência capacitivo e fator de potência indutivo.

6.5.1 Potências equilibradas

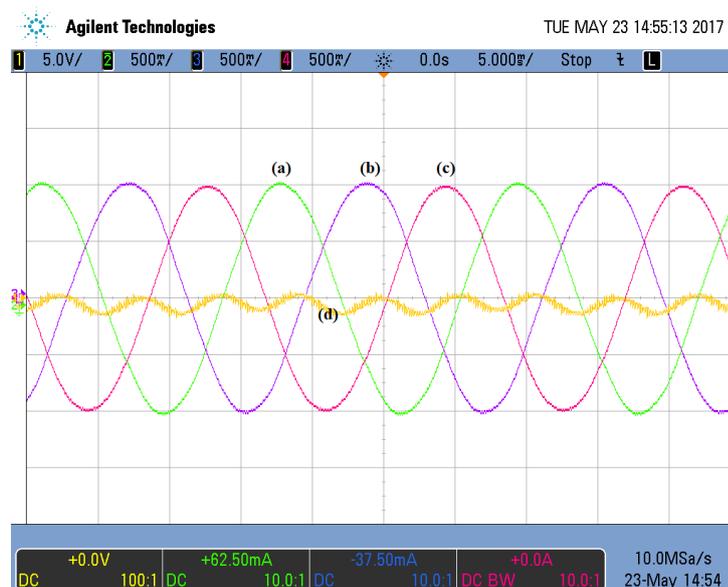


Figura 71: Operação equilibrada trifásica. (a, b e c) Correntes injetadas. (d) Tensão V_{no} .

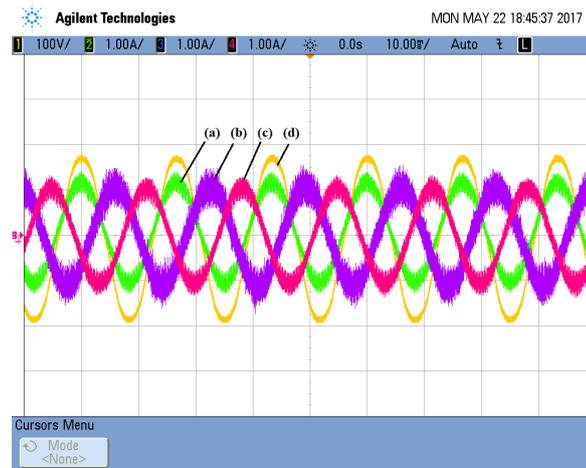


Figura 72: (a, b e c) correntes injetadas na rede. (d) Tensão da rede na fase *a*. Operação com fator de potência unitário.

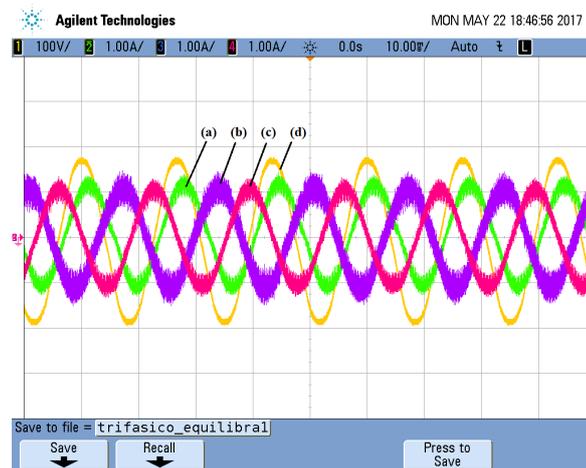


Figura 73: (a, b e c) correntes injetadas na rede. (d) Tensão da rede na fase *a*. Operação com fator de potência indutivo.

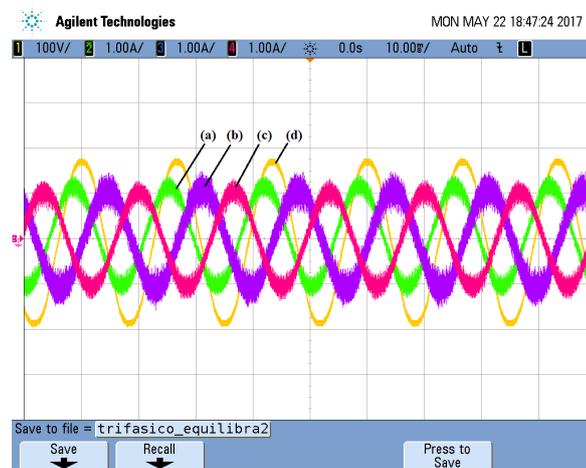


Figura 74: (a, b e c) correntes injetadas na rede. (d) Tensão da rede na fase *a*. Operação com fator de potência capacitivo.

6.5.2 Potências desequilibradas entre fases

O resultado da figura 75 mostra o caso desequilibrado entre fase, por meio das correntes injetadas na rede e a tensão V_{no} . Percebe-se que o desequilíbrio causa um aumento do espectro harmônico na tensão V_{no} , não sendo puramente senoidal, com componente fundamental de 180 Hz.

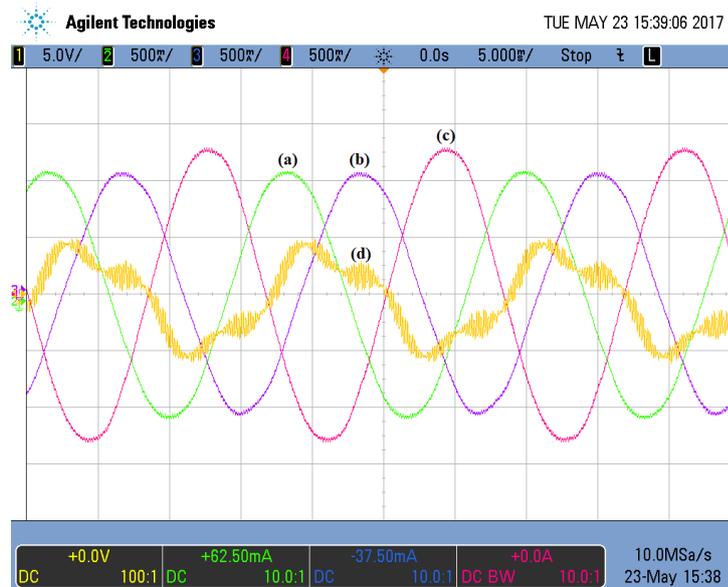


Figura 75: Sistema trifásico desequilibrado sem compensação. (a, b e c) correntes injetadas na rede. (d) Tensão V_{no} .

A figura 76(a) mostra um resultado desequilibrado com a fase *a* com potência reduzida para cerca de 0,8 p.u. Na figura 76(b) tem-se a compensação habilitada, injetando uma sequência zero de modo a obter-se correntes equilibradas.

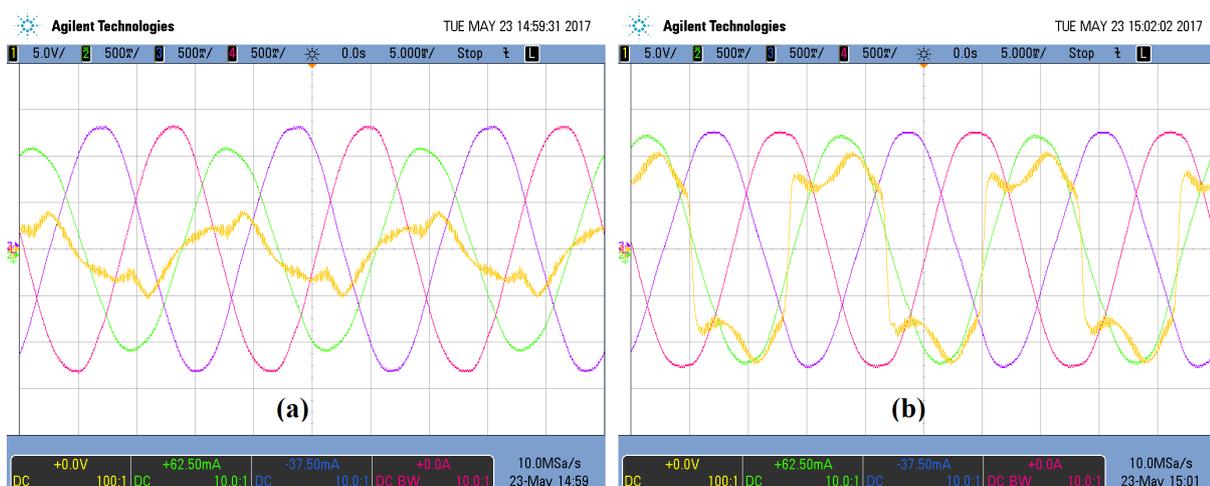


Figura 76: Sistema trifásico (a) sem compensação de desequilíbrio. (b) Com compensação de sequência zero habilitada.

6.6 Testes com conexão em cascata das células

A configuração para o teste em cascata é realizada no painel conforme a figura 61, conectando-se as três células em série. Foram realizadas testes em regime permanente e em regime dinâmico para verificação dos algoritmos APW e RPS.

6.6.1 Potências equilibradas entre células

A figura 77 mostra as tensões sintetizadas por cada célula e a tensão total da fase, tendo-se a conexão em cascata. Considerando-se a tensão total (figura 77(d)) como 1,0 p.u., e que cada célula é projetada para sintetizar até 0,5 p.u. de tensão, no caso equilibrado cada célula contribui com $0,33\angle 0^\circ$ p.u. de tensão e potência nominal de 0,33 p.u..

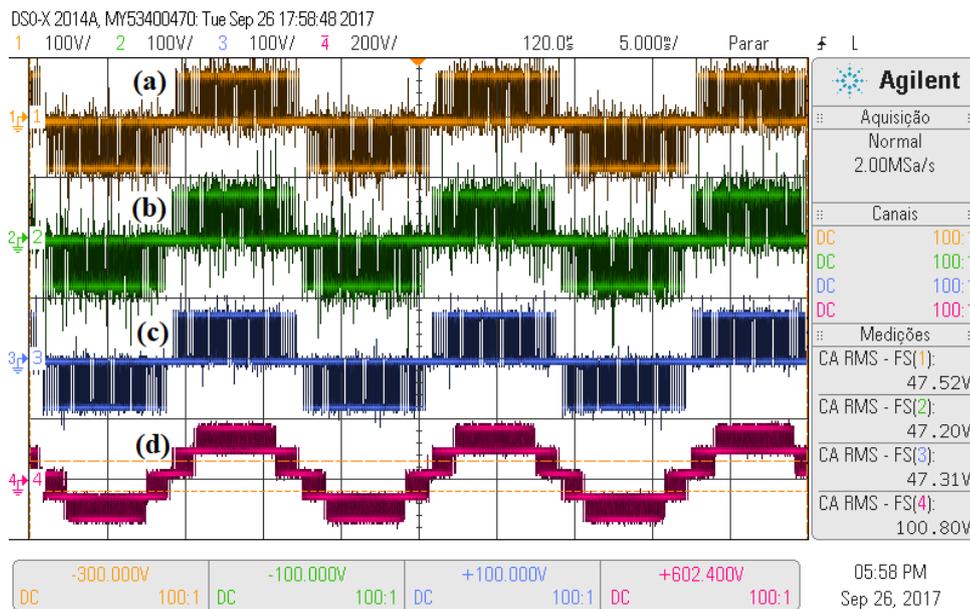


Figura 77: Tensões de saída das células (a) 1, (b) 2 e (c) 3 para potências equilibradas entre fases e intra-fase. (d) Tensão total da fase, com a conexão em cascata.

Assume-me se, agora, um caso em que devido ao desequilíbrio entre fases, a adição da tensão de sequência zero calculada pelo método de balanceamento entre-fases (seção 2.2.3.1) exige da fase *a* uma tensão de 1,4 p.u., tendo-se ainda potências nominais por célula. Este caso é ilustrado pelo resultado da figura 78, onde cada célula contribui com $0,47\angle 0^\circ$ p.u. de tensão. A tensão total da fase é de 1,4 p.u, como mostra a figura 78(d).

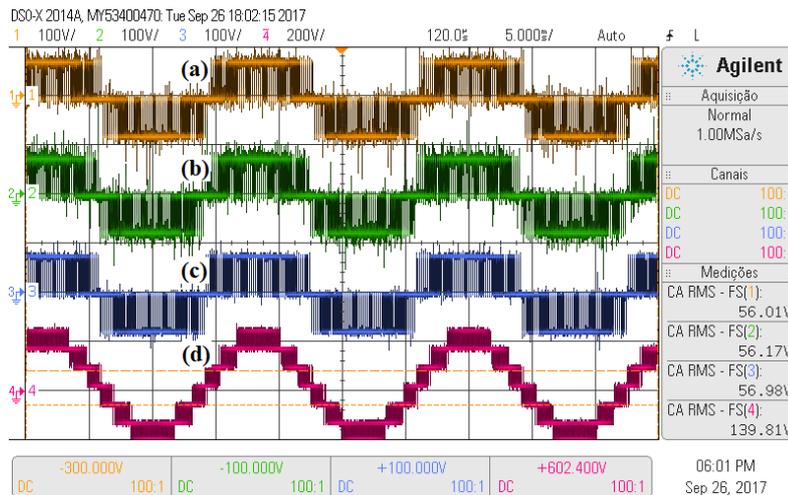


Figura 78: Tensões de saída das células (a) 1, (b) 2 e (c) 3 para potências desequilibradas entre fases e equilibradas intra-fase. (d) Tensão total da fase, com a conexão em cascata.

6.6.2 Potências desequilibradas entre células

Neste cenário, assume-me ainda que solução trifásica para o desequilíbrio exige 1,4 p.u. de tensão da fase a . Entretanto, além do desequilíbrio trifásico, tem-se também desequilíbrios de potência entre as células da fase a . A figura 79 mostra o resultado para o caso em que as potências por célula são $P_{1a} = 0,25$ p.u., $P_{2a} = 0,32$ p.u. e $P_{3a} = 0,33$ p.u. ($P_{total} = 0,9$ p.u.). A contribuição de tensão das três células são respectivamente $V_{1a} = 0,47\angle 26,6^\circ$ p.u., $V_{2a} = 0,49\angle 17,6^\circ$ p.u. e $V_{3a} = 0,49\angle 0^\circ$ p.u.

