

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

FILIPPE MARANGONI

**INVERSORES MONOFÁSICOS PARA CONEXÃO DE SISTEMAS
FOTOVOLTAICOS À REDE**

DISSERTAÇÃO

PATO BRANCO

2012

FILIPPE MARANGONI

**INVERSORES MONOFÁSICOS PARA CONEXÃO DE SISTEMAS
FOTOVOLTAICOS À REDE**

Dissertação apresentada como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica, do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Área de concentração: Sistemas e Processamento de Energia.

Orientador: Prof. Dr. Mário Lúcio da Silva Martins
Coorientador: Prof. Dr. Leandro Della Flora

PATO BRANCO

2012

M311i Marangoni, Filipe
Inversores monofásicos para conexão de sistemas
fotovoltaicos à rede / Filipe Marangoni. -- Pato Branco: UTFPR, 2012.
101 f. : il. ; 30 cm.

Orientador: Prof. Dr. Mário Lúcio da Silva Martins
Coorientador: Prof. Dr. Leandro Della Flora
Dissertação (Mestrado) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná.
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Pato Branco, PR,
2012.

Bibliografia: f. 99 – 101.

1. Energia fotovoltaica. 2. Inversores sem transformador. 3. Conexão
com a rede. I. Martins, Mário Lúcio da Silva, orient. II. Della Flora, Leandro,
coorient. III. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. V. Título.

CDD 22. ed. 621.3

Ficha Catalográfica elaborada por
Suélem Belmudes Cardoso CRB9/1630
Biblioteca da UTFPR Campus Pato Branco

RESUMO

MARANGONI, Filipe. **Inversores Monofásicos para conexão de Sistemas Fotovoltaicos à Rede**. 2012. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2012.

Esta pesquisa apresenta um estudo comparativo de inversores monofásicos conectados à rede (sem transformador de acoplamento), empregando geradores fotovoltaicos. Inicialmente é destacada a crescente demanda mundial por energia elétrica e o crescimento da utilização de geração através de fontes renováveis, impulsionando o desenvolvimento dessas tecnologias. Também é apresentado um resumo sobre a geração de energia elétrica fotovoltaica descentralizada, incluindo os principais tipos de sistemas e a sua conexão à rede de distribuição da concessionária. Em busca da redução do custo da energia elétrica produzida com geradores fotovoltaicos, a eliminação do transformador de baixa frequência que conecta o inversor à rede, foi apresentada como uma alternativa interessante. Porém associada à conexão direta do inversor podem surgir correntes de fuga devido à existência de capacitâncias parasitas entre as células fotovoltaicas do painel e o potencial de terra do sistema gerador-rede. Para evitar esses problemas várias modificações no circuito eletrônico dos inversores têm sido propostas visando eliminar variações na tensão de modo comum destes. Esse trabalho busca avaliar algumas destas topologias visando definir parâmetros de desempenho que possam servir como base para a escolha de uma topologia em detrimento as demais para um conjunto de especificações tais como a potência instalada do gerador ou a amplitude da tensão da rede, dentre outros.

Palavras-chave: Energia fotovoltaica. Inversores sem transformador. Conexão com a rede.

ABSTRACT

MARANGONI, Filipe. **Single-Phase Inverters for Photovoltaic Grid Connected Systems**. 2012. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2012.

This research presents a comparative study of single-phase transformerless grid connected inverters, employing photovoltaic generators. Initially is highlighted the increasing worldwide demand for electricity and the growth of the use of renewable sources, driving the development of these technologies. It is also presented an overview of the photovoltaic decentralized power generation, including the major types of systems and their connection to the utility grid. In order to reduce the electricity cost of photovoltaic generation, the elimination of low frequency transformer that connects the inverter to the grid, was presented as an interesting alternative. But associated with the direct inverter connection, leakage currents may arise due to the existence of parasitic capacitances between the panel photovoltaic cell and the system ground. To avoid these problems, several modifications in the electronic circuit of the inverter have been proposed to eliminate variations in the inverter common mode voltage. This research evaluates some of these topologies in order to define performance parameters that can serve as the basis for choosing a topology over the other for a set of specifications such as the installed power or the amplitude of grid voltage, among others.

Keywords: Photovoltaic power. Transformerless inverters. Grid connection.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Contribuição das fontes primárias de energia para o ano de 2009.....	11
Figura 2 – Taxa de crescimento anual das principais fontes renováveis no mundo, de 2006 a 2010	13
Figura 3 – Taxas médias de crescimento anual da capacidade de energia renovável no Brasil	13
Figura 4 – Matriz das fontes primárias para produção de eletricidade no mundo, 2008.....	14
Figura 5 – Diagrama de uma microrrede.....	16
Figura 6 – Curvas (a) V-I e (b) V-P devido à variação da temperatura	20
Figura 7 – Curvas (a) V-I e (b) V-P devido à variação da irradiação solar.....	21
Figura 8 – Curva característica V-P devido ao fenômeno do sombreamento parcial	22
Figura 9 – Configuração (a) módulo integrado, (b) <i>string</i> , (c) <i>multistring</i> e (d) inversor central	23
Figura 10 – Diagrama esquemático da estrutura de um módulo fotovoltaico e suas capacitâncias parasitas	27
Figura 11 – Diferença do comportamento da tensão de modo comum.....	28
Figura 12 – Circuito com os pontos A, B e 0 destacados.....	28
Figura 13 – Representação da corrente de fuga.....	29
Figura 14 – Topologias (a) meia-ponte e (b) ponte completa	32
Figura 15 – Geração do PWM bipolar.....	33
Figura 16 – PWM bipolar, tensão da rede e tensão de modo comum (V_{cm})	33
Figura 17 – Geração do PWM unipolar.....	34
Figura 18 – PWM unipolar, tensão da rede e tensão de modo comum (V_{cm})	34
Figura 19 – Topologia HERIC durante o semiciclo positivo	35
Figura 20 – Topologia HERIC durante o semiciclo negativo	35
Figura 21 – Formas de onda para a topologia HERIC	36
Figura 22 – Topologia H5 durante o semiciclo positivo	37
Figura 23 – Topologia H5 durante o semiciclo negativo	37
Figura 24 – Topologia H6 durante o semiciclo positivo com PWM híbrido	38
Figura 25 – Topologia H6 durante o semiciclo negativo com PWM híbrido	38
Figura 26 – Topologia H6 durante o semiciclo positivo com PWM unipolar	39
Figura 27 – Topologia H6 durante o semiciclo negativo com PWM unipolar	40
Figura 28 – Formas de onda para a topologia H6 com PWM unipolar.....	40
Figura 29 – Topologia H6D1 durante o semiciclo positivo	41
Figura 30 – Topologia H6D1 durante o semiciclo negativo	41
Figura 31 – Exemplo do funcionamento da topologia H6D2.....	42
Figura 32 – Tensão V_{AB} para modulação (a) bipolar, e (b) unipolar.	43
Figura 33 – Tensão e corrente de saída, (a) unipolar e (b) bipolar.....	44
Figura 34 – Ondulação da corrente. (a) valor eficaz e (b) detalhe do valor eficaz.....	45
Figura 35 – Diagrama de blocos da estrutura geral de um PLL.....	48
Figura 36 – Diagrama de blocos linearizado do PLL no domínio da frequência.....	50
Figura 37 – Diagrama de um PLL com um detector de fase em quadratura ideal	52

Figura 38 – Diagrama de um PLL linearizado com um detector de fase em quadratura implementado com Transformada de Park.....	53
Figura 39 – Representação vetorial dos sinais de saída do QSG.....	54
Figura 40 – Diagrama do inversor monofásico	57
Figura 41 – Inversor monofásico em diagrama de blocos.....	57
Figura 42 – Diagrama de blocos do inversor monofásico simplificado.....	58
Figura 43 – Diagrama de blocos do sistema com controlador de corrente	60
Figura 44 – Diagrama de blocos sem o acoplamento das componentes d e q da corrente.....	60
Figura 45 – Diagrama de blocos com ação <i>feedforward</i>	61
Figura 46 – Diagrama de blocos do sistema com controlador de corrente com ação <i>feedforward</i> e sem o acoplamento das componentes d e q da corrente.....	61
Figura 47 – Diagrama de blocos para referência de corrente de eixo direto i_d	62
Figura 48 – Elevação de temperatura nas células fotovoltaicas.....	65
Figura 49 – Curvas de potência do painel KC200Gt para 55°C.....	65
Figura 50 – Curvas de potência do arranjo fotovoltaico	66
Figura 51 – Formas de onda da corrente para os interruptores dos inversores, (a) modulada, (b) etapa roda livre, (c) corrente de saída com ondulação, (d) modulada com ondulação.....	67
Figura 52 – Valores do filtro indutivo com a variação da irradiação	70
Figura 53 – Diagrama do inversor conectado à rede	71
Figura 54 – Diagrama do sistema de controle completo	71
Figura 55 – Sinal de entrada e sinais de saída do filtro de Kalman.....	72
Figura 56 – Sinais de seno e cosseno da tensão da rede.....	72
Figura 57 – Resposta do controle de corrente para variação de irradiação (a) sem <i>feedforward</i> e (b) com <i>feedforward</i>	73
Figura 58 – Resposta do controle de corrente para variação da tensão da rede	74
Figura 59 – Resposta do controle para variação de irradiação (a) sem <i>feedforward</i> (b) com <i>feedforward</i>	75
Figura 60 – Resposta do controle de corrente com <i>feedforward</i> para variação da tensão da rede	75
Figura 61 – Inversor ponte completa com C_p e R_t	77
Figura 62 – Corrente de fuga com modulação bipolar, para (a) 10 nF, (b) 100 nF e (c) 200 nF	78
Figura 63 – Ponte Completa com PWM unipolar e $C_p = 10$ nF, (a) corrente injetada, (b) corrente de fuga	79
Figura 64 – Ponte Completa com PWM unipolar e $C_p = 200$ nF, (a) corrente injetada, (b) corrente de fuga	79
Figura 65 – Ponte completa com PWM bipolar, (a) tensão da rede e V_{cm} , (b) corrente injetada, (c) corrente de fuga.....	80
Figura 66 – Tensão da rede e tensão V_{AB} da topologia ponte completa com PWM bipolar.....	81
Figura 67 – Topologia HERIC, (a) tensão da rede e V_{cm} , (b) corrente injetada, (c) corrente de fuga.....	81
Figura 68 – Tensão da rede e tensão V_{AB} da topologia HERIC.....	82
Figura 69 – Topologia H5, (a) tensão da rede e V_{cm} , (b) corrente injetada, (c) corrente de fuga.....	83
Figura 70 – Topologia H6, (a) tensão da rede e V_{cm} , (b) corrente injetada, (c) corrente de fuga	83