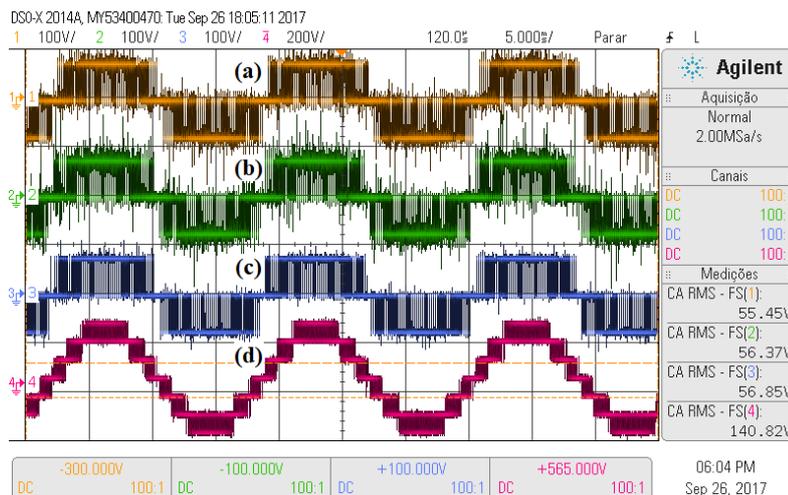


Figura 79: Tensões de saída das células (a) 1, (b) 2 e (c) 3 para potências desequilibradas entre fases e intra-fase. (d) Tensão total da fase, com a conexão em cascata.

A figura 80 mostra um caso com desequilíbrio de potência entre células ainda maior: $P_{1a} = 0,16$ p.u., $P_{2a} = 0,26$ p.u. e $P_{3a} = 0,33$ p.u. Neste caso, o desequilíbrio é

muito grande e para ser possível a injeção equilibrada a potência extraída é limitada, não seguindo o algoritmo MPPT momentaneamente na célula 3, como descrito na seção 2.2.3.2. A contribuição de tensão de cada célula para se garantir a tensão na fase a de 1,4 p.u. e assim injeção de correntes equilibradas na rede é $V_{1a} = 0,49\angle 45^\circ$, $V_{2a} = 0,50\angle 0^\circ$ e $V_{3a} = 0,48\angle 26^\circ$.

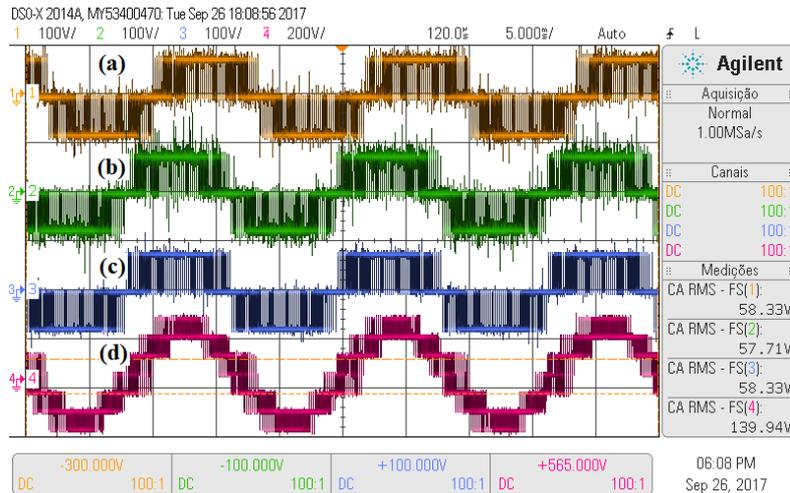


Figura 80: Tensões de saída das células (a) 1, (b) 2 e (c) 3 para potências desequilibradas entre fases e intra-fase. (d) Tensão total da fase, com a conexão em cascata.

O resultado da figura 81 ilustra um caso onde se permite um fator de potência não unitário, $FP = 0,866$, sob as mesmas condições de desequilíbrio de potência do caso anterior. A contribuição de tensão de cada célula é $V_{1a} = 0,41\angle 64^\circ$, $V_{2a} = 0,48\angle 43^\circ$ e $V_{3a} = 0,48\angle 26^\circ$.

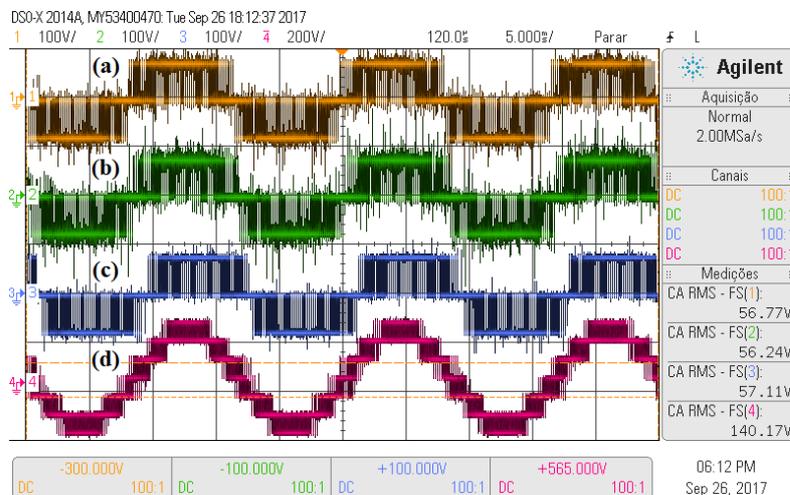


Figura 81: Tensões de saída das células (a) 1, (b) 2 e (c) 3 para potências desequilibradas entre fases e equilibradas intra-fase para fator de potência não unitário, $FP = 0,866$. (d) Tensão total da fase, com a conexão em cascata.

Os algoritmos foram verificados em regime dinâmico alterando em degrau a potência extraída de uma célula de potência. A figura 82 apresenta os resultados para injeção de corrente na rede com fator de potência unitário. Inicialmente tem-se o algoritmo APW em funcionamento, com as contribuições de potência $P_1 = 0,30$ p.u., $P_2 = 0,30$ p.u. e $P_3 = 0,33$ p.u. A potência entregue pela célula 1 é diminuída para 0,16 p.u. Rapidamente a terceira célula, que possui maior potência disponível, entra na região de sobremodulação e o algoritmo RPS é iniciado, como ilustra a figura 82. A contribuição de potência reativa da célula 3 é realocada entre as demais células, forçando o retorno para a região linear de modulação, em aproximadamente três ciclos. A figura 82(e - g) mostra a tensão total da fase, a tensão da rede elétrica e a corrente injetada na rede com fator de potência unitário, respectivamente.

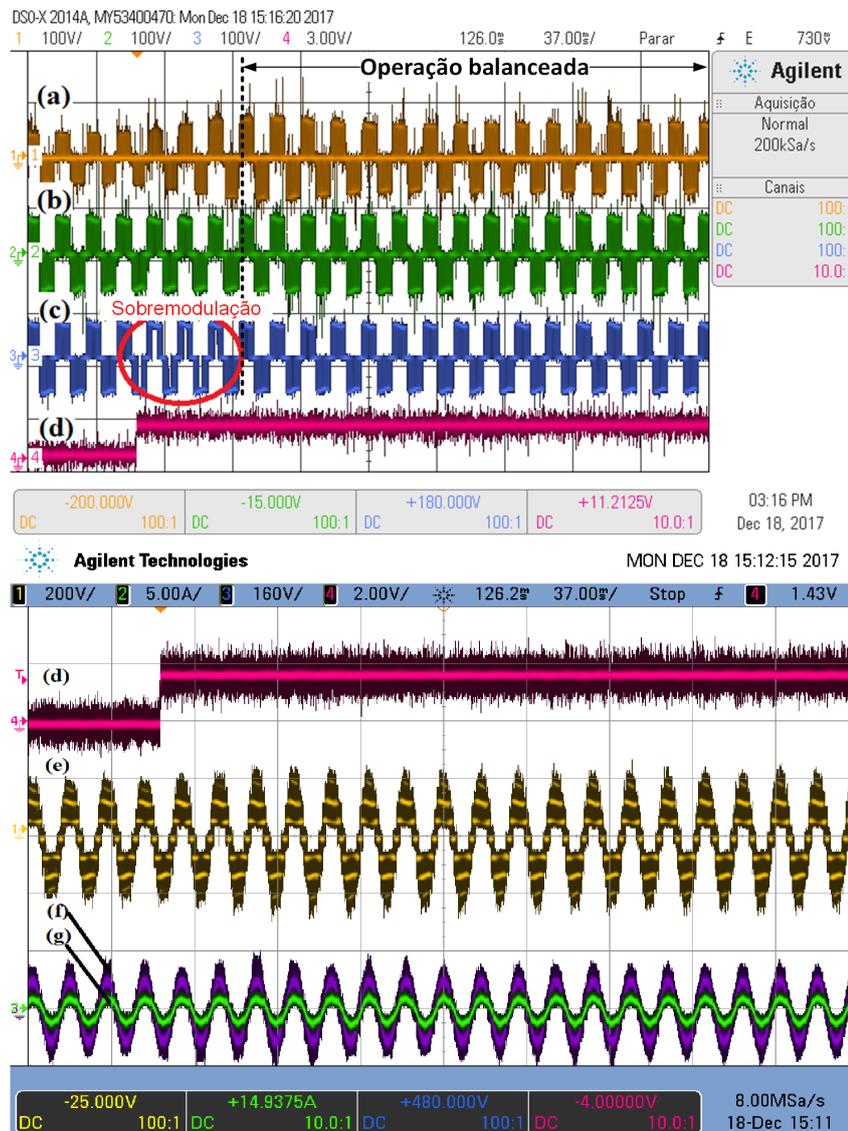


Figura 82: Resposta dinâmica para desbalanço de potência (SPU = 20.9%) e fator de potência unitário com algoritmo RPS: (a) Tensão da célula 1. (b) Tensão da célula 2. (c) Tensão da célula 3. (d) *Flag* do algoritmo RPS. (e) Tensão total da fase. (f) Tensão da rede. (g) Corrente injetada na rede.

O resultado da figura 83 reproduz o mesmo cenário do resultado anterior, porém com injeção de corrente com fator de potência $FP = 0,866$. Como a potência reativa agora é maior o algoritmo requer aproximadamente sete ciclos de fundamental para forçar todas as células operarem dentro da região linear de modulação. A figura 83(e - g) mostra a tensão total da fase, a tensão da rede elétrica e a corrente injetada na rede com fator de potência $FP = 0,866$, respectivamente.

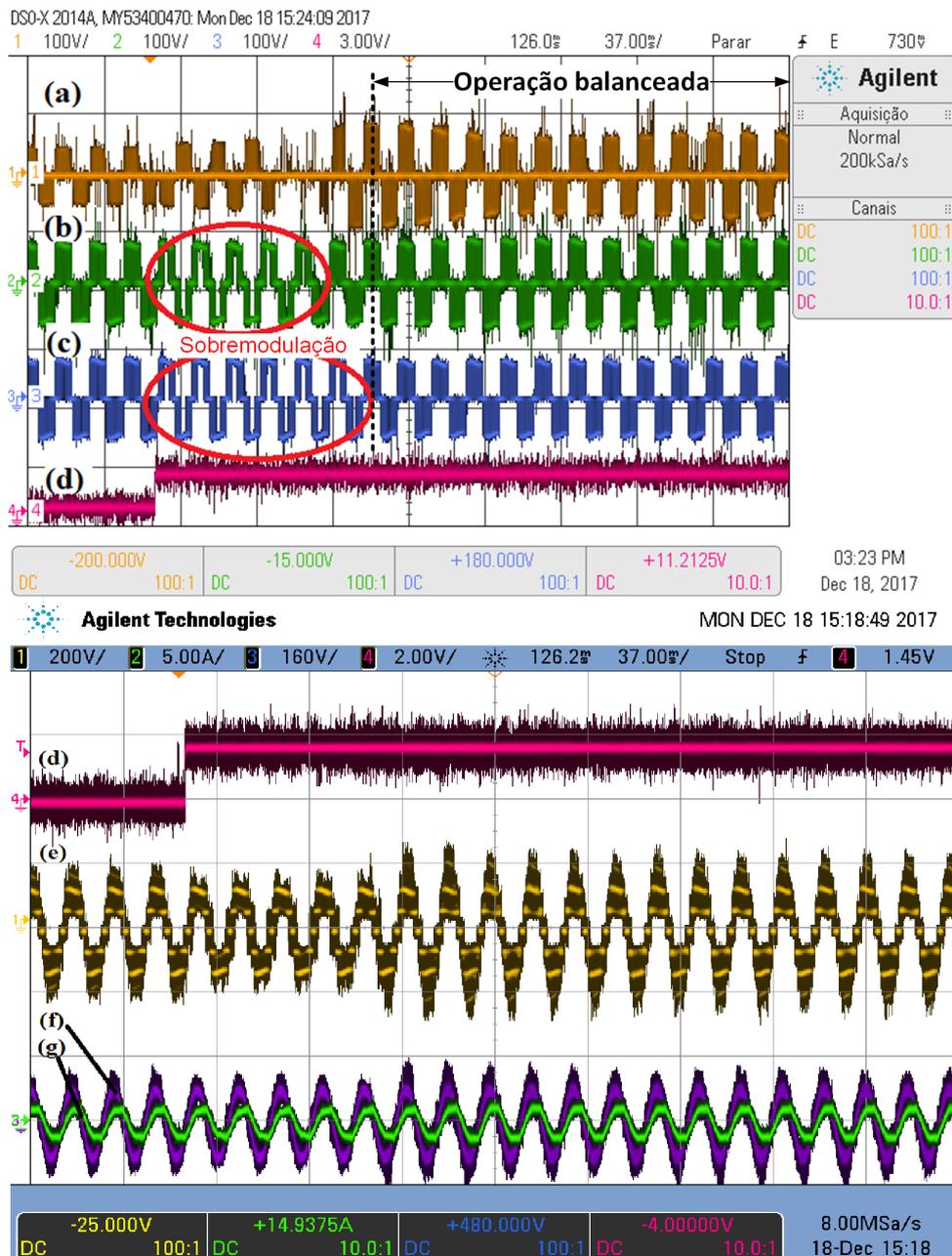


Figura 83: Resposta dinâmica para desbalanço de potência ($SPU = 20,9\%$) e fator de potência $FP = 0,866$ com algoritmo RPS: (a) Tensão da célula 1. (b) Tensão da célula 2. (c) Tensão da célula 3. (d) *Flag* do algoritmo RPS. (e) Tensão total da fase. (f) Tensão da rede. (g) Corrente injetada na rede.

A figura 84 mostra a tensão total da fase, a tensão da rede e a corrente injetada na rede frente à uma variação do fator de potência, de valor unitário para $FP = 0,866$, tendo-se a operação com algoritmo RPS em regime permanente. Percebe-se que não há transitórios significantes ou impacto relevante nas forma de onda de tensão.

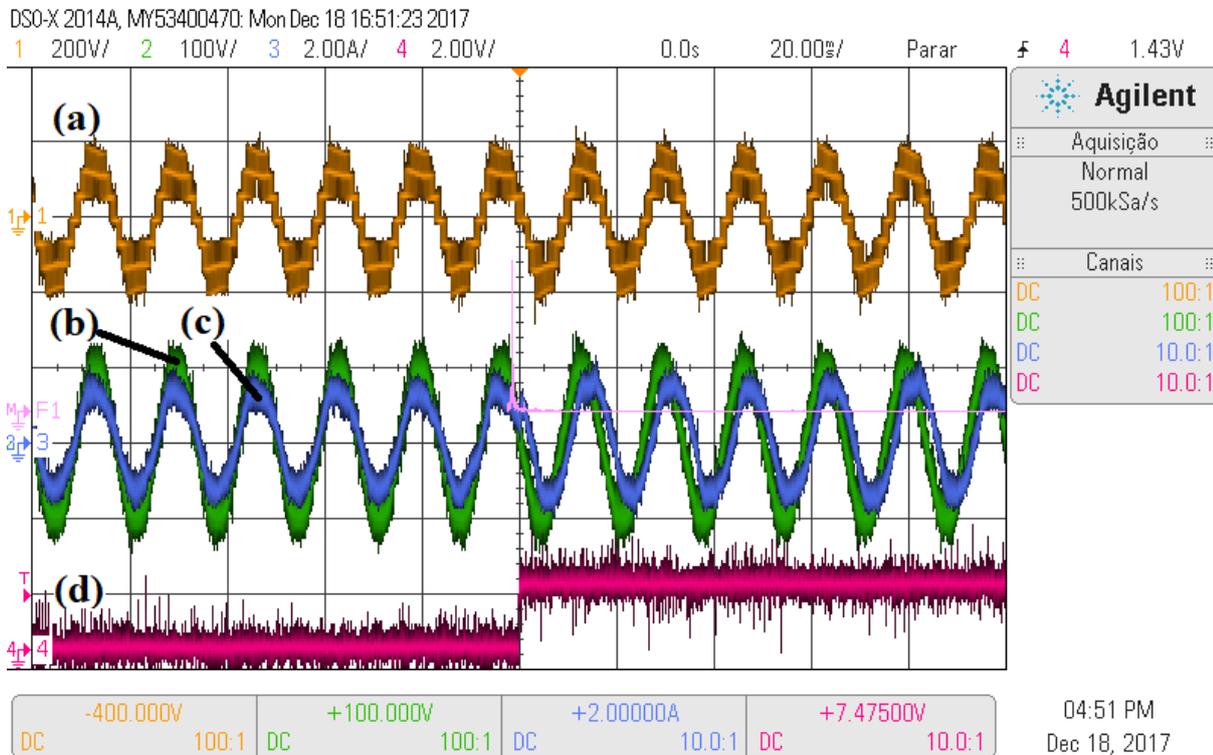


Figura 84: Resposta dinâmica para desbalanço de potência ($SPU = 20.9\%$) com algoritmo RPS em regime permanente frente à variação do fator de potência. (a) Tensão total da fase (b) Tensão da rede. (c) Corrente injetada na rede. (d) Flag de mudança do fator de potência.

Capítulo 7

Conclusões e propostas de continuidade

Os estudos de aplicação do conversor modular multinível c.c./c.a. em usinas solares fotovoltaicas, proposto por Foureaux *et. al.* (18, 17), baseando-se no conceito de células de potência, constituída por estágios c.c./c.c. e c.c./c.a. mostraram-se promissores para a melhoria do aproveitamento da energia disponível, devido ao menor número de painéis fotovoltaicos associados a um mesmo rastreador de máxima potência (MPPT), conectados as diversas entradas c.c. que são disponibilizadas pela topologia modular multinível. A potência instalada de uma determinada usina fotovoltaica é distribuída em cada fase, em múltiplas células conectadas em série.

Em usinas de larga escala, sendo a área coberta pelos painéis muito extensa, condições ambientais diferentes, como sombreamentos parciais causado por passagens de nuvens, podem ocasionar níveis de potência disponível por fase desequilibrada. Por norma, não se é permitido a injeção de potências (que se traduzem em correntes) desequilibradas na rede elétrica. Esta injeção desequilibrada leva à desbalanceamentos de tensão, quantificados pelo fator de desbalanço (UBF). Em diversos países existem norma regulatórias que limitam o valor máximo deste fator, por exemplo no Brasil em qualquer ponto no sistema de média tensão, não pode ultrapassa 2%. Para solucionar este problema foi proposto a adição de uma componente de sequência a ser sintetizada juntamente com a tensão de sequência positiva, de modo a se obter injeção de correntes equilibradas na rede elétrica (18, 17).

Em continuidade dos estudos, Em (2) foi realizado o projeto de um conversor c.c./c.a., baseado em transformadores eletrônicos (SST), que constitui a célula de potência do conversor modular multinível, denominada esta *célula de potência de primeira geração*,

que teve objetivo se ser flexível e permitir testar diversas configurações topológicas. Ao longo do desenvolvimento e destes desta célula de primeira geração neste trabalho, percebeu-se que a bidirecionalidade de potência para a aplicação fotovoltaica não é requerida. Desenvolveu-se, portanto, a *célula de potência de segunda geração*, unidirecional em potência, graças ao desenvolvimento da topologia de conversor *c.c./c.c. Forward Dual Active Bridge* (F-DAB) (5). Esta nova topologia permitiu maior compactação da célula com a redução do número de módulo semicondutores de potência e seu respectivo *gate-driver*.

Foi apresentado o projeto do sistema de controle de cada estágio da célula de potência: Estágio MPPT (Conversor *Boost*), Estágio de isolamento (Conversor DAB/F-DAB) e Estágio Inversor (conversor Ponte-Completa). Construiu-se um painel como o protótipo, constituído de três células de potência. Verificou-se experimentalmente a operação de cada estágio da célula de potência por meios de testes isolados e conectados à rede elétrica. O circuito de potência do painel foi desenvolvido de modo a testar a conexão trifásica (conectando uma célula por fase) ou em cascata (conectando as células em série).

Com a configuração trifásica, foi possível validar experimentalmente o método de balanceamento entre fases com a adição de sequência zero, garantindo-se injeção de correntes equilibradas mesmo com potências disponíveis por fase desequilibradas.

A configuração em cascata, permitiu validar experimentalmente em regime permanente e em regime transitório o método de balanceamento intra-fase com os algoritmos propostos APW, RPS e MPPT&C, garantindo-se a síntese da tensão de referência da fase mesmo tendo-se potências disponíveis desequilibradas entre células conectadas em série.

7.1 Propostas de continuidade

Tem-se como propostas de continuidade os seguintes tópicos:

- Operação conjunta em malha fechada do balanceamento entre-fases e intra-fases. Este teste requer a construção de mais células de potência, preferencialmente o número de nove células, com três células por fase;
- Tendo-se como estudo de caso uma instalação real fotovoltaica de larga escala, quantificar qual o número ideal de células para distribuição da potência, em relação ao número de MPPTs, que garanta o melhor aproveitamento de energia levando em consideração custos de fabricação, complexidade de controle, etc.;
- Avaliar desempenho e viabilidade da associação da topologia modular multinível em cascata com sistemas de armazenamento de energia distribuído entre células;
- Realização de um estudo do comportamento dinâmico dos algoritmos e do sistema de controle frente a problemas de qualidade de energia na rede elétrica, como

afundamentos de tensão, harmônicos, *flicker*, etc.;

- Ainda sob a ótica dos problemas de qualidade de energia, realização do estudo de serviços ancilares pelo conversor proposto (Compensação de harmônicos, suporte de rede com injeção de potencia reativa, *fault-ride-through*, etc.).

Referências

- 1 RODRÍGUEZ, J. et al. The Age of Multilevel Converters Arrives. n. June, p. 28–39, 2008. Citado 3 vezes nas páginas 9, 8 e 10.
- 2 CARDOSO, A. A. R. F. E. *Conversor modular multiniveis para usinas solares fotovoltaicas: projeto da célula de potência C.C./C.A. baseada no transformador eletrônico*. Dissertação de mestrado — Universidade Federal de Minas Gerais, 2016. Citado 10 vezes nas páginas 9, 2, 3, 10, 11, 18, 22, 23, 26 e 79.
- 3 CARDOSO, A. A. R. F. E. et al. SiC based cascaded multilevel converter for solar applications: Downscaled prototype development. *IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, IEEE, p. 1–6, nov 2015. Citado 3 vezes nas páginas 9, 11 e 23.
- 4 FOUREAUX, N. et al. Central inverter topology issues in large-scale photovoltaic power plants: Shading and system losses. *2015 IEEE 42nd Photovoltaic Specialist Conference, PVSC 2015*, n. 0, p. 11–13, 2015. Citado 7 vezes nas páginas 9, 1, 3, 6, 8, 10 e 14.
- 5 PARREIRAS, T. et al. Forward Dual-Active-Bridge Solid State Transformer for a SiC-Based Cascaded Multilevel Converter Cell in Solar Applications. *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC 2017*, p. 2989–2996, 2017. Citado 6 vezes nas páginas 9, 25, 26, 28, 31 e 80.
- 6 CREE. *CCS050M12CM2 - 1.2kV, 50A Silicon Carbide Six-Pack (Three Phase) Module*. 2013. 1–9 p. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 22.
- 7 CREE. *C4D40120D Schottky Diode*. 2016. 1–6 p. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 32.
- 8 ELASSER, A. et al. A comparative study of central and distributed MPPT architectures for megawatt utility and large scale commercial photovoltaic plants. *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, IEEE, p. 2753–2758, nov 2010. Citado na página 1.
- 9 VILLAREJO, J.; MOLINA-GARCIA, A.; De JODAR, E. Comparison of central vs distributed inverters: application to photovoltaic systems. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, IEEE, p. 1741–1746, jun 2011. Citado na página 1.

- 10 JOU, H.-L.; CHIANG, W.-J.; WU, J.-C. Voltage-mode grid-connected solar inverter with high frequency isolated transformer. In: *2009 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.]: IEEE, 2009. p. 1087–1092. ISBN 978-1-4244-4347-5. Citado na página 1.
- 11 TRAN-QUOC, T.; COLIN, H. Transformerless Inverters and Rcd: What'S the Problem? *25th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition*, n. September, p. 6–10, 2011. Citado na página 1.
- 12 MCMURRAY, W. The Thyristor Electronic Transformer: a Power Converter Using a High-Frequency Link. *IEEE Transactions on Industry and General Applications*, IGA-7, n. 4, p. 451–457, jul 1971. ISSN 0018-943X. Citado na página 2.
- 13 HUANG, A. Q.; BURGOS, R. Review of Solid-State Transformer Technologies and Their Application in Power Distribution Systems. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 1, n. 3, p. 186–198, 2013. ISSN 2168-6777. Citado na página 2.
- 14 BINDRA, A. Wide-Bandgap-Based Power Devices: Reshaping the power electronics landscape. *IEEE Power Electronics Magazine*, v. 2, n. 1, p. 42–47, mar 2015. ISSN 2329-9207. Citado na página 2.
- 15 VECHALAPU, K. et al. Soft switching characterization of 15 kV SiC n-IGBT and performance evaluation for high power converter applications. IEEE, p. 4151–4158, sep 2015. Citado na página 2.
- 16 WANG, G. et al. Comparisons of 6.5kV 25A Si IGBT and 10-kV SiC MOSFET in Solid-State Transformer application. IEEE, p. 100–104, sep 2010. Citado na página 2.
- 17 FOUREAUX, N. C. *Conversor Modular Multiníveis para Usinas Solares Fotovoltaicas : topologia e controle*. 134 p. Dissertação de mestrado — Universidade Federal de Minas Gerais, 2015. Citado 5 vezes nas páginas 2, 6, 8, 13 e 79.
- 18 FOUREAUX, N. C.; CARDOSO FILHO, B. J.; BRITO, J. A. S. Cascaded multilevel SST medium voltage converter for solar applications. IEEE, p. 801–808, jun 2015. Citado 3 vezes nas páginas 2, 13 e 79.
- 19 IEA-PVPS. *Snapshot of global photovoltaic markets*. [S.l.], 2017. 1–16 p. Citado na página 5.
- 20 TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Overview of renewable energy system. *ECPE seminar renewable energy*, 2006. Citado 2 vezes nas páginas 6 e 7.
- 21 HASSAINE, L. et al. Overview of power inverter topologies and control structures for grid connected photovoltaic systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 30, p. 796–807, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 6 e 7.
- 22 RODRIGUEZ, J.; Jih-Sheng Lai; Fang Zheng Peng. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 4, p. 724–738, aug 2002. ISSN 0278-0046. Citado na página 10.