Figura 71 – Topologia H6D2, (a) tensão da rede e V_{cm} , (b) corrente injetada, (c) corrente de fuga	84
Figura 72 – H6D2 com PWM unipolar, (a) tensão da rede e V_{cm} , (b) corrente injetada, (c) corrente de fuga	85
Figura 73 – Tensões V_{A0} e V_{B0}	86
Figura 74 – Tensões V_{A0} e V_{B0} com comandos não simultâneos	87
Figura 75 – HERIC com atraso no comando. (a) tensão da rede e V_{cm} , (b) corrente de fuga ..	87
Figura 76 – Tensão V_{A0} obtida experimentalmente	91
Figura 77 – Tensão V_{B0} obtida experimentalmente	92
Figura 78 – Tensão de modo comum (V_{cm}) obtida experimentalmente	92
Figura 79 – Tensão V_{AB} obtida experimentalmente	93
Figura 80 – Tensão da rede e corrente injetada obtidas experimentalmente	93
Figura 81 – THD individual de corrente para irradiação de 500 W/m ² para a topologia HERIC	94
Figura 82 – THD individual de corrente para irradiação de 400 W/m ² para a topologia HERIC	94
Figura 83 – THD individual de corrente para irradiação de 300 W/m ² para a topologia HERIC	95
Figura 84 – THD individual de corrente para irradiação de 200 W/m ² para a topologia HERIC	95
Figura 85 – THD individual de corrente para irradiação de 100 W/m ² para a topologia HERIC	95

LISTA DE TABELAS

Tabela 3 – Parâmetros do painel fotovoltaico KC200GT para 55 °C	63
Tabela 4 – Formas de onda da corrente em cada semiconductor para os semiciclos positivo e negativo	68
Tabela 5 – <i>Overshoot</i> e estabilização da corrente injetada, para variação da tensão da rede...	76
Tabela 6 – <i>Overshoot</i> e estabilização da corrente injetada, para variação da corrente de entrada	76
Tabela 7 – Comparação entre bipolar e unipolar para irradiação de 1000 W/m ²	78
Tabela 8 – Ponte Completa com PWM bipolar e capacitância parasita de 200 nF.....	81
Tabela 9 – HERIC com capacitância parasita de 200 nF	82
Tabela 10 – H5 com capacitância parasita de 200 nF	82
Tabela 11 – H6 com capacitância parasita de 200 nF	84
Tabela 12 – H6D2 com capacitância parasita de 200 nF	85
Tabela 13 – H6D2* com capacitância parasita de 200 nF	86
Tabela 14 – HERIC com C _p de 200 nF e atraso no comando de S1	88
Tabela 15 – H5 com C _p de 200 nF e atraso no comando de S1	88
Tabela 16 – H6 com C _p de 200 nF e atraso no comando de 1 chave.....	89
Tabela 17 – H6D2 com C _p de 200 nF e atraso no comando de 1 chave.....	89
Tabela 18 – H6D2 com PWM unipolar, C _p de 200 nF e atraso no comando de S1	89
Tabela 19 – Resultados experimentais da eficiência e THD para a topologia HERIC	94

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente alternada
CC	Corrente Contínua
EMI	Interferência Eletromagnética – <i>Eletromagnetic Interference</i>
FPG	Gerador de Ângulo de Fase – <i>Frequency/Phase-angle Generator</i>
GD	Geração Distribuída
GMPP	Ponto de Máxima Potência do Grupo – <i>Group Maximum Power Point</i>
HERIC	Conceito de Inversor Altamente Confiável e Eficiente – <i>Higly Efficient Inverter Concept</i>
IEC	Comissão Eletrotécnica Internacional – <i>International Electrotechnical Commision</i>
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos – <i>Institute of Electrical and Eletronic Enginners</i>
LF	Filtro Passa-baixa – <i>Low-pass Filter</i>
LMPP	Ponto de Máxima Potência Local – <i>Local Maximum Power Point</i>
MPP	Ponto de Máxima Potência – <i>Maximum Power Point</i>
MPPT	Buscador do Ponto de Máxima Potência – <i>Maximum Power Point Tracking</i>
NPC	Ponto Neutro Grampeado – <i>Neutral Point Clamped</i>
PD	Detector de Fase – <i>Phase Detector</i>
PI	Proporcional-Integral
PLL	Laço de Trancamento de Fase – <i>Phase-Locked Loop</i>
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
PV	Fotovoltaico – <i>Photovoltaic</i>
PWM	Modulação por Largura de Pulso – <i>Pulse Width Modulation</i>
QSG	Gerador de Sinal em Quadratura – <i>Quadrature Signal Generator</i>
THD	Distorção Harmônica Total – <i>Total Harmonic Distorcion</i>
VCO	Oscilador Controlado de Tensão – <i>Voltage-Controlle Oscillator</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	11
1.1	PERSPECTIVA DA ENERGIA NO MUNDO.....	11
1.2	ENERGIAS RENOVÁVEIS	12
1.3	ENERGIA ELÉTRICA	14
1.3.1	Geração Distribuída	15
1.3.2	Conexão com a Rede Elétrica.....	17
1.3.3	Sistemas Fotovoltaicos	19
1.3.3.1	Dependência da temperatura	20
1.3.3.2	Dependência da irradiação solar.....	20
1.3.4	Ponto de Máxima Potência	21
1.3.5	Condições e Efeitos do Sombreamento	22
1.3.6	Sistemas fotovoltaicos conectados à rede.....	23
1.3.6.1	Módulo integrado	24
1.3.6.2	Inversor em linha (<i>String</i>)	24
1.3.6.3	Multilinhas (<i>multistring</i>)	25
1.3.6.4	Inversor central.....	25
1.3.7	Considerações Sobre a Utilização do Transformador de Linha	26
1.3.7.1	Capacitâncias parasitas.....	27
1.3.7.2	Tensão de modo comum.....	27
1.3.7.3	Corrente de fuga	29
1.4	DEFINIÇÃO DO PROBLEMA	29
1.5	OBJETIVO	30
1.5.1	Objetivos Específicos	30
2	INVERSORES MONOFÁSICOS PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	31
2.1	TOPOLOGIAS DE INVERSORES STRING MONOFÁSICOS CONECTADOS À REDE SEM TRANSFORMADOR.....	31
2.1.1	Ponte Completa.....	32
2.1.1.1	PWM bipolar	32
2.1.1.2	PWM unipolar	33
2.1.2	Topologia HERIC	35
2.1.3	Topologia H5	36
2.1.4	Topologia H6	37
2.1.5	Topologia H6D1	40
2.1.6	Topologia H6D2	41
2.2	FILTRO DE SAÍDA PARA CONEXÃO DE INVERSORES COM A REDE	42
2.2.1	Tensão de Saída do Inversor.....	43
2.2.2	Análise da Ondulação de Corrente	43
2.3	SINCRONISMO.....	47

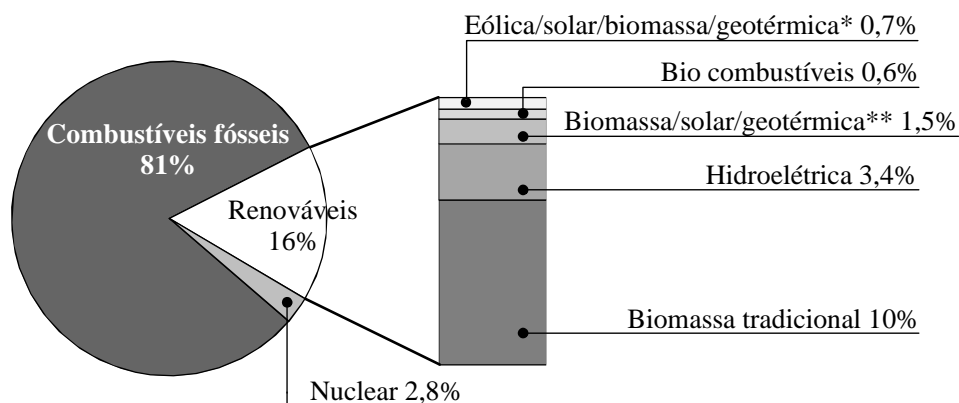
2.3.1	Detecção do Cruzamento por Zero da Tensão.....	48
2.3.2	Detecção do Ângulo Baseado em Técnicas PLL.....	48
2.3.2.1	Detecção de fase baseada em sinais em quadratura	52
2.4	FILTRO DE KALMAN	54
3	CONTROLE DE CORRENTE DO INVERSOR PV MONOFÁSICO	56
3.1	MODELAGEM DO INVERSOR.....	56
3.2	MALHA DE CONTROLE DA CORRENTE	58
3.3	REFERÊNCIA DE CORRENTE E MPPT	61
4	PROJETO DOS INVERSORES STRING.....	63
4.1	PROJETO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA	63
4.1.1	Seleção da tensão do barramento CC	63
4.1.2	Faixa de Operação de Potência do <i>String</i> com Variação de Irradiação e Temperatura. 64	
4.1.3	Seleção do inversor	67
4.1.4	Cálculo do Valor das Correntes Eficazes	67
4.1.4.1	Forma de onda 1 (F1)	68
4.1.4.2	Forma de onda 2 (F2)	69
4.1.4.3	Forma de onda 3 (F3)	69
4.1.4.4	Forma de onda 4 (F4)	70
4.1.5	Seleção do Filtro de Saída	70
4.2	PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE.....	71
4.2.1	Projeto do Controlador de Corrente.....	72
4.2.2	Ação de Controle <i>Feedforward</i>	74
5	RESULTADOS COMPARATIVOS.....	77
5.1	INFLUÊNCIA DAS CAPACITÂNCIAS PARASITAS.....	77
5.2	EFEITO DO ATRASO NO COMANDO DOS INTERRUPTORES	86
5.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	90
6	CONCLUSÕES.....	96
6.1	TRABALHOS FUTUROS	98
6.2	PUBLICAÇÕES	98