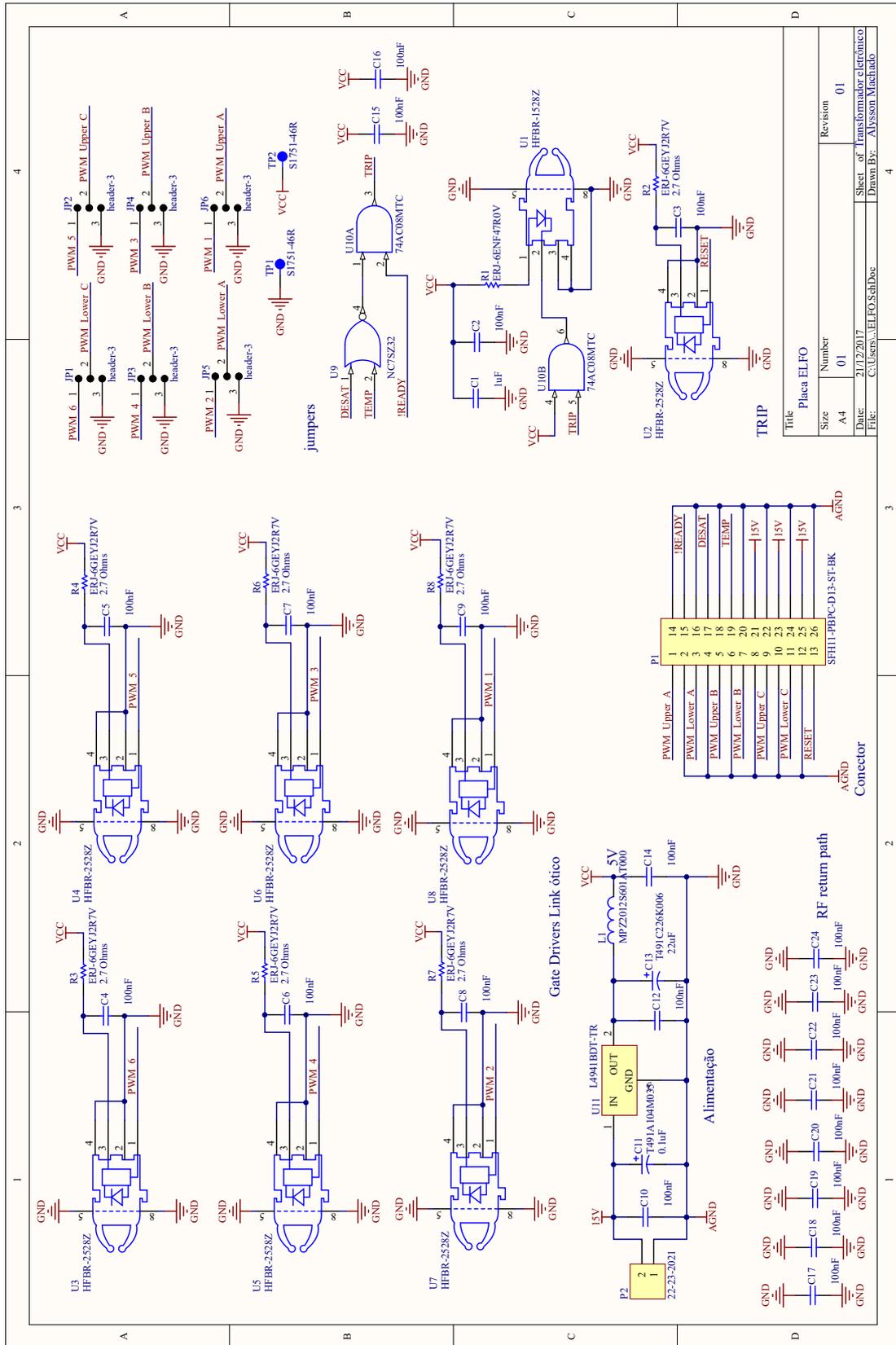
- 23 Jih-Sheng Lai; Fang Zheng Peng. Multilevel converters-a new breed of power converters. In: *IAS '95. Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting*. [S.l.]: IEEE, 1995. v. 3, p. 2348–2356. ISBN 0-7803-3008-0. Citado na página 10.
- 24 TOLBERT, L.; Fang Zheng Peng; HABETLER, T. Multilevel converters for large electric drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 35, n. 1, p. 36–44, 1999. ISSN 00939994. Citado na página 10.
- 25 PILLEY, P.; MANYAGE, M. Definitions of Voltage Unbalance. *IEEE Power Eng. Rev*, n. May, p. 49–51, 2001. Citado na página 12.
- 26 GHASSEMI, F.; PERRY, M. *Review of Voltage Unbalance Limit in The GB Grid Code CC . 6 . 1 . 5 (b)*. [S.l.], 2014. v. 5, n. October. Citado na página 12.
- 27 International Electrotechnical Commission. *IEC/TR 61000-3-13: Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 3-13: Limits – Assessment of emission limits for the connection of unbalanced installations to MV, HV and EHV power systems*. [S.l.], 2008. v. 1, n. ed. 01. Citado na página 12.
- 28 SOCHOR, P.; AKAGI, H. Theoretical comparison in energy-balancing capability between star- and delta-configured modular multilevel cascade inverters for utility-scale photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 3, p. 1980–1992, 2016. Citado na página 13.
- 29 YU, Y. et al. Power balance optimization of cascaded h-bridge multilevel converters for large-scale photovoltaic integration. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 2, p. 1108–1120, 2016. Citado na página 13.
- 30 TOWNSEND, C. D.; SUMMERS, T. J.; BETZ, R. E. Control and modulation scheme for a cascaded h-bridge multi-level converter in large scale photovoltaic systems. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, p. 3707–3714, 2012. Citado na página 13.
- 31 FOUREAUX, N. C. et al. Application of Solid State Transformers in Utility Scale Solar Power Plants. *IEEE 40th Photovoltaic Specialist Conference (PVSC)*, v. 2, p. 3695–3700, 2014. Citado na página 15.
- 32 ESSAKIAPPAN, S. et al. Multilevel Medium-Frequency Link Inverter for Utility Scale Photovoltaic Integration. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 7, p. 3674–3684, jul 2015. ISSN 0885-8993. Citado na página 16.
- 33 SUBUDHI, B.; PRADHAN, R. A comparative study on maximum power point tracking techniques for photovoltaic power systems. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, v. 4, n. 1, p. 89–98, jan 2013. ISSN 19493029. Citado 3 vezes nas páginas 17, 19 e 66.
- 34 NADERI, R.; RAHMATI, A. Phase-Shifted Carrier PWM Technique for General Cascaded Inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 3, p. 1257–1269, may 2008. ISSN 0885-8993. Citado na página 19.
- 35 CREE. Six Channel SiC MOSFET Driver Gate Driver for 1200V SiC MOSFET Power Module Under voltage protection For use with Cree Module Rev2. p. 5–10, 2015. Citado na página 22.

- 36 TING, Y.; HAAN, S. de; FERREIRA, B. Modular Single-Active Bridge DC-DC Converters: Efficiency Optimization over a Wide Load Range. *IEEE Industry Applications Magazine*, v. 22, n. 5, p. 43–52, sep 2016. ISSN 1077-2618. Citado na página 25.
- 37 KULASEKARAN, S.; AYYANAR, R. Analysis, Design, and Experimental Results of the Semidual-Active-Bridge Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 10, p. 5136–5147, oct 2014. ISSN 0885-8993. Citado na página 25.
- 38 ZENGIN, S.; BOZTEPE, M. Modified dual active bridge photovoltaic inverter for solid state transformer applications. *International Symposium on Fundamentals of Electrical Engineering (ISFEE)*, IEEE, p. 1–4, nov 2014. Citado na página 25.
- 39 ZHAO, B. et al. Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC-DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 8, p. 4091–4106, aug 2014. ISSN 0885-8993. Citado na página 26.
- 40 MACHADO, A. A. P. et al. Control of a SiC-Based Cascaded Multilevel Converter Cell for Solar Applications. *2017 8th IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2017. Citado na página 31.
- 41 CORRADINI, L. et al. *Digital Control of High-Frequency Switched-Mode Power Converters*. [S.l.: s.n.], 2015. 1–342 p. ISSN 1098-6596. ISBN 9781119025498. Citado na página 36.
- 42 SHE, X. et al. Review of Silicon Carbide Power Devices and Their Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 10, p. 1–1, 2017. ISSN 0278-0046. Citado na página 36.
- 43 IRAVANI, R.; YAZDANI, A. Grid-Imposed Frequency VSC System: Control in dq-Frame. In: *Voltage-Sourced Converters in Power Systems*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2010. p. 160–203. Citado 2 vezes nas páginas 46 e 50.
- 44 RODRIGUEZ, P. et al. Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 2, p. 584–592, mar 2007. ISSN 0885-8993. Citado na página 46.

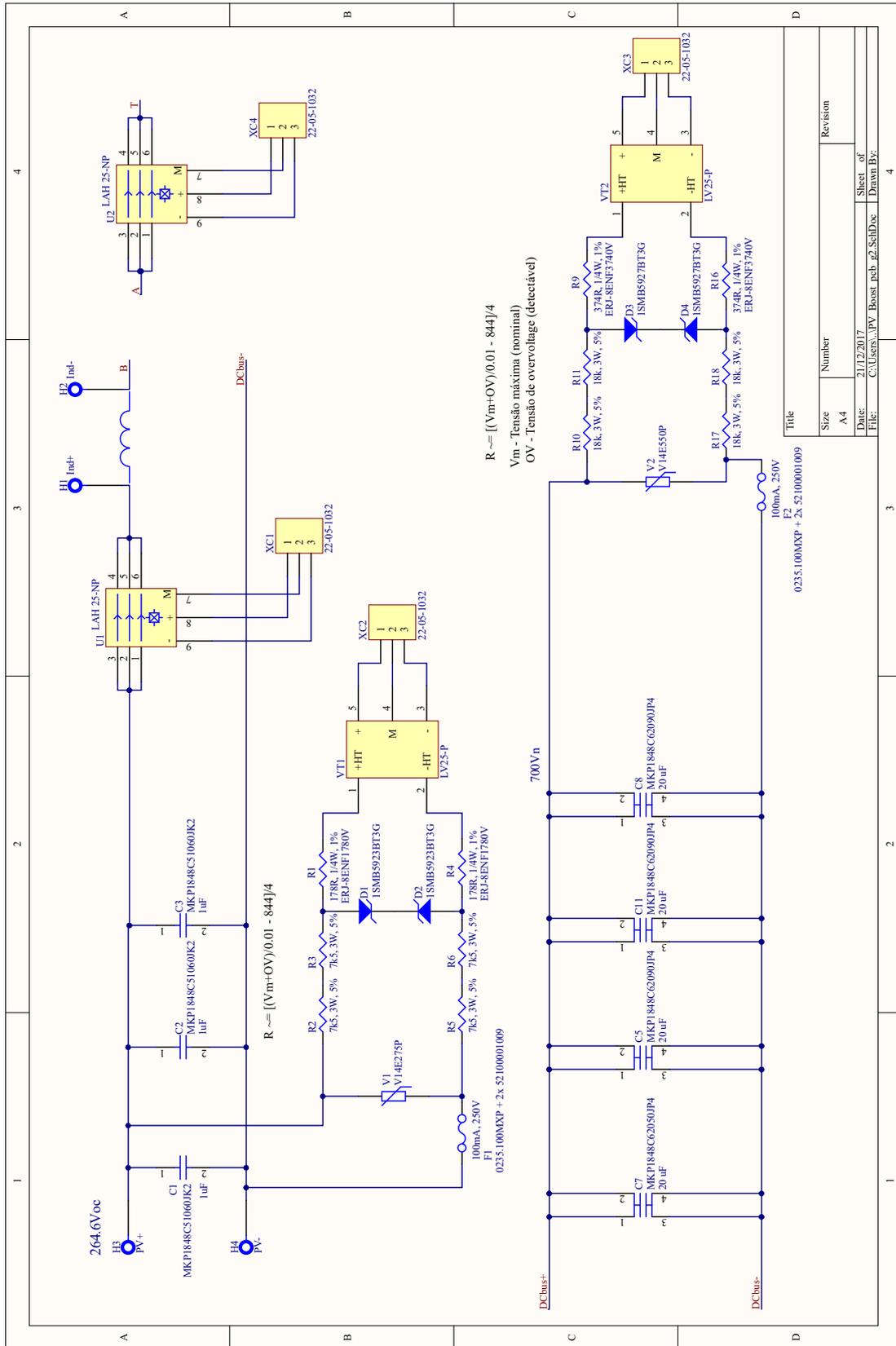
ANEXO A

Esquemático das placas de circuito impresso

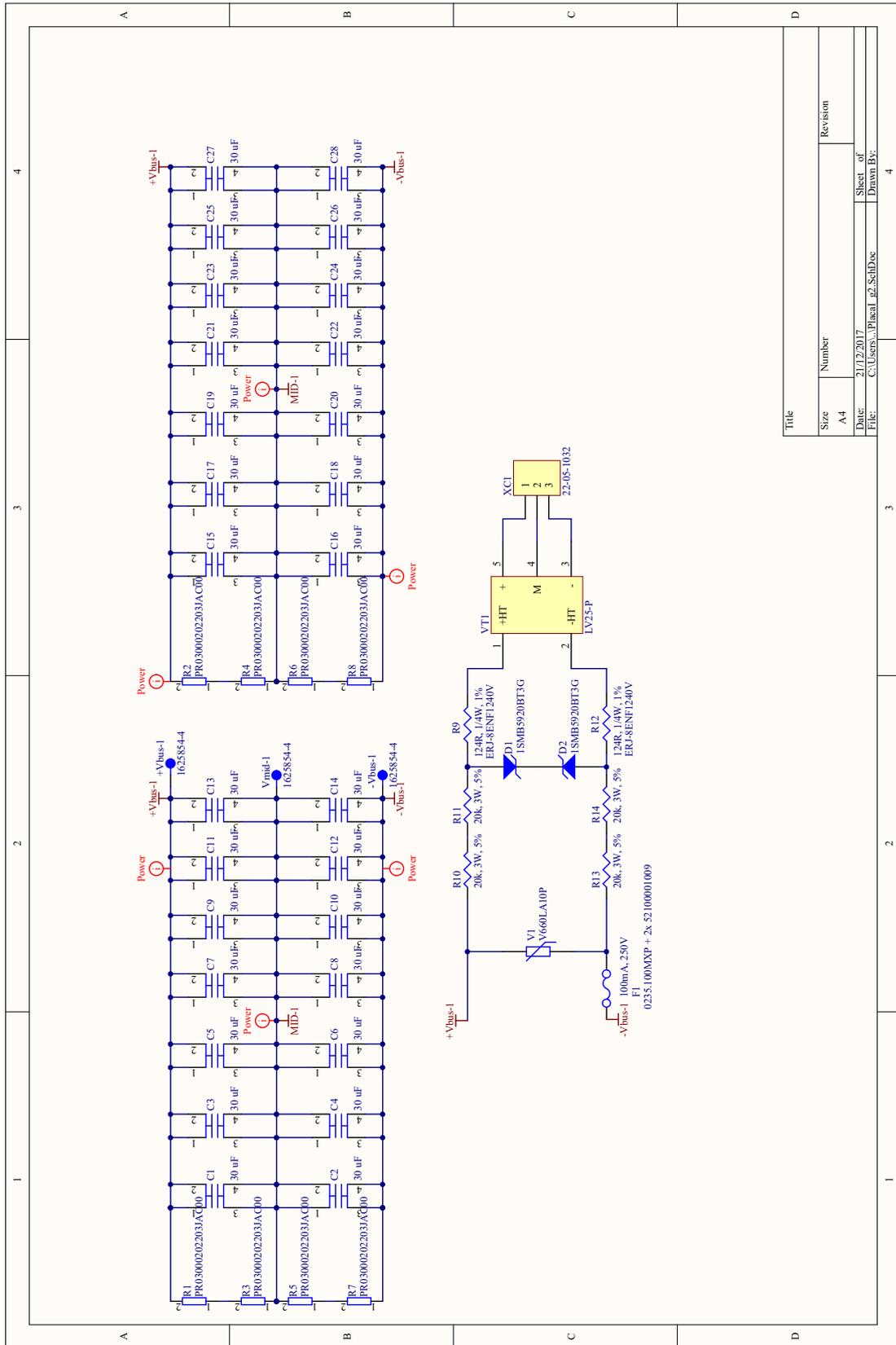
A.1 Placa EL/FO



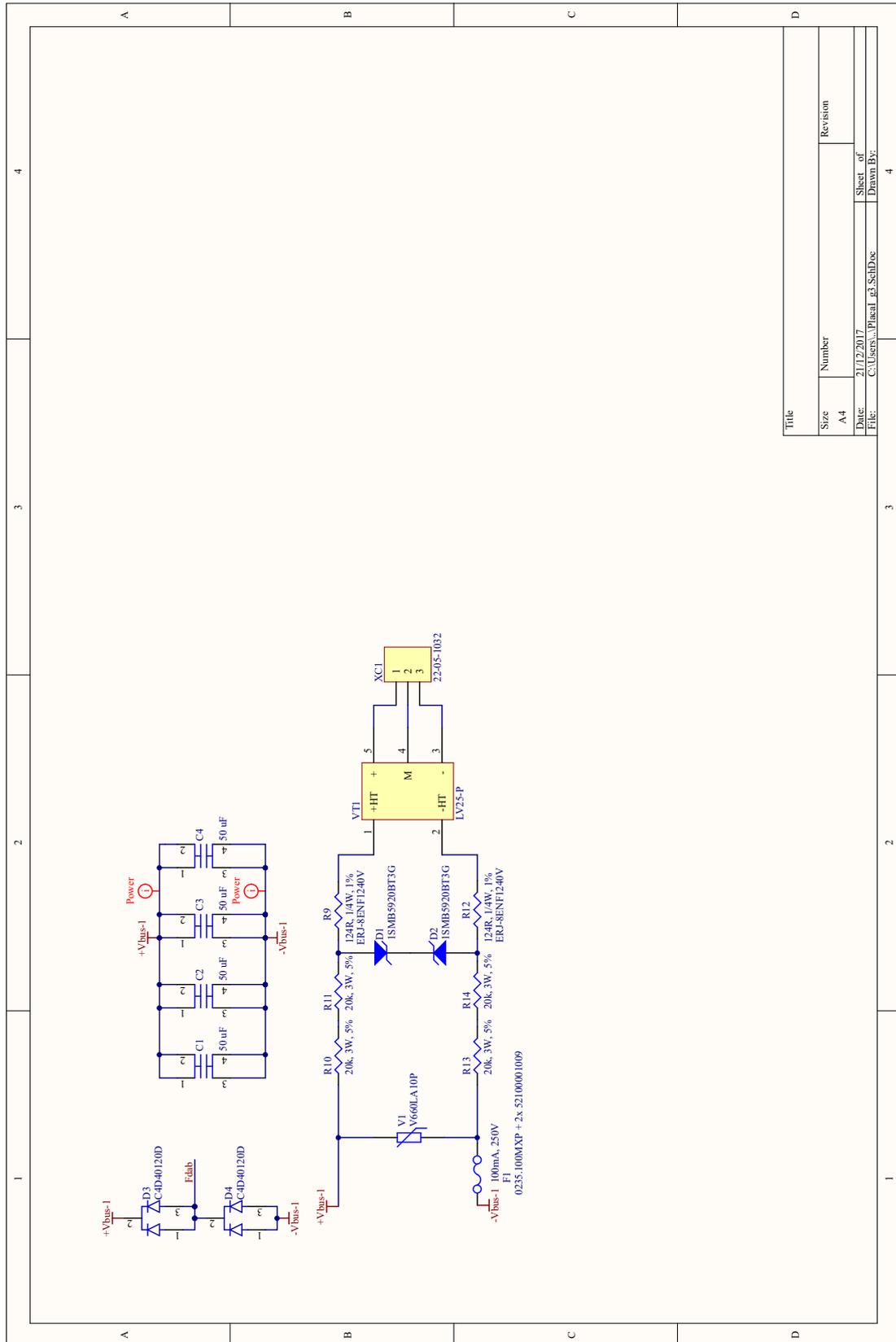
A.2 Placa Boost



A.3 Placa 1ª geração

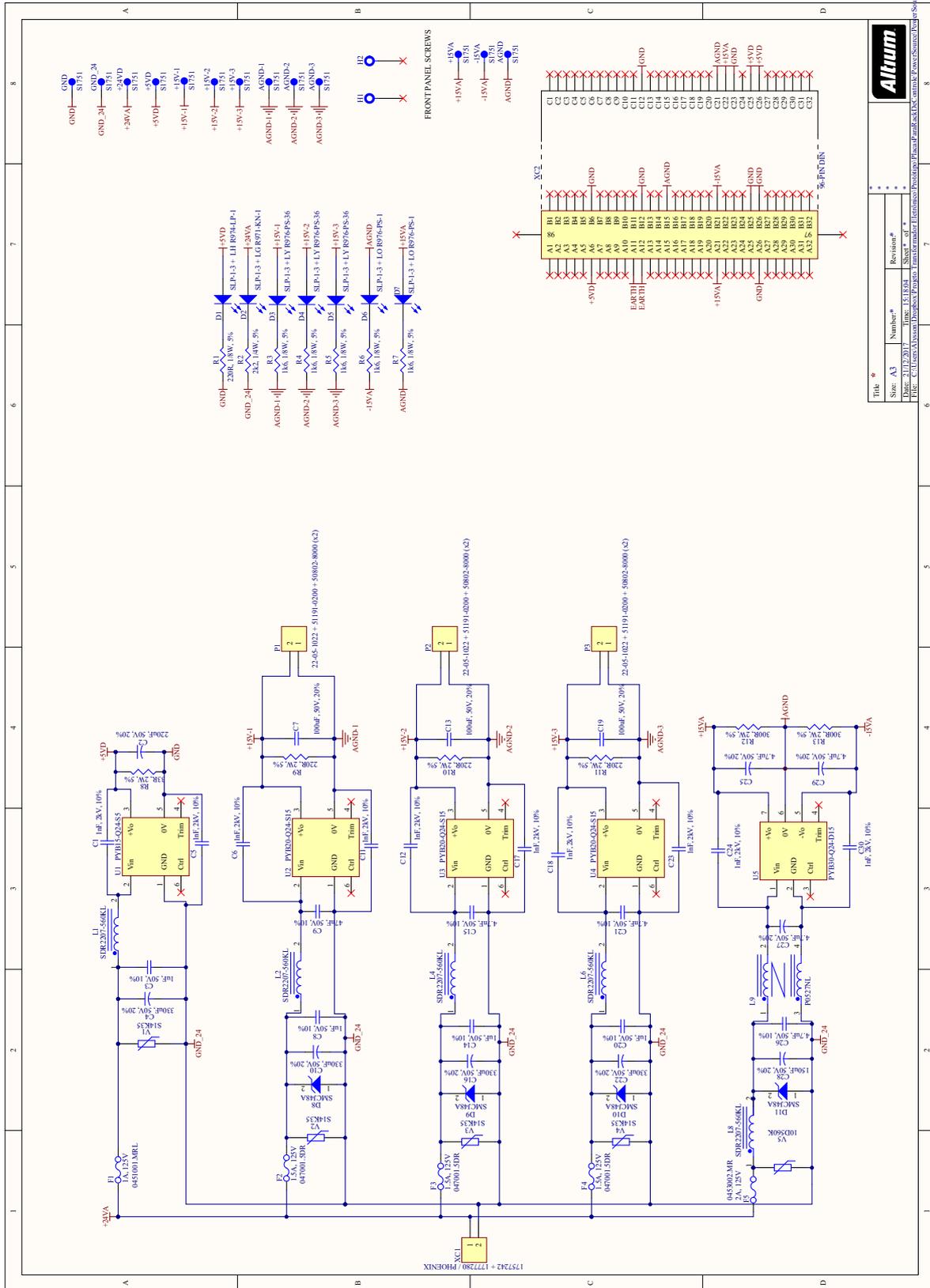


A.4 Placa 2ª geração



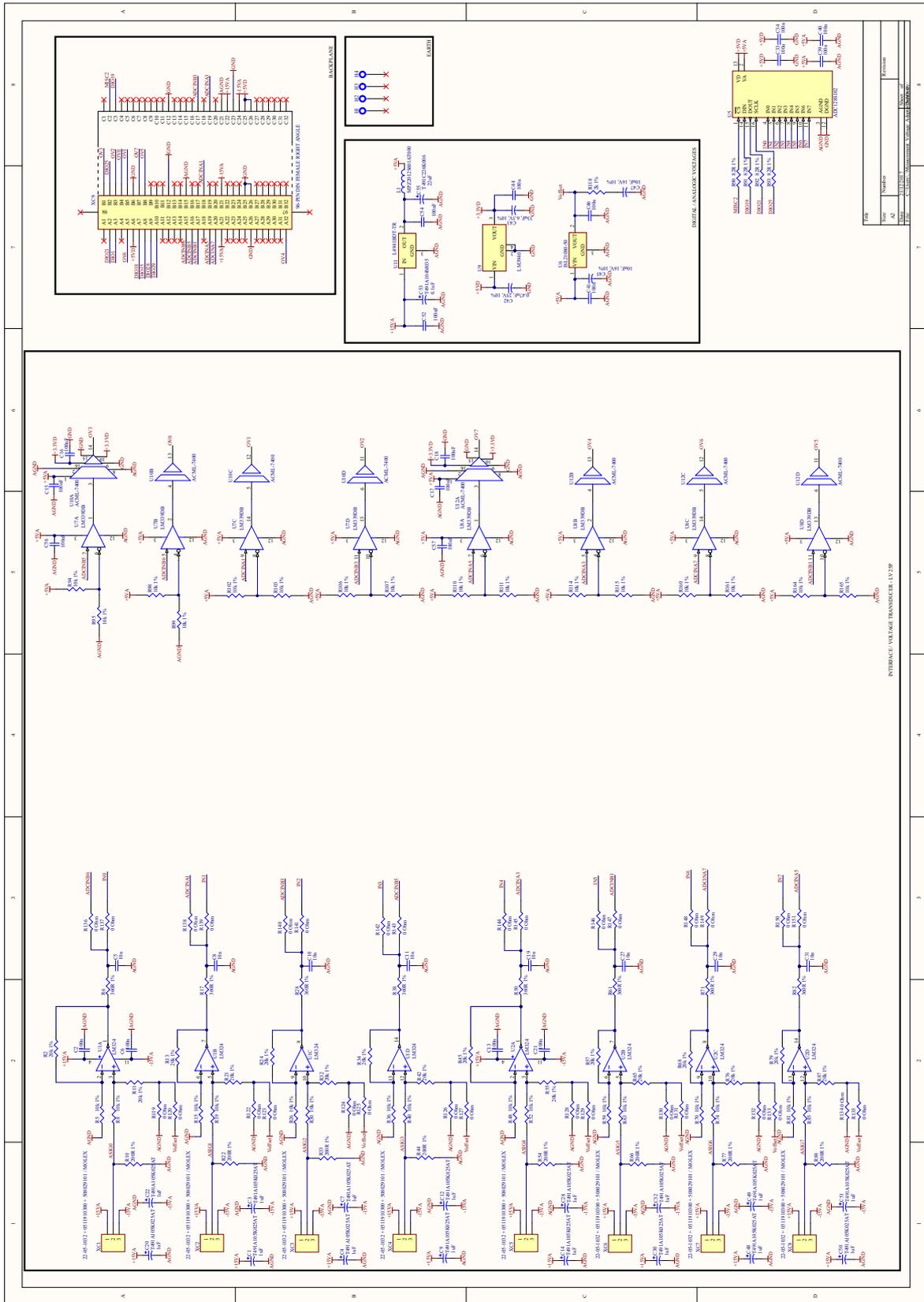
Title	
Size	Number
A4	Revision
Date:	21/12/2017
File:	C:\Users\A\Placa1_43_SchDoc
Sheet of	4
Drawn By:	

A.5 Placa de alimentação

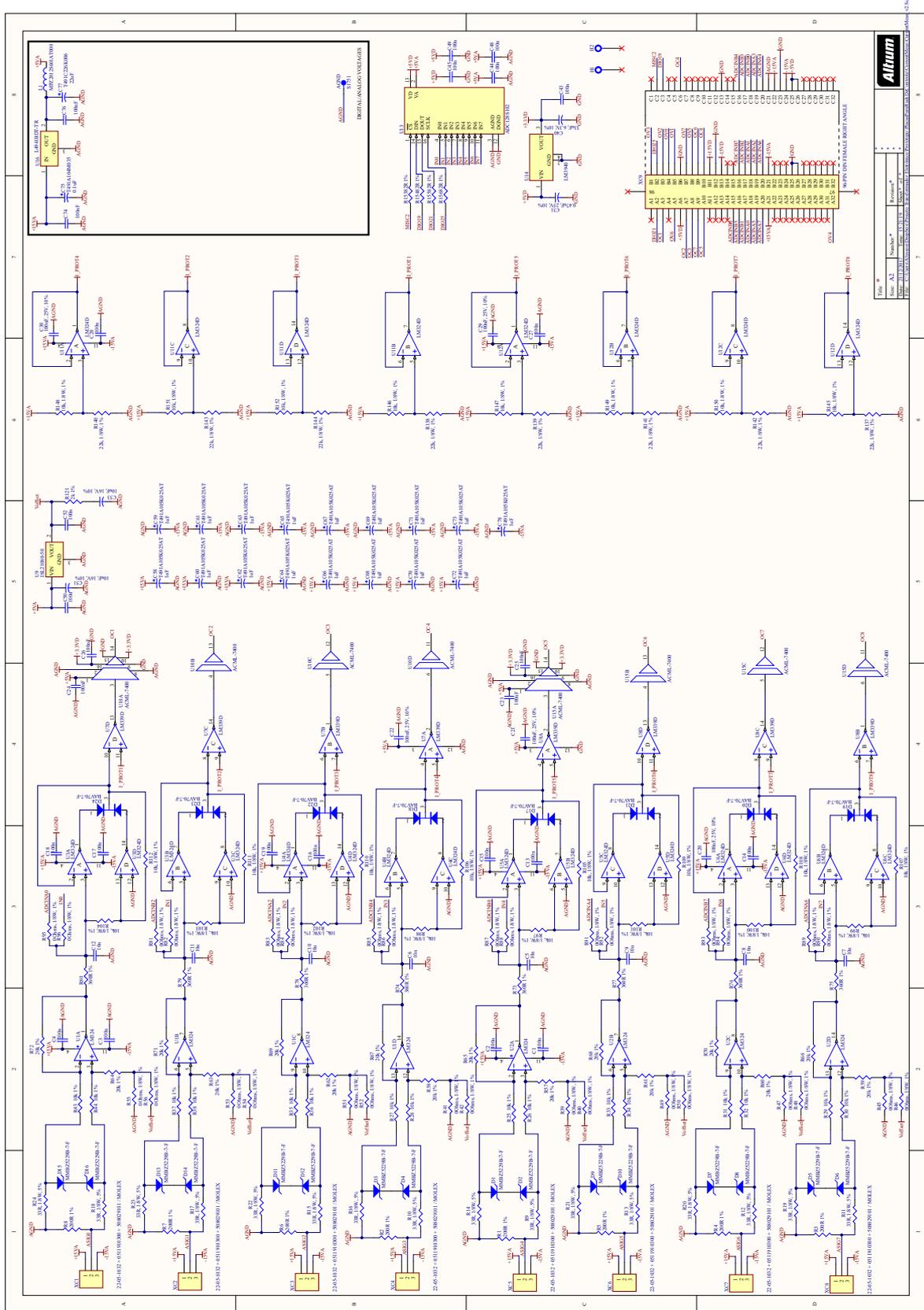


Altium		
Size: A3	Number*	Revision*
Date: 21/12/2017	Time: 13:13:04	Sheet* of
Title: C:\Users\alexam\Documents\Projeto\Projeto\Placa\PCB\Altium\PowerSupplyBoard_SchDoc.SchDoc		