1 INTRODUÇÃO

Esse capítulo apresenta dados referentes ao crescimento da demanda de energia elétrica tanto no Brasil quanto no mundo, salientando a necessidade de se diversificar a matriz energética e a utilização de fontes de energia renováveis. São identificadas características importantes do sistema de geração de energia fotovoltaica, bem como características do sistema de geração distribuída, onde estão inseridos os inversores para conexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica da concessionária que são objeto deste estudo.

1.1 PERSPECTIVA DA ENERGIA NO MUNDO

A demanda de energia tem crescido rapidamente nos últimos anos. Em 2009, a contribuição total das fontes renováveis na produção de energia proveniente das fontes primárias alcançou 16%. A Figura 1 mostra a participação de cada fonte primária de energia na matriz energética mundial [1]. Pode-se observar que os combustíveis fósseis contribuem com a maior parcela, contabilizando 81%, isso evidencia que a produção de energia para o atendimento da demanda de diversos setores da sociedade é fortemente dependente de fontes provenientes de combustíveis fósseis. A energia nuclear contribui com 2,8%, enquanto as energias renováveis, que se destacam no cenário atual, já alcançam 16%.



* Geração de energia elétrica.

** Aquecimento.

Figura 1 – Contribuição das fontes primárias de energia para o ano de 2009
Fonte: Adaptado de [1]

O mundo possui recursos limitados de combustíveis fósseis, tendo em vista a crescente demanda energética, tornam-se necessários grandes investimentos para uma mudança na matriz energética predominante nos dias de hoje. Além do provável esgotamento dos combustíveis fósseis, a queima destes (carvão, petróleo e gás natural) gera gases poluentes tais como o SO₂, CO e CO₂, que causam sérios danos ao meio-ambiente. O acúmulo excessivo destes gases na atmosfera tem como consequência imediata o surgimento do efeito estufa e conseqüentemente, o aquecimento global. A elevação da temperatura na atmosfera trás uma série de conseqüências nocivas ao meio ambiente e a vida no planeta [2].

Outros fatores que têm intensificado o crescimento da demanda energética mundial envolvem razões econômicas e sociais, que estão relacionadas ao crescimento econômico acelerado de países emergentes como a China e a Índia. Nesses países observa-se que o crescimento econômico é acompanhado por um grande aumento do consumo energético de sua população, cuja melhoria das condições de vida proporciona o acesso a bens de consumo e produtos dependentes de energia, também têm contribuído para que haja um aumento de atenção para as energias renováveis [3] [4].

Todavia, a real importância e relevância das energias renováveis somente deverão ser realmente sentidas em termos de sua capacidade quando essas forem necessárias para alcançar a demanda crescente dos países em desenvolvimento, os quais devem se tornar os mercados mundiais dominantes nas próximas duas décadas [5]. Isso porque esses países ainda possuem um baixo consumo per capita de energia, quando comparados com países desenvolvidos. Nesse contexto, os mercados para eletricidade tem uma expectativa de crescimento muito mais rápido, devido à eletricidade apresentar importantes características (flexibilidade na produção, consumo e transporte; maior eficiência no transporte e transformação; etc.), que a tornam essencial para atender a demanda mundial. Essas características são um reflexo de mais de um século de desenvolvimento e da sua participação como fonte de energia em vários setores da economia.

1.2 ENERGIAS RENOVÁVEIS

Desde o início da década de 1990, o uso das fontes renováveis tem crescido com uma taxa média anual de 1,9%, o que é igual à taxa de crescimento de todas as fontes primárias de energia em todo o mundo [6].

O crescimento tem sido especialmente alto para as fontes fotovoltaicas (27,67%),

eólicas (55,45%), etanol (22,15%) e biodiesel (32,53%), apresentados na Figura 2 com a média de crescimento anual entre os anos de 2006 a 2010.

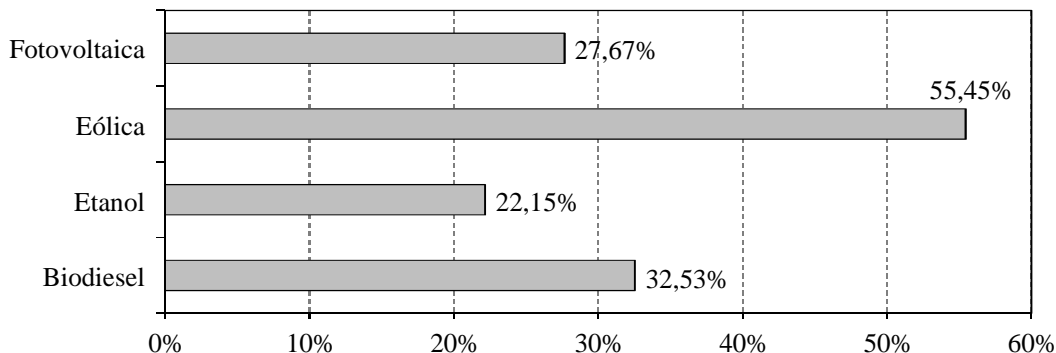


Figura 2 – Taxa de crescimento anual das principais fontes renováveis no mundo, de 2006 a 2010
Fonte: Adaptado de [1]

No Brasil a situação não é diferente, observa-se que a taxa de crescimento anual de sistemas de geração fotovoltaicos conectados a rede foi de 61%, e supera as taxas de crescimento do biodiesel (43%) e da energia eólica (25,5%). A Figura 3 apresenta tais taxas de crescimento entre os anos de 2002 e 2006.

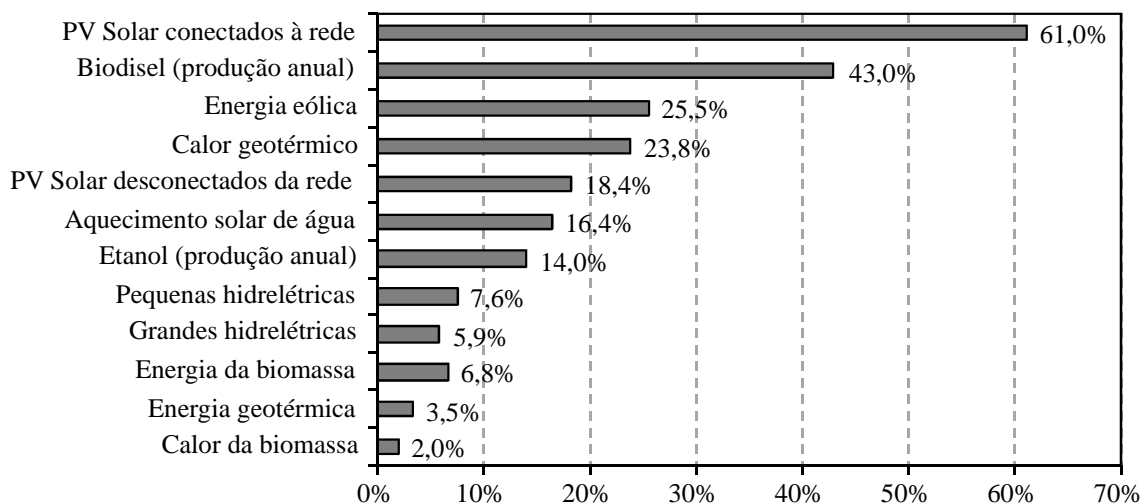
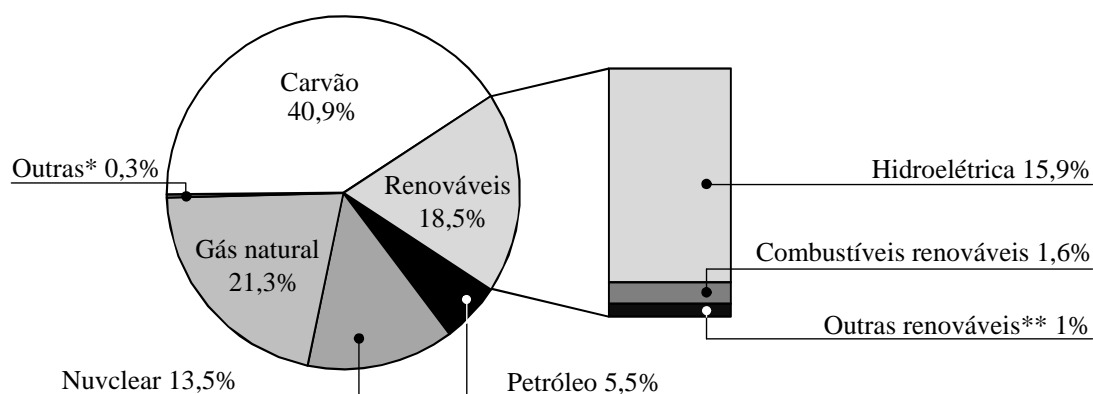


Figura 3 – Taxas médias de crescimento anual da capacidade de energia renovável no Brasil
Fonte: Adaptado de [7]

A parcela correspondente à geração de energia elétrica por meio de fontes renováveis no mundo foi de 25% em 2008, sendo grande parte desta produção proveniente de grandes usinas hidroelétricas. As hidroelétricas produzem 15,9% da eletricidade no mundo, o que corresponde a 85,9% da eletricidade produzida por todas as fontes renováveis. A parcela restante da eletricidade gerada por fontes renováveis (também denominadas de “novas” fontes

renováveis) é proveniente de outras fontes, tais como eólicas, biomassa, solares, geotérmicas e pequenos aproveitamentos hídricos [8], apresentados na Figura 4. Apesar disso, a produção por meio de grandes hidroelétricas tem um crescimento anual de produção modesto, que varia entre 1% e 2%, sendo que o da maioria das demais tecnologias renováveis tem alcançado taxas bem maiores [6] [9]. Isso se deve principalmente pelo grande investimento necessário para a implantação dessas fontes, além do grande impacto ambiental na instalação das mesmas.