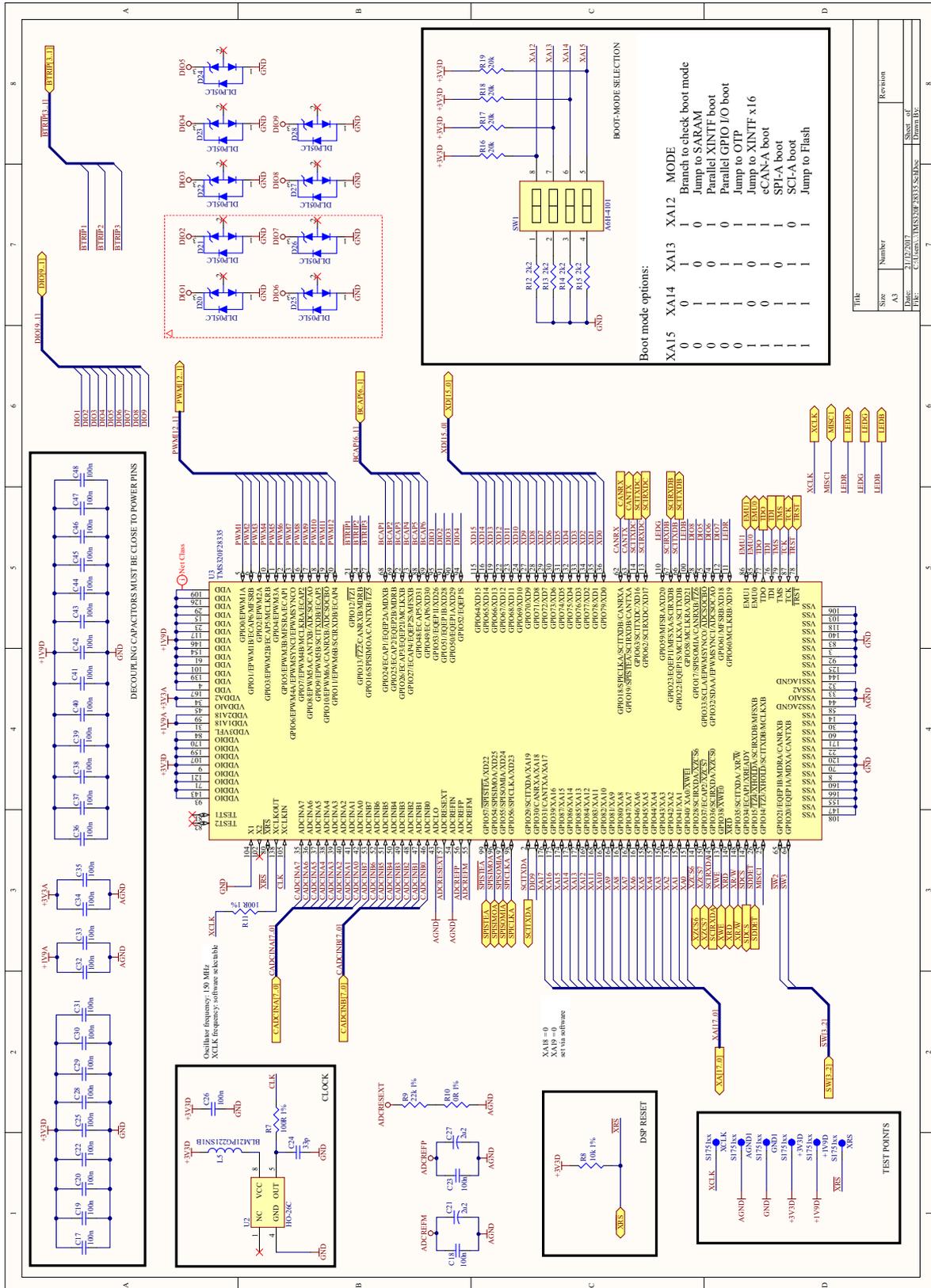
A.6 Placa de medição de tensão



A.7 Placa de medição de corrente

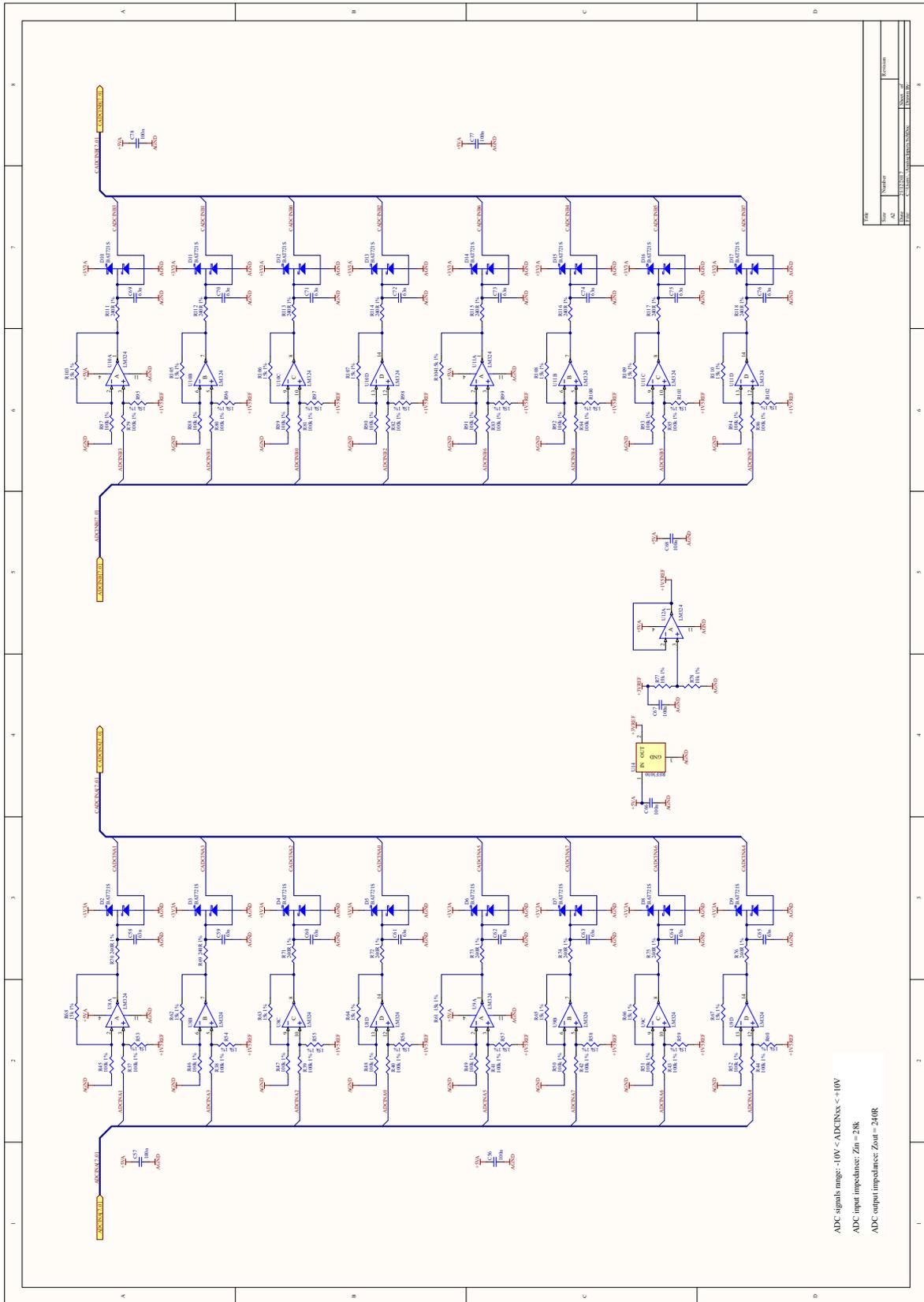


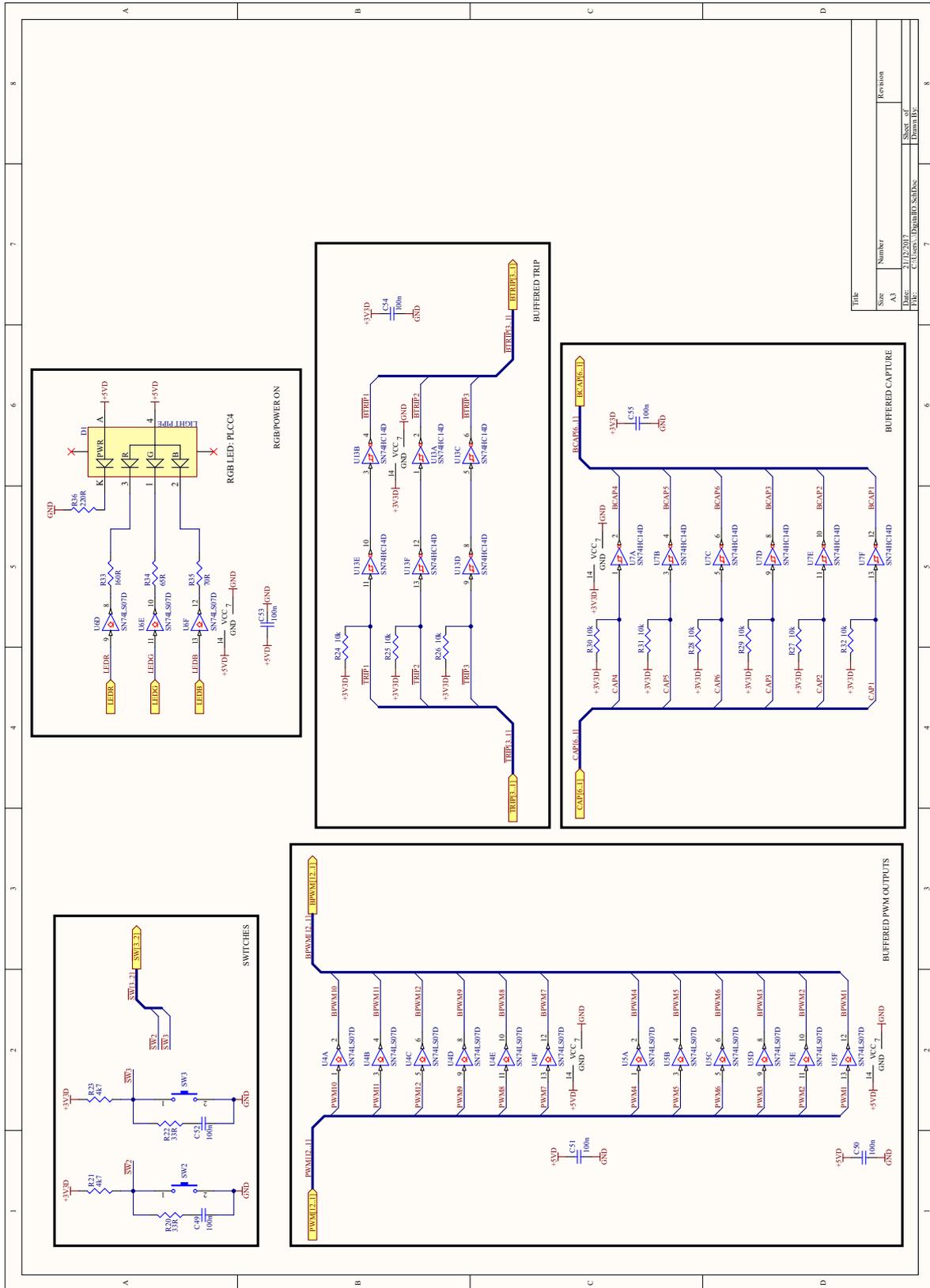
A.9 Placa DSP



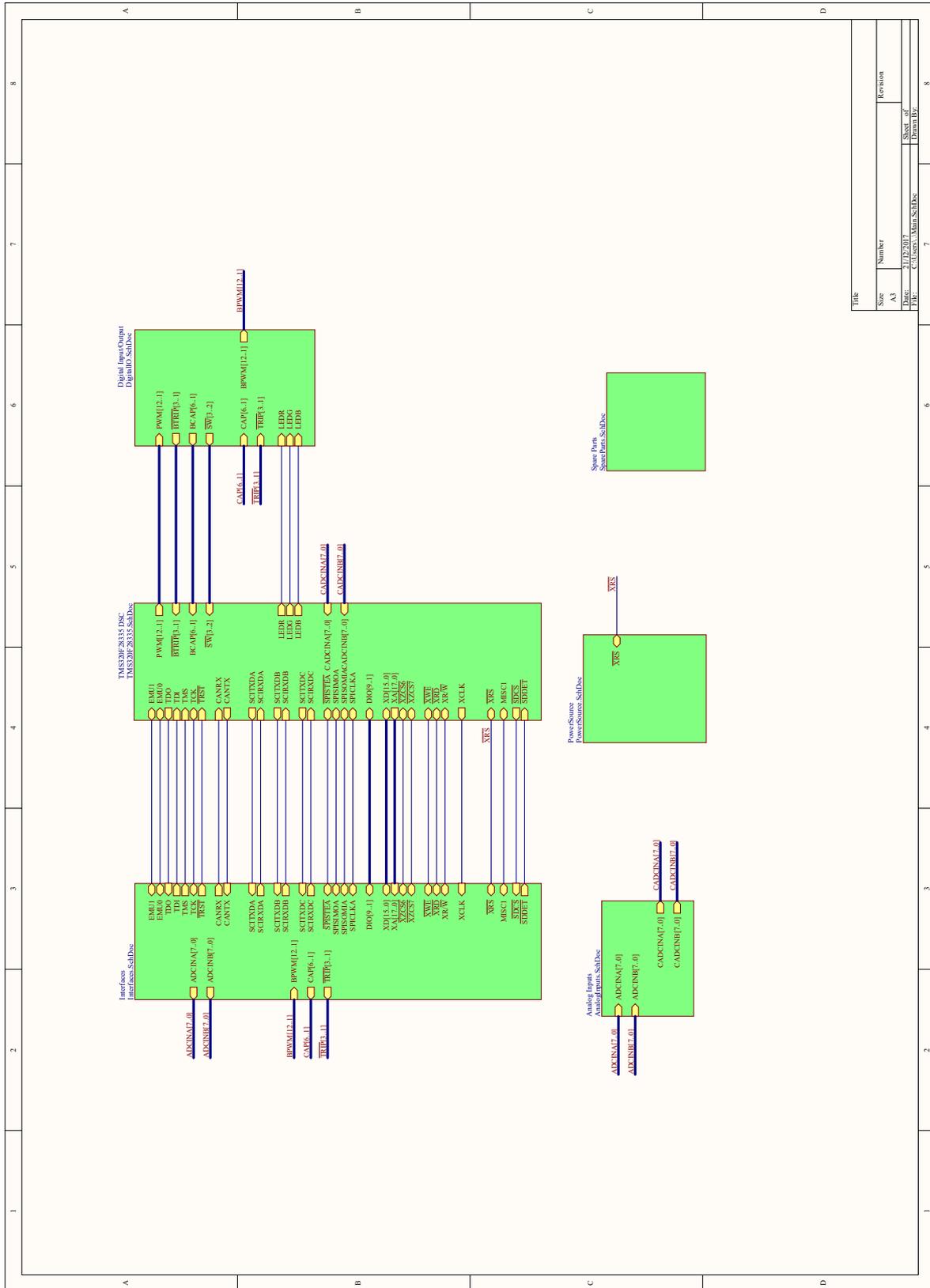
Revision History

Rev.	Number	Revision
1	1	Initial Release
2	2	Minor Changes
3	3	Final Release

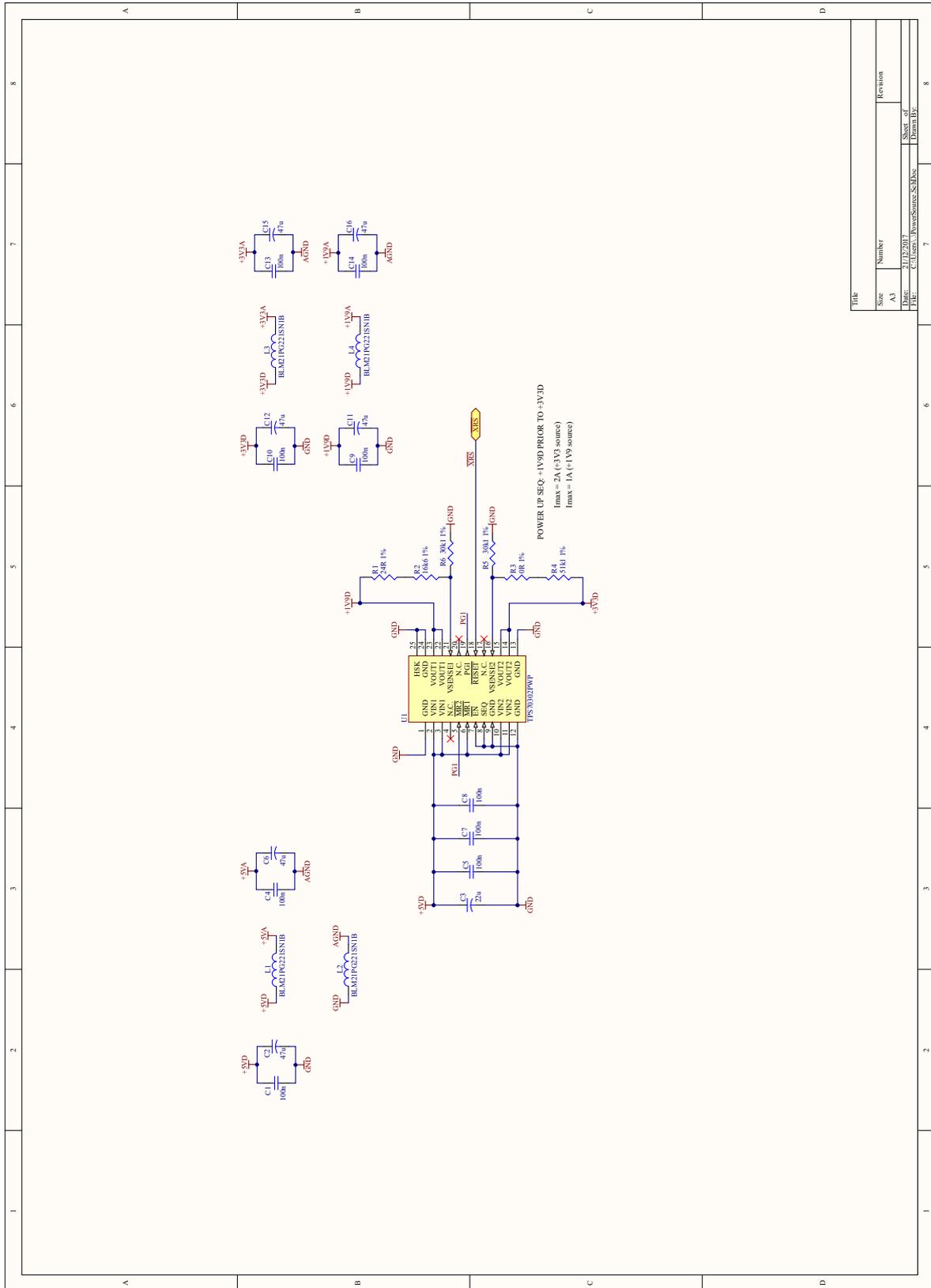




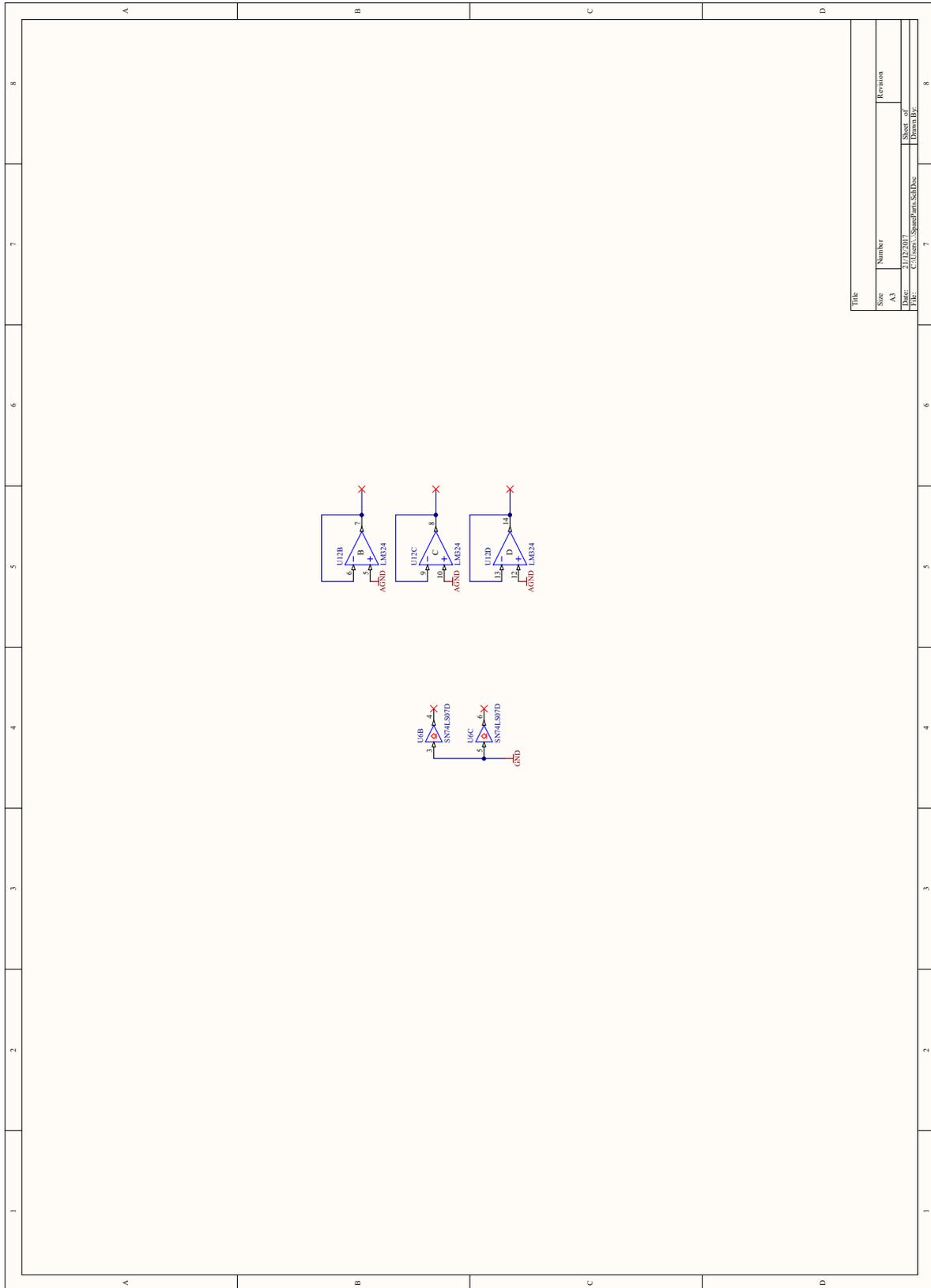
Title	Number	Revision
Size	A3	
Date	20/12/2017	Sheet of
File	C:\Users\Dr@u@F\Source	Drawn By



Title	
Size	Number
A3	
Date	Revision
21/12/2017	
File	Sheet of
C:\Users\Admin\Src\Doc	7
	8



Title	
Size	Number
A3	Revision
Date	2/12/2017
File	C:\Users\PowerSource\Source\Files
	Printed By
	7
	8



ANEXO B

Folhas de dados

B.1 Gatedriver CREE 1ª geração



Six Channel SiC MOSFET Driver

Gate Driver for 1200V SiC MOSFET Power Module

Features

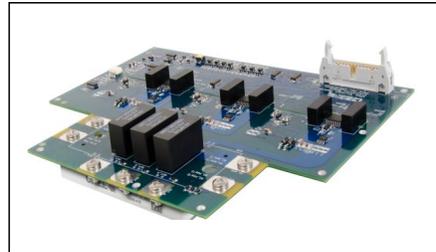
- 6 output channels
- Isolated power supply
- Direct mount low inductance design
- Short circuit protection
- Over temperature protection
- Under voltage protection

For use with Cree Module

- 45mm, 6-pak modules.

Applications

- 6-pak Driver for 1.2kV, SiC MOSFET modules
- DC Bus voltage up to 900VDC



Part Number	Package	Marking
CGD15FB45P	PCBA	CGD15FB45P Rev2

Absolute Maximum Ratings

Symbol	Parameter	Value	Unit	Test Conditions	Note
V_s	Power Supply Voltage	16	V	V_s ramp rate >50V/sec	
V_{iH}	Input signal voltage HIGH	5	V		
V_{iL}	Input signal voltage LOW	0	V		
$I_{O,pk}$	Output peak current	9	A		
$I_{O,avg,max}$	Output average current	2	A		
F_{Max}	Max. Switching frequency	150	kHz	$V_g = +20/-5, R_g = 10 \Omega$	
V_{DS}	Max. Drain to source voltage	1200	V		
V_{isol}	Input to output isolation voltage	± 1200	V		
T_{op}	Operating temperature	-25 to 70	°C		
T_{stg}	Storage temperature	-40 to 85	°C		

Characteristics

Symbol	Parameter	Value			Unit	Test Conditions	Notes
		Min	Typ	Max			
V_s	Supply voltage	13.0	15.0	16.0	V		
V_i	Input signal voltage on/off		5/0		V		
I_{SO}	Supply current (no load)		330	420	mA	70C	
	Supply current (switching)		830	1000		70C, 150kHz	