* Outras incluem a produção de eletricidade por fontes não definidas na figura.

** Outras renováveis incluem fontes geotérmicas, eólicas, solar e marés.

Figura 4 – Matriz das fontes primárias para produção de eletricidade no mundo, 2008

Fonte: Adaptado de [6]

De acordo com a Figura 3, pode-se considerar que o grupo de novas fontes renováveis se projeta com o maior e mais rápido crescimento para as próximas décadas, tornando estas tecnologias de fontes renováveis como as mais significantes e potencialmente as que irão deter a maior parcela na produção da energia mundial no futuro, principalmente ao novo modelo descentralizado de geração de energia.

1.3 ENERGIA ELÉTRICA

Como se pode observar, a mudança de uma matriz energética fortemente dependente de combustíveis fósseis para uma nova matriz com base em energias renováveis passará sem dúvida por uma maior participação da eletricidade. A sua grande flexibilidade do ponto de vista de geração e de consumo, a sua alta eficiência de transporte, armazenamento e conversão, são algumas características que sintetizam a importância da eletricidade para o futuro cenário energético mundial.

1.3.1 Geração Distribuída

Como se pode esperar, a transformação da matriz energética com uma maior participação de fontes renováveis deve ocorrer de forma gradual, com uma participação cada vez maior das novas fontes renováveis. Este novo modelo exigirá um sistema elétrico onde o perfil das fontes passará de concentrado para disperso, tornando necessário também a distribuição de informação entre as diferentes fontes e cargas espalhadas em todo o sistema [10]. O conceito de Geração Distribuída (*Distributed Generation* – DG) [11] [12] está sendo considerado atualmente, como uma possível solução para os problemas econômicos e ambientais para expansão do sistema elétrico mundial baseado em grandes centrais geradoras localizadas em locais muito distantes dos pontos de consumo [13].

Em princípio, os geradores distribuídos podem empregar fontes convencionais, tais como motores à combustão, turbinas a gás; microturbinas; ou fontes renováveis, tais como PV, aero geradores, etc. Dessa forma, os geradores distribuídos também podem apresentar potências que variam de alguns quilowatts até centenas de megawatts, sendo localizados próximos ao ponto de consumo nas redes de distribuição ou de subtransmissão. Estes fatores tem como benefícios a possibilidade da integração de fontes renováveis ao sistema elétrico, mas também propiciam uma maior eficiência no modo de geração e distribuição de eletricidade, uma vez que grande parte das perdas no processo de transmissão da eletricidade em longas distâncias são eliminadas. Existem também vantagens econômicas em termos de se reduzir o investimento para expansão do sistema de potência, uma vez que a distribuição das unidades de geração elimina a necessidade de longos sistemas de transmissão de energia [14].

Apesar disso, a inserção de geradores esparsos no sistema elétrico pode causar alguns problemas com relação à operação do sistema, tais como distúrbios de tensão, mau funcionamento do sistema de proteção, e fluxo reverso de potência [13].

Uma alternativa para acomodar várias destas questões e permitir que as vantagens destes sistemas sejam acessadas é ver as fontes distribuídas e as cargas associadas a elas como uma pequena rede de distribuição que é denominada de microrrede, demonstrada na Figura 5. A microrrede permite a integração de um grande número de fontes renováveis distintas com a rede elétrica sem a necessidade de mudanças na estrutura dos sistemas elétricos de potência existentes. Além disso, uma vez que várias unidades de geração e de armazenamento de energia podem estar distribuídas pela microrrede, com o auxílio de um sistema de gerenciamento local, podem-se obter vantagens técnicas em termos de qualidade e confiabilidade, bem como gerenciamento e eficiência do sistema [15].

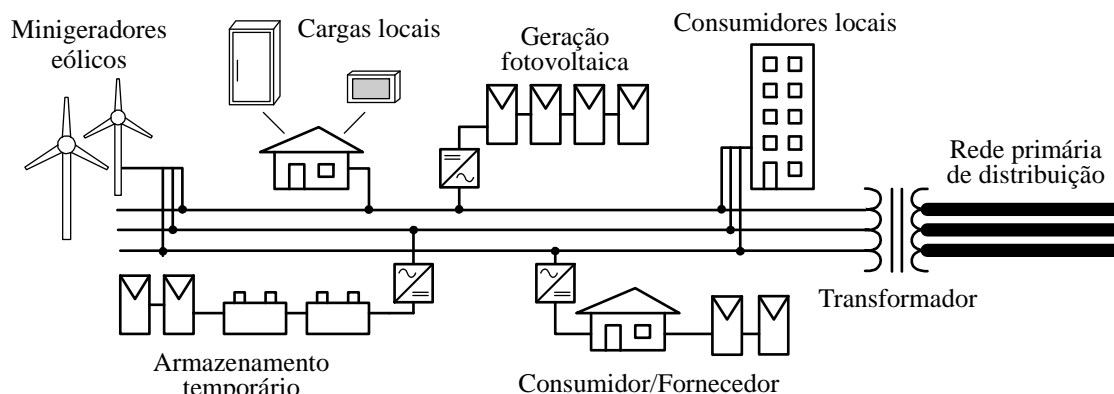


Figura 5 – Diagrama de uma microrrede

A microrrede representada pela Figura 5 mostra a conexão à rede de quatro fontes de geração distribuídas. Um sistema eólico, e três sistemas de geração de energia fotovoltaica. Onde, nesse exemplo, uma fonte fotovoltaica alimenta um sistema de armazenamento de energia formado por um banco de baterias. Tal energia armazenada pode ser utilizada em períodos noturnos, ou mesmo durante o dia se houver uma falha no fornecimento de energia da concessionária, como uma forma de não sobrecarregar essas fontes alternativas em um possível período de “ilhamento” (conforme será discutido na subseção 1.3.2).

Na microrrede os consumidores ficam conectados nas proximidades da fonte geradora, e, com a instalação de sistemas de geração fotovoltaica no telhado de suas casas, passam a ser também fornecedores de energia, sempre que a sua demanda for menor que a potência gerada. Esta maior liberdade na operação da microrrede é um dos fatores atrativos na sua proliferação, pois permite que operem de modo independente sempre que o sistema passar por breves períodos de distúrbio e mau funcionamento em sua operação.

Entretanto, como um novo conceito para o setor de geração de energia elétrica, a aplicação dos sistemas distribuídos de geração encontra-se na fase de estudos extensivos e testes experimentais e ainda existem várias questões técnicas com respeito à operação, controle e proteção a serem discutidas e aperfeiçoadas [12] [16] [17] [18] [19].

Em uma microrrede, a informação tem um papel importante. Um grande número de geradores distribuídos de baixa potência requer coordenação entre as unidades consumidoras e produtoras de energia. Para que se possa alcançar um melhor aproveitamento e ajuste entre a demanda e a oferta de energia, evitando que grandes surtos de demanda ocorram. Desta forma, surge outro conceito importante denominado Redes Inteligentes (*Smartgrids*).

Uma *Smartgrid* incorpora tecnologias de sensoriamento, monitoramento e comunicação em tempo real para melhorar o desempenho de toda a rede. Sensores na

iluminação pública podem identificar o mau funcionamento de luminárias e enviar informação para uma central que efetuará a troca ou reparo antes mesmo que o equipamento pare de funcionar. Da mesma forma, as fontes geradoras distribuídas enviam informações a uma central que identifica as suas capacidades de geração, também identifica a demanda de energia utilizada pelas unidades consumidoras próximas, e assim pode-se realizar uma otimização do aproveitamento da energia.

1.3.2 Conexão com a Rede Elétrica

Fontes distribuídas de geração de energia devem atender as exigências definidas pelas normas, garantindo a segurança e a confiabilidade na execução da sua tarefa. Geralmente as normas locais de regulação impostas pelas concessionárias possuem vários pontos em comum, todavia, há um grande esforço de alguns Comitês Internacionais de se padronizar estes requisitos de forma que os mesmos possam ser aplicados em escala global. Dentre estes Comitês pode-se citar o Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (*Institute of Electrical and Electronic Engineers – IEEE*) e a Comissão Eletrotécnica Internacional (*International Electrotechnical Commission – IEC*).

A norma IEEE 1547 aprovada em 2003 [20], intitulada Norma para Interconexão de Fontes Distribuídas com o Sistema de Energia Elétrica (*Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems*), trata sobre os testes e procedimentos que verificam a conformidade de sistemas de interconexão de fontes de energia e a rede elétrica. O sistema de interconexão compreende o sistema de controle (níveis de tensão e corrente de saída), proteção (contra condições anormais de operação), e controle em regime permanente (V, I, W, VAR, PF), podendo ainda incluir o sistema de conversão de energia e/ou o gerador.

Dentre os principais itens que devem ser atendidos estão:

- Sincronismo;
- Regulação de tensão;
- Distorção harmônica total (THD) e harmônicas individuais de corrente;
- Nível de corrente contínua (CC) injetada;
- Proteção contra Interferência Eletromagnética;
- Detecção de ilhamento não intencional;
- Aterramento do sistema.

O sincronismo consiste em assegurar que a tensão produzida pelo equipamento de interconexão possua amplitude, frequência e ângulo de fase cuja diferença com esses mesmos parâmetros da rede encontrem-se em uma faixa aceitável definida pelas normas locais vigentes. O sincronismo é a condição fundamental que permite a conexão segura do equipamento com a rede. As condições que devem ser atendidas para a conexão, de acordo com a norma IEEE 1547, estão apresentadas na Tabela 1.

Tabela 1 – Limites de frequência, amplitude e ângulo para conexão de acordo com a IEEE 1547

Potência da unidade (kVA)	Diferença de frequência (Δf , Hz)	Diferença de tensão (ΔV , %)	Diferença do ângulo de fase ($\Delta \Phi$, °)
0 – 500	0,3	10	20

Nas condições de conexão, o fator de potência do inversor deve ser praticamente unitário, fazendo com que o equipamento de interconexão não tenha capacidade de regular a rede através da troca de potência reativa com a mesma. Todavia, para grandes plantas geradoras conectadas diretamente ao sistema de distribuição, requisitos de conexão local podem permitir a contribuição destas plantas na regulação da rede.

Além da regulação os equipamentos de interconexão devem manter a taxa de distorção harmônica total inferior aos limites estipulados por norma, bem como as amplitudes das componentes harmônicas específicas. A Tabela 2 apresenta os limites de distorção (em %) de acordo com a norma IEEE 1547.

Tabela 2 – Distorção máxima das componentes harmônicas de acordo com a norma IEEE 1547

Harmônica individual de ordem h	h < 11	11 ≤ h < 17	17 ≤ h < 23	23 ≤ h < 35	35 ≤ h	Distorção Harmônica Total (THD)
Ímpares (%)	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
Pares (%)	1,0	0,5	0,375	0,15	0,075	

O nível de corrente contínua injetada na rede deve ser menor do que 0,5 % (de acordo com a norma IEEE 1547), pois a circulação de correntes CC na rede pode saturar os transformadores do sistema de distribuição, e, desta forma, a atuação da proteção térmica (devido ao aquecimento) leva o sistema ao desligamento. Em equipamentos de interconexão com transformador de acoplamento este problema é resolvido, entretanto, em inversores sem transformador, este aspecto deve ser levado em consideração.

O termo ilhamento (originado do inglês *islanding*) é definido como quando parte de um sistema de energia, constituído por uma ou mais fontes de energia e cargas locais, é por algum intervalo de tempo separado do resto do sistema [21]. A condição de ilhamento ocorre quando há uma interrupção do fornecimento de energia da concessionária, e a fonte local de energia permanece alimentando as cargas nas suas proximidades (cargas locais). A detecção

do ilhamento atuará desconectando essa fonte da rede para manter o fornecimento de energia somente às cargas locais e evitar problemas de sincronismo durante a reenergização da rede da concessionária.

Além de assegurar a qualidade da energia e as condições de segurança na operação dos sistemas fotovoltaicos conectados à rede, as normas estabelecem um conjunto de especificações que tem um grande impacto no projeto e no desempenho dos inversores para sistemas fotovoltaicos.

No Brasil, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) publicou em 2008 a resolução normativa intitulada Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST). Em 17 de abril de 2012 a ANEEL publicou a resolução 482 que permite a conexão de sistemas de geração distribuída às redes das concessionárias. A partir daí, as concessionárias avançaram com seus estudos para verificação de características e análise do comportamento do sistema, para então realizar o desenvolvimento de normas próprias.

1.3.3 Sistemas Fotovoltaicos

O sistema fotovoltaico converte diretamente luz solar em eletricidade. Os dispositivos fundamentais do sistema são as células fotovoltaicas cuja tensão e corrente possuem valores, normalmente, muito pequenos para a grande maioria das aplicações. Por isso, as células fotovoltaicas são agrupadas para formarem um painel (ou módulo) fotovoltaico. A tensão e a corrente nos terminais deste painel podem ser diretamente utilizadas para alimentar pequenas cargas, como sistemas de iluminação e motores CC, ou ainda podem ser associados em arranjos fotovoltaicos. Em aplicações onde a carga necessite de uma fonte de alimentação em corrente alternada (CA), são necessários conversores eletrônicos para a adequação da corrente. Esses conversores devem ser usados para regular a tensão e a corrente para a carga, controlar o fluxo de potência em sistemas conectados a rede e principalmente fazer o monitoramento do ponto de máxima potência (MPPT, do inglês *Maximum Power Point Tracking*), cuja necessidade será abordada nas seções seguintes.

Os painéis fotovoltaicos são formados por células fotovoltaicas, que, na sua forma mais simples e econômica, são fabricadas com silício [8] [22]. Desta forma os painéis fotovoltaicos detêm muitas características dos semicondutores, tais como uma curva característica $V-I$ não linear e uma grande dependência de fatores como a temperatura e a irradiação solar.

1.3.3.1 Dependência da temperatura

A temperatura ambiente tem sua maior influência no valor máximo da tensão nos terminais do painel fotovoltaico. A Figura 6 mostra o comportamento da curva característica $V-I$ do painel KC200GT da empresa Kyocera [23], para três valores de temperatura distintas, mantendo-se constante a irradiação solar em 1 kW/m^2 . A simulação foi realizada no software MATLAB através do desenvolvimento de um *script* baseado na modelagem matemática do painel, que utiliza informações do *datasheet* para traçar as curvas [22]. Com o aumento da temperatura, ocorre uma pequena redução do valor da tensão nos terminais do painel.

A Figura 6(a) apresenta as curvas $V-I$ para 50 , 25 e 0° Celsius, bem como a identificação dos pontos de máxima potência (tratado na seção 1.3.4). A fim de exemplificar o comportamento do ponto de máxima potência, foi destacado o ponto referente à curva para temperatura de 50°C , que apresenta os valores de tensão de $24,10 \text{ V}$ e corrente de $7,573 \text{ A}$. Na Figura 6(b) podem ser observadas as variações da potência do painel, bem como o destaque para a curva de 50°C onde a potência apresenta o valor de $182,51 \text{ W}$.

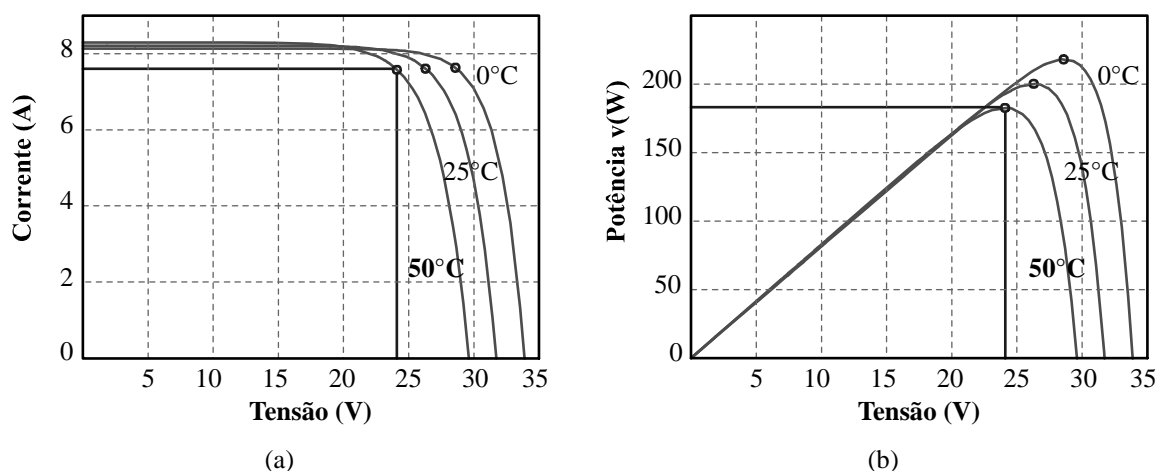


Figura 6 – Curvas (a) $V-I$ e (b) $V-P$ devido à variação da temperatura

1.3.3.2 Dependência da irradiação solar

O comportamento da curva $V-I$ característica do painel para diferentes valores de irradiação solar está representado na Figura 7. Através da simulação no software MATLAB com os dados obtidos no *datasheet* do painel KC200GT, manteve-se a temperatura ambiente constante em 25° Celsius, e foram alterados os valores de irradiação. Sendo utilizados para a simulação os valores de 200 , 400 , 600 , 800 e 1000 W/m^2 .

Observa-se que a irradiação solar tem grande influência na capacidade máxima de corrente gerada pelo painel. A variação da tensão gerada não é tão expressiva quanto à variação da corrente, tanto com a mudança da temperatura como da irradiação.