V_{iT+}	Input threshold voltage HIGH	3.5			V		
V_{iT-}	Input threshold voltage LOW			1.5	V		
T_{don}	Turn on propagation delay		210	280	nS		
T_{doff}	Turn off propagation delay		225	295	nS		
T_{err}	Pulse width for resetting fault	800			nS		
W	Weight		300		g		
MTBF	Mean time between failure		1.5		10^6 h		

B.2 Gatedriver CREE 2ª geração



Six Channel SiC MOSFET Driver

Gate Driver for 1200V SiC MOSFET Power Module

Features

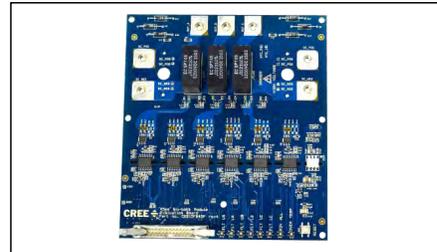
- 6 output channels
- Isolated power supply
- Direct mount low inductance design
- Short circuit protection
- Over temperature protection
- Under voltage protection

For use with Cree Module

- 45mm, six-pack CCS020M12CM2
- 45mm, six-pack CCS050M12CM2

Applications

- Driver for SiC MOSFET modules in two-level, three-phase inverter applications
- DC Bus voltage up to 1000VDC



Part Number	Package	Marking
CGD15FB45P1	PCBA	CGD15FB45P1

Absolute Maximum Ratings

Symbol	Parameter	Value	Unit	Test Conditions	Note
V_s	Power Supply Voltage	16	V	V_s ramp rate >50V/sec	
V_{iH}	Input signal voltage HIGH	5	V		
V_{iL}	Input signal voltage LOW	0	V		
$I_{O,pk}$	Output peak current	$\pm 9 (\pm 2)$	A	R_g limited	
$P_{O,AVG}$	Output power per gate	1.2	W		
F_{Max}	Max. Switching frequency	250	kHz	$V_g = +20/-5, R_g = 10\Omega$	
V_{DS}	Max. Drain to source voltage	1200	V		
V_{isol}	Input to output isolation voltage	± 1200	V		
dv/dt	Rate of change of output to input voltage	50,000	V/ μ s		
W	Weight	223	g		
MTBF	Mean time between failure	1.5	10^6 h		
T_{op}	Operating temperature	-35 to 85	$^{\circ}$ C		
T_{stg}	Storage temperature	-40 to 85	$^{\circ}$ C		

B.3 Módulo Six-pack SiC CREE



CCS050M12CM2 1.2kV, 50A Silicon Carbide Six-Pack (Three Phase) Module Z-FET™ MOSFET and Z-Rec™ Diode

V_{DS}	1.2 kV
$R_{DS(on)}$ ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	25 m Ω
E_{OFF} ($T_J = 150^\circ\text{C}$)	0.6 mJ

Features

- Ultra Low Loss
- Zero Reverse Recovery Current
- Zero Turn-off Tail Current
- High-Frequency Operation
- Positive Temperature Coefficient on V_f and $V_{DS(on)}$
- Cu Baseplate, AlN DBC