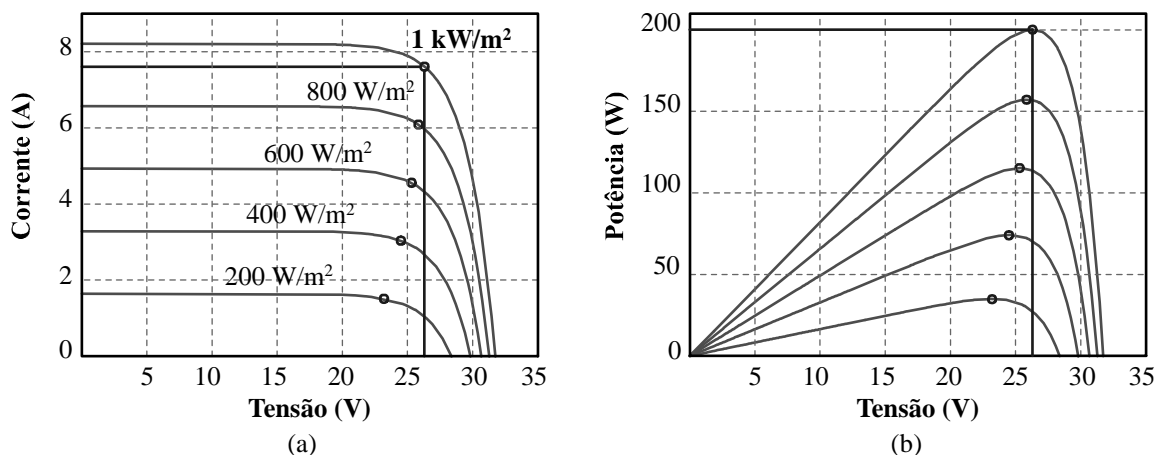


Figura 7 – Curvas (a) V-I e (b) V-P devido à variação da irradiação solar.

Da mesma forma apresentada para a variação de temperatura, foram identificados os pontos de máxima potência para as variações de irradiação. A Figura 7(a) apresenta a curva V-I com destaque para a curva referente à irradiação de 1 kW/m², onde a tensão e a corrente de saída do módulo apresentam os valores de 26,30 V e 7,606 A respectivamente. Por fim, na Figura 7(b) observa-se a variação da potência do painel. Nesse caso, com a utilização do valor padrão para temperatura e para irradiação (25°C e 1 kW/m²), obtêm-se a potência que denomina comercialmente o painel, ou seja, 200 Watts.

1.3.4 Ponto de Máxima Potência

Devido à dependência de fatores climáticos como irradiação e temperatura, a geração de eletricidade em um painel fotovoltaico requer um ajuste contínuo de sua carga, a fim de se obter uma impedância cujo valor possibilite que a máxima potência seja extraída do painel. Esse ponto onde a potência fornecida é máxima é chamado de Ponto de Máxima Potência (*Maximum Power Point - MPP*). O MPP é único para cada condição de temperatura e irradiação. Para assegurar que este ponto é rastreado com relação às mudanças climáticas, uma das funções dos conversores eletrônicos conectados ao painel ou arranjo fotovoltaico é buscar este ponto através de algoritmos e técnicas de controle.

Muitos métodos de MPPT são mostrados na literatura, dentre eles: método de tensão

constante, método de corrente de curto circuito, método de tensão de circuito aberto, perturbação e observação, condutância incremental [24].

1.3.5 Condições e Efeitos do Sombreamento

O efeito do sombreamento se dá, quando um conjunto de painéis de um mesmo arranjo fotovoltaico, encontram-se conectados em série e por alguma razão, não recebem a mesma irradiação solar, seja devido a nuvens, galhos de árvores, poeira, ou qualquer outro motivo. Não recebendo a mesma irradiação, os painéis apresentarão curvas características bem distintas, sendo que o painel com a menor irradiação do conjunto impedirá que os demais painéis (não sombreados) produzam toda a sua energia. Em outras palavras, há uma diminuição na corrente gerada (de acordo com a Figura 7) e, conseqüentemente, a energia total fornecida será reduzida.

A Figura 8 mostra o gráfico da potência fotovoltaica gerada por um sistema composto por oito painéis conectados a um inversor para duas situações. No primeiro caso, todos os painéis recebem a mesma quantidade de irradiação solar. O ponto de máxima potência do grupo (GMPP do inglês *Group Maximum Power Point*) indicado como GMPP-1 mostra o ponto de operação onde a potência máxima é extraída de todos os painéis. No segundo caso, algum obstáculo bloqueia a incidência da luz solar por inteiro em alguns painéis. Nessa condição, a diminuição da corrente fotovoltaica gerada produz uma curva característica com dois pontos que podem ser considerados pelo sistema de MPPT como o ponto de máxima potência. Além do GMPP-2, existe o ponto de máxima potência local (LMPP do inglês *Local Maximum Power Point*) dos painéis com sombreamento.

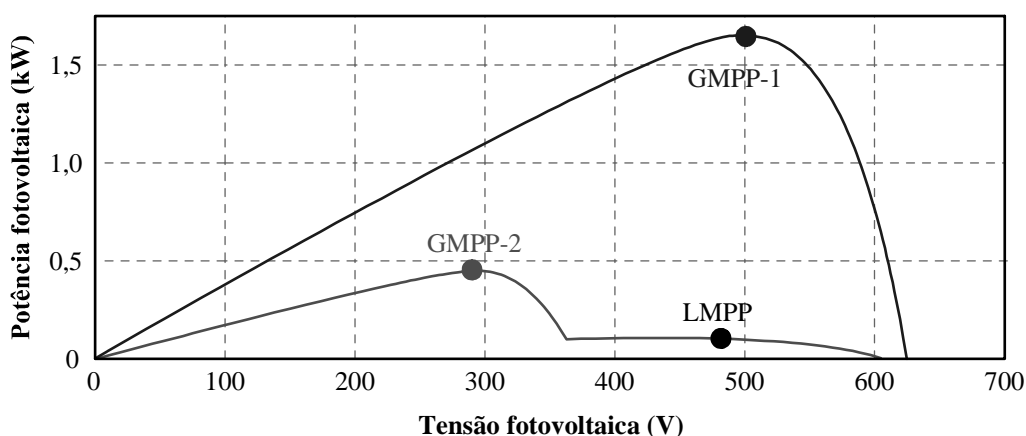


Figura 8 – Curva característica V-P devido ao fenômeno do sombreamento parcial
Fonte: Adaptado de [25]

Se o sistema de MPPT rastrear o ponto LMPP, a potência extraída será menor do que a potência máxima disponível, que poderia ser totalmente aproveitada.

A utilização de vários painéis fotovoltaicos interligados com apenas um inversor, a estratégia de dividir a quantidade de painéis entre vários conversores (CC-CC ou CC-CA), ou até mesmo a possibilidade de utilizar-se um inversor exclusivo para cada painel, diz respeito às diferentes topologias de sistemas fotovoltaicos conectados a rede que serão apresentadas na próxima seção.

1.3.6 Sistemas fotovoltaicos conectados à rede

Os sistemas fotovoltaicos possuem diferentes classificações de acordo com a disposição dos conversores e dos painéis. Para todas as topologias, os componentes que constituem o sistema fotovoltaico conectado a rede são os mesmos [26] [27]: painéis fotovoltaicos, estruturas de fixação, inversor, cabeamento, e medidor de energia elétrica bidirecional (para registro da energia consumida e fornecida para a rede da concessionária).

Os sistemas de geração fotovoltaica para conexão com a rede podem ser classificados de acordo com quatro configurações [28]: Inversor Central, em Linha (*String*), Multilinhas (*Multistring*) e Módulo Integrado (ou módulo CA). Essas configurações são apresentadas na Figura 9 e serão tratadas com maiores detalhes nas seções seguintes.

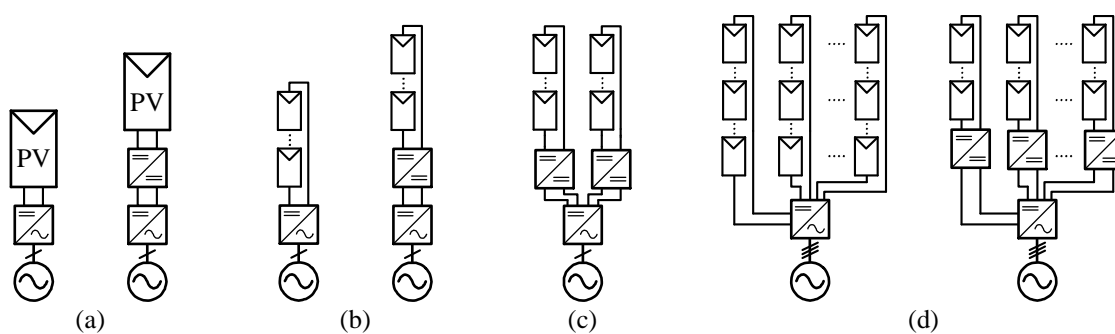


Figura 9 – Configuração (a) módulo integrado, (b) *string*, (c) *multistring* e (d) inversor central

Para os sistemas conectados a rede, o custo do inversor representa uma pequena parcela no investimento inicial de instalação (em torno de 10%), o que em termos práticos proporciona uma margem para se investir em melhorias tecnológicas [28]. Entretanto, o inversor tem um papel fundamental para se obter uma alta eficiência na energia elétrica gerada, reduzindo o tempo total para se amortizar o alto investimento de instalação do sistema.

Os sistemas fotovoltaicos possuem uma natureza modular, sendo encontradas desde uma fração de quilowatts até centenas de megawatts. Isso faz com que exista uma diversidade maior quanto ao tipo e a estrutura dos conversores associados aos geradores PV.

1.3.6.1 Módulo integrado

A topologia com o módulo integrado ou módulo CA, mostrada na Figura 9(a), utiliza um inversor ligado diretamente a apenas um painel. Isso reduz o custo de cabeamento e instalação do sistema, uma vez que as conexões CC estão todas intrínsecas ao conversor eletrônico. Todos os módulos apresentam as funções de MPPT e sincronismo independentes, a conexão de vários módulos CA torna-se mais simples, pois basta fornecer um barramento CA comum para expansão da potência instalada. Sendo a principal vantagem desta topologia, a utilização de um sistema de busca do ponto de máxima potência exclusivo para um único painel, garantindo a extração máxima de energia sob quaisquer condições de irradiação. Contudo, o maior custo de produção em larga escala devido ao maior número de componentes eletrônicos e a menor eficiência dos conversores quando comparados com inversores de maior potência, são alguns dos principais fatores limitadores destes sistemas [29]. Quanto ao aspecto de manutenção, apesar de equipamentos eletrônicos possuírem uma manutenção menos frequente, um grande número de conversores eletrônicos inevitavelmente reduz a confiabilidade do sistema. Este fato leva a necessidade de se assegurar uma maior confiabilidade no projeto de inversores para módulos CA do que em outros tipos de sistema.

Projetos de sistemas não integrados permitem a conexão de um conjunto de painéis em série e em paralelo a fim de se obter maiores tensões e correntes do arranjo PV.

1.3.6.2 Inversor em linha (*String*)

A topologia ilustrada na Figura 9(b), é um exemplo de sistema não integrado onde um conjunto de painéis em uma conexão série (*string*) está ligado a um único inversor. Com isso diminui-se a susceptibilidade de problemas de sombreamento, pois apenas um pequeno conjunto de painéis encontra-se em série, ao contrário dos inversores centrais, onde vários arranjos podem estar em série. Para se obter arranjos com potências maiores, deve-se empregar inversores *string* em paralelo [29].

A topologia *string* pode ser de dois estágios de conversão de energia ou de apenas um estágio. Dois estágios de conversão são utilizados quando o arranjo dos módulos

fotovoltaicos não alcança a tensão necessária para alimentação do inversor. Neste caso, utiliza-se um conversor CC-CC para se elevar a tensão do arranjo PV e assegurar a existência de um barramento CC com tensão suficiente para que um estágio inversor seja conectado a rede elétrica diretamente (sem a necessidade de transformadores). Há uma redução no número de módulos fotovoltaicos necessários, e assim, consegue-se um maior controle sobre o ponto de máxima potência de todo o arranjo. Porém, as perdas totais deste sistema de dupla conversão de energia são sempre maiores do que as de um estágio único. Portanto, a utilização de um estágio CC-CC ocorre somente quando estritamente necessário.

Apenas um estágio de conversão, refere-se à utilização somente do inversor em casos onde o arranjo de painéis é capaz de fornecer o nível de tensão necessário para a conexão direta do inversor com a rede. Neste caso o estágio inversor é projetado para uma potência maior se comparado ao módulo integrado, permitindo uma melhor otimização e uma maior eficiência na conversão de energia. Entretanto, vários painéis associados a somente um inversor tornam o sistema mais vulnerável a problemas de sombreamento do que a utilização de dois estágios.

1.3.6.3 Multilinhas (*multistring*)

A topologia *multistring* é ilustrada na Figura 9(c). Neste sistema cada *string* é conectado a um conversor CC-CC que opera buscando o ponto de máxima potência dos painéis. Os conversores CC-CC por sua vez, são conectados com suas saídas em série a um único inversor. A conexão em série utiliza interruptores, diodos, indutores e capacitores que suportam menores níveis de tensão em comparação com a conexão paralela, que, por sua vez, exige que todos os componentes suportem a tensão do barramento CC [30].

A principal característica dessa topologia é a existência de um único estágio CC-CA para um grande número de *strings*. Nesta topologia têm-se as vantagens do MPPT descentralizado para um número menor de painéis com as características do inversor *string*.

1.3.6.4 Inversor central

A Figura 9(d) ilustra a topologia com inversor central. Vários painéis em série e em paralelo são ligados a apenas um inversor responsável pela conversão da corrente contínua em alternada. O inversor central oferece uma alta eficiência, pois existem poucos estágios de conversão de energia. Uma desvantagem desse sistema está na associação de muitos painéis

ao inversor, que, por possuírem características diferentes, acabam não extraindo do arranjo de painéis a sua máxima potência [29], porém, grandes parques fotovoltaicos utilizam conversores CC-CC para assegurar que os arranjos de painéis trabalhem na máxima potência.

Ao contrário das outras configurações que estão localizadas próximas ao consumidor, normalmente em aplicações residenciais e comerciais, o inversor central é utilizado em parques fotovoltaicos. Tais parques necessitam uma grande área para suas instalações, e geralmente estão localizados fora ou na proximidade das cidades. Desta forma, os inversores centrais não apresentam saídas monofásicas.

1.3.7 Considerações Sobre a Utilização do Transformador de Linha

Sistemas fotovoltaicos conectados a rede geralmente possuem um transformador no seu estágio de conversão de potência [31]. Este transformador pode realizar a elevação da tensão para adequar ao valor necessário para a conexão com a rede. Ele também garante a isolamento galvânica entre a rede e o sistema fotovoltaico, evitando a circulação de correntes de fuga entre o sistema e o terminal terra, e assegura que nenhuma corrente contínua seja injetada na rede. No entanto, pela sua baixa frequência de operação (60 Hz), o transformador é grande (volumoso), pesado e caro, além de possuir perdas magnéticas que diminuem a eficiência do sistema. Uma solução para redução do custo e do volume do inversor é a utilização de um transformador de alta frequência. Porém, com o aumento da frequência, há um aumento das perdas magnéticas no núcleo do transformador. Tais perdas são responsáveis pela redução da eficiência do sistema.

Novas topologias de inversores sem transformador têm sido desenvolvidas como uma alternativa para sistemas fotovoltaicos conectados à rede [28] [32]. Quando não é utilizado o transformador, existe conexão elétrica entre a rede e o arranjo fotovoltaico, possibilitando o acoplamento de correntes oriundas de cargas armazenadas em capacitâncias parasitas no sistema. A variação de tensão nos terminais do painel fotovoltaico (tensão de modo comum), provocada pela comutação dos semicondutores, altera constantemente o estado de carga das capacitâncias parasitas presentes no painel, e gera a circulação da corrente de fuga (tratada na seção 1.3.7.3) por todo o sistema. Essa corrente provoca problemas de interferência eletromagnética (*Eletromagnetic Interference* – EMI) e distorção na forma de onda da corrente de saída do inversor.

1.3.7.1 Capacitâncias parasitas

Devido a características físicas e propriedades intrínsecas dos materiais que compõem os painéis fotovoltaicos, estes apresentam capacitâncias parasitas [33], que se encontram distribuídas como mostrado na Figura 10. Existem capacitâncias distribuídas entre as células fotovoltaicas, bem como entre as células e o vidro ou as células e laterais do módulo.

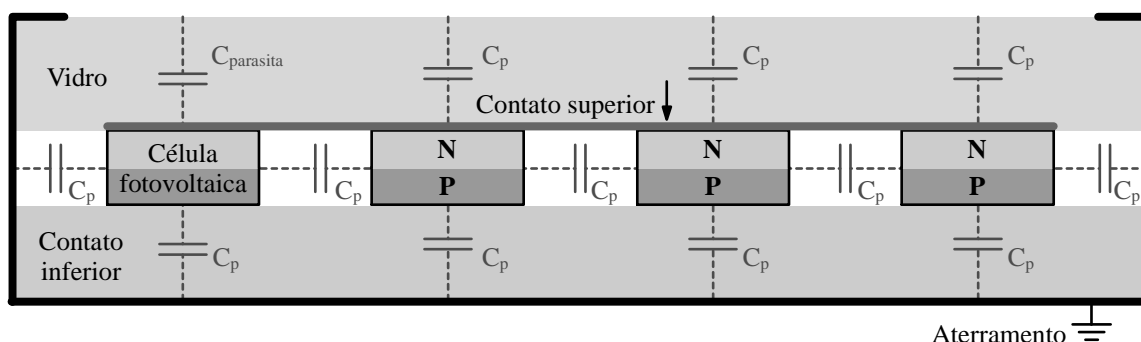


Figura 10 – Diagrama esquemático da estrutura de um módulo fotovoltaico e suas capacitâncias parasitas

O valor dessas capacitâncias é proporcional à área da superfície e a espessura do módulo, e dependem das características do material empregado em sua fabricação [33] [34]. Além dos fatores construtivos também existem os fatores externos, como a humidade e a poeira sobre a superfície do módulo, que contribuem para a elevação dos valores dessas capacitâncias parasitas [34]. A existência destas capacitâncias por si só não é um problema. Todavia, a carga armazenada nas capacitâncias pode fluir para o terminal de terra e, sem a presença de isolamento galvânica, existirá uma circulação de corrente entre os painéis e a rede através do circuito do inversor.

1.3.7.2 Tensão de modo comum

De acordo com o circuito do inversor, o potencial alternado da tensão da rede pode chegar aos terminais do painel quando o sistema está em funcionamento conectado à rede.

Na maioria dos inversores sem transformador, uma tensão com a metade da amplitude da tensão da rede é transmitida ao módulo fotovoltaico. Em inversores com transformador, a tensão transmitida ao painel fotovoltaico apresenta apenas uma ondulação de alguns poucos volts.

A Figura 11 mostra a tensão de modo comum (V_{cm}) constante com a utilização do transformador, e a tensão de modo comum variando quando o inversor não possui o transformador [33].