System Benefits

- Enables Compact and Lightweight Systems
- High Efficiency Operation
- Ease of Transistor Gate Control
- Reduced Cooling Requirements
- Reduced System Cost

Applications

- Solar Inverters
- UPS and SMPS
- Induction Heating
- Regen Drives
- 3-Phase PFC
- Motor Drives

Package



Part Number	Package	Marking
CCS050M12CM2	Six-Pack	CCS050M12CM2

Maximum Ratings ($T_c = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Value	Unit	Test Conditions	Notes
V_{DS}	Drain - Source Voltage	1.2	kV		
V_{GS}	Gate - Source Voltage	+25/-10	V		
I_D	Continuous Drain Current	87	A	$V_{GS} = 20\text{ V}, T_c = 25^\circ\text{C}$	Fig. 26
		59		$V_{GS} = 20\text{ V}, T_c = 90^\circ\text{C}$	
$I_{D(pulse)}$	Pulsed Drain Current	250	A	Pulse width $t_p = 250\ \mu\text{s}$ Rate limited by $T_{Jmax}, T_c = 25^\circ\text{C}$	Fig. 28
T_J	Junction Temperature	150	$^\circ\text{C}$		
T_c, T_{STG}	Case and Storage Temperature Range	-40 to +125	$^\circ\text{C}$		
V_{isol}	Case Isolation Voltage	2.5	kV	DC, $t = 1\text{ min}$	
L_{Stray}	Stray Inductance	30	nH	Measured from pins 25-26 to 27-28	
M	Mounting Torque	5.0	N-m		
G	Weight	180	g		
P_D	Power Dissipation	312	W	$T_c = 25^\circ\text{C}, T_J \leq 150^\circ\text{C}$	Fig. 27

B.4 Diodo SiC CREE



C4D40120D

Silicon Carbide Schottky Diode

Z-REC[®] RECTIFIER

V_{RRM}	=	1200 V
$I_F (T_c=135^\circ\text{C})$	=	54A**
Q_c	=	198nC**

Features

- 1.2kV Schottky Rectifier
- Zero Reverse Recovery Current
- High-Frequency Operation
- Temperature-Independent Switching
- Extremely Fast Switching

Benefits

- Replace Bipolar with Unipolar Rectifiers
- Essentially No Switching Losses
- Higher Efficiency
- Reduction of Heat Sink Requirements
- Parallel Devices Without Thermal Runaway

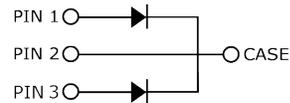
Applications

- Switch Mode Power Supplies (SMPS)
- Boost diodes in PFC or DC/DC stages
- Free Wheeling Diodes in Inverter stages
- AC/DC converters

Package



TO-247-3



Part Number	Package	Marking
C4D40120D	TO-247-3	C4D40120

Maximum Ratings ($T_c=25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Value	Unit	Test Conditions	Note
V_{RRM}	Repetitive Peak Reverse Voltage	1200	V		
V_{RSM}	Surge Peak Reverse Voltage	1300	V		
V_R	DC Peak Reverse Voltage	1200	V		
I_F	Continuous Forward Current (Per Leg/Device)	56.5/113 27/54 20/40	A	$T_c=25^\circ\text{C}$ $T_c=135^\circ\text{C}$ $T_c=150^\circ\text{C}$	Fig. 3
I_{FRM}	Repetitive Peak Forward Surge Current	91* 61*	A	$T_c=25^\circ\text{C}$, $t_p=10$ ms, Half Sine Pulse $T_c=110^\circ\text{C}$, $t_p=10$ ms, Half Sine Pulse	
I_{FSM}	Non-Repetitive Forward Surge Current	130* 110*	A	$T_c=25^\circ\text{C}$, $t_p=10$ ms, Half Sine Pulse $T_c=110^\circ\text{C}$, $t_p=10$ ms, Half Sine Pulse	Fig. 8
$I_{F,Max}$	Non-Repetitive Peak Forward Current	1150* 950*	A	$T_c=25^\circ\text{C}$, $t_p=10$ μs , Pulse $T_c=110^\circ\text{C}$, $t_p=10$ μs , Pulse	Fig. 8
P_{tot}	Power Dissipation (Per Leg/Device)	266/532 114/228	W	$T_c=25^\circ\text{C}$ $T_c=110^\circ\text{C}$	Fig. 4
T_j	Operating Junction Range	-55 to +175	$^\circ\text{C}$		
T_{stg}	Storage Temperature Range	-55 to +135	$^\circ\text{C}$		
	TO-247 Mounting Torque	1 8.8	Nm lbf-in	M3 Screw 6-32 Screw	

* Per Leg, ** Per Device

B.5 Indutor Planar Payton



Innovation • Design • Performance



PAYTON 185µH & 19.6Ap INDUCTOR

Functional specs

Date : 23/11/15

- | | |
|--|--|
| 1. Generic Type | : 1500-185µH/19.6Ap. |
| 2. Ripple frequency | : 125 kHz. |
| 3. Inductor application | : Boost inductor. |
| 4. Inductance L@ 18.6 Adc | : 185µH +15%/-15%. |
| 5. DC current, max. | : 17 Adc. |
| 6. AC ripple peak current | : 5.2 A peak to peak. |
| 7. Maximum peak current | : 19.6 A peak. |
| 8. Dielectric strength
(L to Core) | : 1000 Vrms. |
| 9. Ambient temperature range | : -40 ÷ 80°C. |
| 10. Estimated power losses | : 20 W. |
| 11. Estimated hot spot temperature | : 120°C. (With 80°C external heat sink) |
| 12. Mechanical dimensions
(<u>for reference only</u>) | : Length - 90 mm.
: Width - 61 mm.
: Height - 25 mm. |

Payton P.N. : 59098	Issue : A	Rev. : 00	Page : 1	of : 2
---------------------	-----------	-----------	----------	--------

Contact engineer: Amir Yativ (amir@paytongroup.com) 23/11/15 16:09

All data, specifications, drawings and other information included herein are the sole property of PAYTON Planar Magnetics. And may not be reproduced, copied, used or disclosed to anyone, in whole or in part, without it's prior written consent.



PAYTON
PLANAR

Innovation • Design • Performance

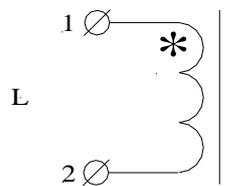


PAYTON 185 μ H & 19.6A_p INDUCTOR

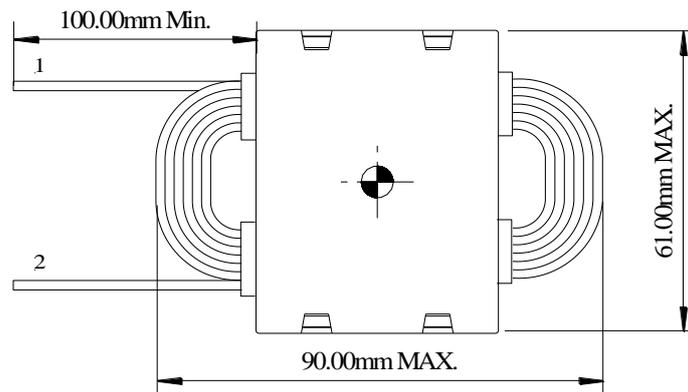
Functional specs

Date : 23/11/15

Electrical diagram.



Terminals layout sketch (top view; not to scale).



- Notes: 1. Terminations will be made by flying wires with tinned ends.
2. Insulations will be with class F materials, minimum.

Payton P.N. : 59098	Issue : A	Rev. : 00	Page : 2	of : 2
---------------------	-----------	-----------	----------	--------

Contact engineer: Amir Yativ (amir@paytongroup.com) 23/11/15 16:09

All data, specifications, drawings and other information included herein are the sole property of PAYTON Planar Magnetics. And may not be reproduced, copied, used or disclosed to anyone, in whole or in part, without it's prior written consent.

B.6 Transformador Planar Payton



PAYTON 6200W SMPS TRANSFORMER

Functional specs

Date : 08/02/16

1. Generic Type : T1000AC-12-18.
2. Total output power : **6200W (750Vdc/8.267Adc).**
3. Operating frequency of transformer : 125 kHz.
4. Input voltage of power stage : 500 Vdc.
5. Topology : **Dual Active Bridge.**
6. Operating duty cycle, **max.** : 1.
7. Volt-second product, **max.** : 4000 V- μ sec.
8. Pri. to sec. ratio : **12: 18.**
(Sec. current, **max.** – **8.267Arms.**)
9. Primary current, **max.** : **13.5Arms.** (14.8A peak)
10. Dielectric strength
(Pri. to Sec) : 2300Vrms.
(Pri + Sec. to Core) : 2000Vrms
11. Ambient temperature range : -40 ÷ +40°C.
12. Estimated max. power losses : 50W.
13. Estimated max. hot spot temperature : 120°C.
(With 80°C external heatsink attached to bottom of aluminum clasp)
14. Mechanical dimensions : Length – 110 mm.
(**For reference only**) : Width – 89 mm.
: Height – 32 mm.

Payton P.N. : 59238	Issue : B	Rev. : 00	Page : 1	of : 2
---------------------	-----------	-----------	----------	--------

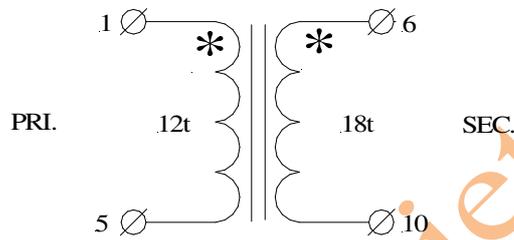
Contact engineer: Amir Yativ (amir@paytongroup.com) 8/2/16 14:59

All data, specifications, drawings and other information included herein are the sole property of PAYTON Planar Magnetics. And may not be reproduced, copied, used or disclosed to anyone, in whole or in part, without it's prior written consent.

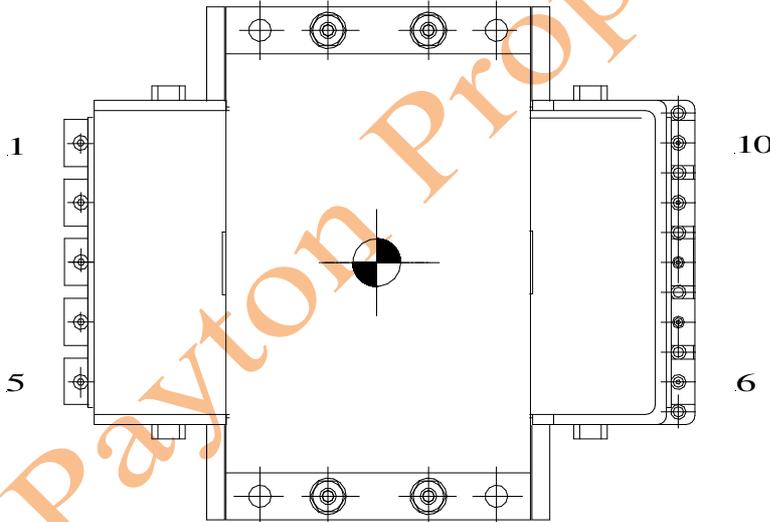


Date : 08/02/16

Electrical diagram.



Terminals layout sketch (preliminary; top view; not to scale)



Note: Terminations made of through hole pins.

Payton P.N. : 59238	Issue : B	Rev. : 00	Page : 2 of : 2
Contact engineer: Amir Yativ (amir@paytongroup.com) 8/2/16 14:59			

All data, specifications, drawings and other information included herein are the sole property of PAYTON Planar Magnetics. And may not be reproduced, copied, used or disclosed to anyone, in whole or in part, without it's prior written consent.

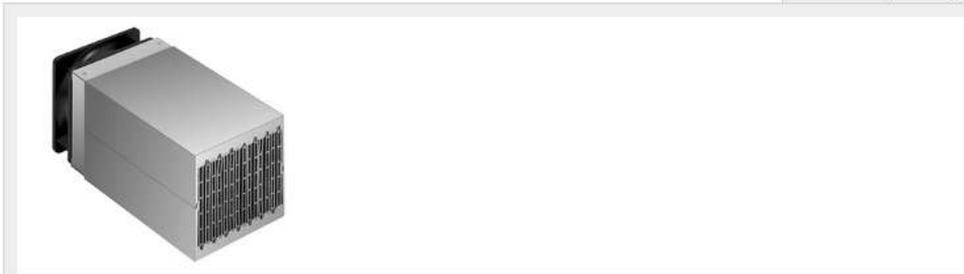
B.7 Dissipador de duas faces

Cooling aggregates with axial fan

LA V 17 ...

122 x 120 mm, with axial fan and air-flow chamber

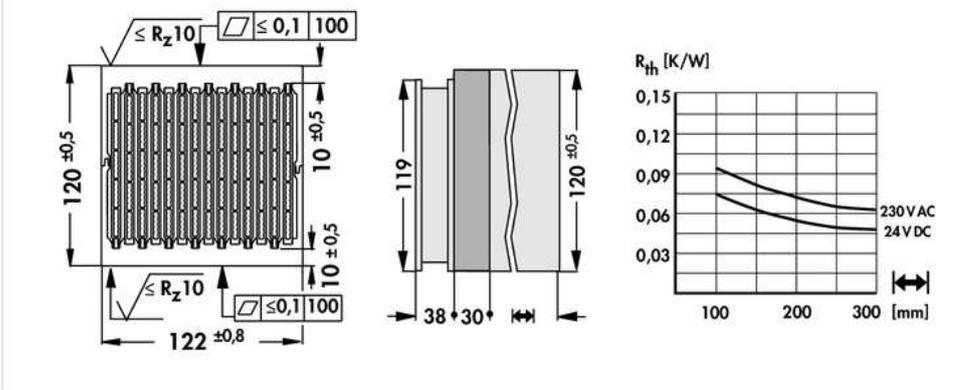
add to request 



Features Technical Drawing Fan Service Accessories / related products

width	122 mm
height	120 mm
length	100 / 150 / 200 / 250 / 300 / 400 mm
thermal resistance R_{th}	0.075 - 0.046 K/W
surface	raw degreased aluminium mounting area(s) milled flat
operating voltage of the fan motor	24 V DC 230 V AC

Features Technical Drawing Fan Service Accessories / related products



Features Technical Drawing Fan Service Accessories / related products

ebmpapst, kugellagert, 24 V DC



type	ebmpapst, ball bearing
dimensions	119x119x38 mm
tension	24 V DC
power inout	11 W
max. air volume	237 m ³ /h
temperature range	-30°C ... +70°C
speed	4,400 min ⁻¹
noise level	57 dB(A)
weight	390 g
failure rate (L ₁₀)	L ₁₀ < 70,000 h (40°C)