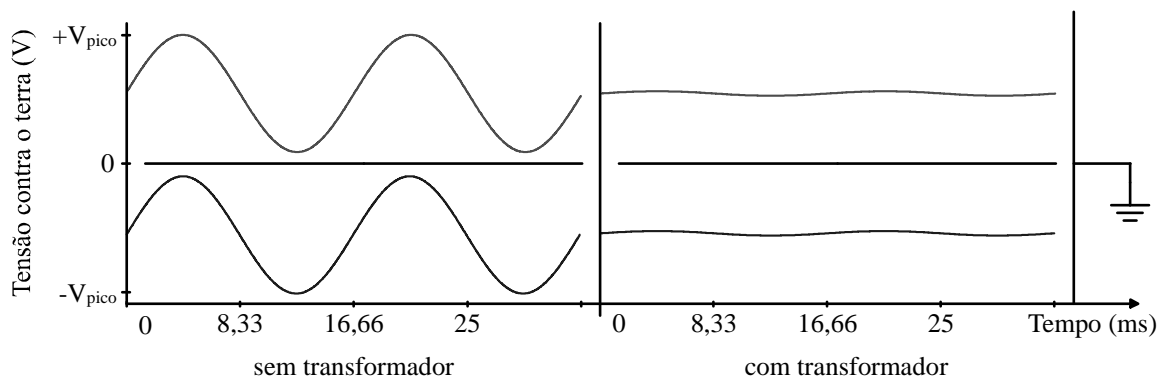


Figura 11 – Diferença do comportamento da tensão de modo comum
Fonte: Adaptado de [29]

O valor da tensão de modo comum mostrado na Figura 11, é encontrado através do valor médio das tensões V_{A0} e V_{B0} , ou seja:

$$V_{cm} = \frac{V_{A0} + V_{B0}}{2}. \quad (1)$$

A Figura 12 ilustra um inversor em ponte completa, onde são indicados os pontos “A”, “B” e “0”. O valor de V_{A0} (referente ao primeiro braço do inversor) é a diferença de potencial entre os pontos A e zero (0), e da mesma forma, V_{B0} (segundo braço do inversor) é a diferença de potencial entre B e zero (0).

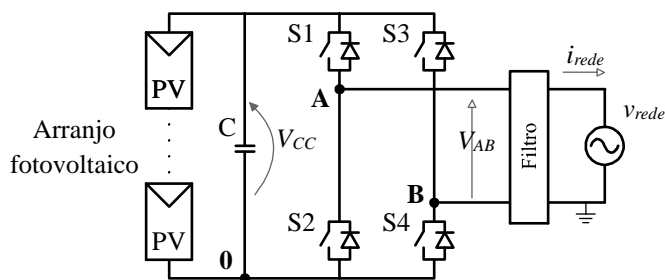


Figura 12 – Circuito com os pontos A, B e 0 destacados

Diversas topologias com circuitos auxiliares, e diferentes estratégias de modulação são empregadas para poder se obter um valor sempre constante para a tensão de modo comum, evitando assim os problemas relacionados à corrente de fuga que será apresentada na próxima seção.

1.3.7.3 Corrente de fuga

A variação da tensão aplicada aos terminais do painel fotovoltaico altera o estado de carga das capacitâncias parasitas [33]. A corrente de fuga que flui através dessas capacitâncias parasitas circula por todo o sistema, como pode ser observado na Figura 13.

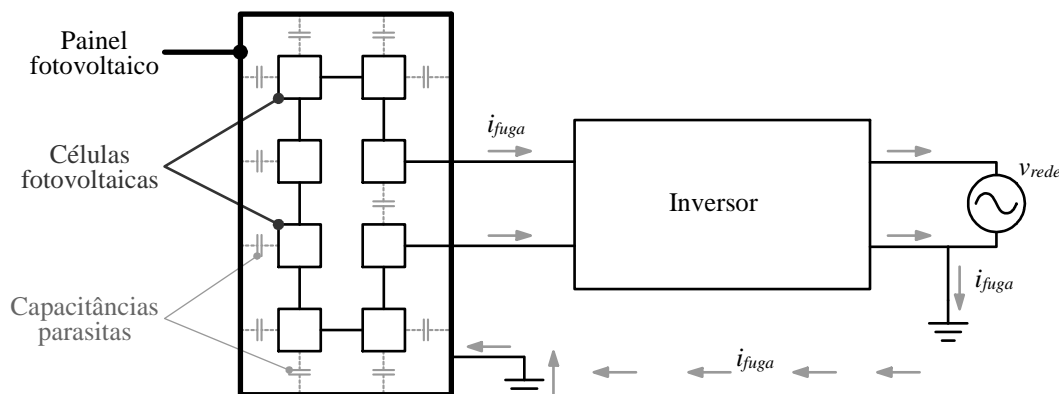


Figura 13 – Representação da corrente de fuga

De um modo geral, quanto maior a variação da amplitude da tensão aplicada aos terminais do painel, maior será a amplitude da corrente de fuga. Sem a isolamento galvânica, essa corrente irá circular por todo o sistema, e será injetada diretamente na rede elétrica provocando distorções na forma de onda da tensão.

Uma alternativa para a eliminação das correntes de fuga é o aterramento do ponto zero (0) da Figura 12, porém, tal alternativa exige topologias mais complexas.

1.4 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA

Os sistemas de geração de energia fotovoltaica são cada vez mais utilizados como fontes de geração distribuída. Com o objetivo de redução de custo, redução de perdas e redução do tamanho dos inversores, visando à sua popularização, diversas topologias de inversores não utilizam um transformador para a conexão do inversor com a rede.

O propósito deste trabalho é analisar algumas das principais topologias de inversores *string* sem transformador para encontrar uma topologia simples, eficiente, e de custo reduzido, que atenda as normas (tais como a norma IEEE 1547 e a resolução normativa 428 na ANEEL) para conexão de sistemas de geração fotovoltaica a rede. Desta forma, comparando-se diferentes topologias de inversores e acessando as suas características, supõe-se que pode-se encontrar uma topologia mais adequada para o inversor dada uma faixa de potência e os requisitos específicos definidos pelas normas.

1.5 OBJETIVO

O objetivo principal da presente dissertação é realizar a análise de algumas das principais topologias de inversores empregados em sistemas fotovoltaicos monofásicos conectados sem transformador a rede pública de distribuição de energia, considerando os aspectos práticos da implementação do sistema.

1.5.1 Objetivos Específicos

Para se alcançar o objetivo da presente dissertação é necessária à realização dos seguintes estudos:

- Fazer uma revisão da literatura com respeito às normas existentes para conexão de sistemas distribuídos à rede pública de energia nos principais mercados de sistemas fotovoltaicos;
- Fazer uma revisão da literatura com respeito às principais topologias de inversores sem transformador visando-se estabelecer uma organização destas topologias de acordo com suas características comuns;
- Estudar métodos de sincronismo e controle de corrente para conexão dos inversores à rede elétrica da concessionária;
- Realizar simulações computacionais para verificação do funcionamento de todas as topologias estudadas;
- Estabelecer critérios de comparação entre as topologias levando em consideração o desempenho estático (eficiência e THD) ou dinâmico (degrau de irradiação e tempo de resposta), tendo em vista as normas que regulamentam estas aplicações;
- Estabelecer uma metodologia de projeto das melhores topologias de inversores escolhidas para este trabalho, considerando a modulação PWM e a topologia do filtro de saída para cada um dos inversores;
- Fazer uma análise de desempenho dos inversores levando em consideração a tecnologia dos semicondutores e dos elementos do filtro utilizados.

2 INVERSORES MONOFÁSICOS PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Em aplicações monofásicas residenciais e comerciais de sistemas fotovoltaicos conectados a rede elétrica, geralmente é utilizado um inversor em ponte. Em tais sistemas de baixa potência é possível adotar uma topologia de conversor sem isolamento galvânica entre os painéis fotovoltaicos e a rede elétrica da concessionária. A ausência do transformador reduz as perdas de potência, custo e tamanho do conversor. Por outro lado, na ausência da isolamento galvânica, uma grande corrente de fuga pode surgir devido às capacitâncias parasitas presentes no módulo fotovoltaico. Essa corrente de fuga pode causar problemas elétricos (queima de componentes do inversor), problemas de segurança (risco de choque elétrico ao tocar no inversor), aumento da EMI e uma redução na qualidade da energia [35].

2.1 TOPOLOGIAS DE INVERSORES STRING MONOFÁSICOS CONECTADOS À REDE SEM TRANSFORMADOR

Os inversores *string* monofásicos sem transformador são normalmente empregados em aplicações de sistemas instalados no telhado de casas, escritórios e outros ambientes comerciais e apresentam-se numa faixa de potência que varia entre 400 W a 2 kW. Nesta faixa de potências existem várias topologias, com diferentes estratégias de comutação, diferentes frequências de operação, com a utilização de indutor flutuante [28] [36], utilização de capacitor flutuante [34] [37] e circuitos com a combinação de topologias [28] [38]. Como esta análise trabalha com a ideia de redução de custos, torna-se importante a redução da quantidade de componentes. Desta forma, serão analisadas somente topologias com um único estágio de conversão de energia que empreguem elementos armazenadores de energia no filtro de saída (derivadas do conversor buck). Assim, pode-se dizer que o desenvolvimento das topologias monofásicas baseia-se em duas famílias bem conhecidas de inversores: os inversores em meia-ponte e em ponte completa, mostrados na Figura 14.

Os inversores em meia-ponte, tais como o inversor *Neutral Point Clamped* (NPC), eliminam os problemas com correntes de fuga, pois possibilitam o aterramento do ponto

central do arranjo fotovoltaico, como pode ser visto na Figura 14(a). Todavia, este arranjo deve ter o dobro de painéis de um inversor em ponte completa, além de drenar corrente por apenas meio ciclo de cada um dos conjuntos que compõe a metade do arranjo. Isto torna a realização do MPPT dos painéis bastante complexa.

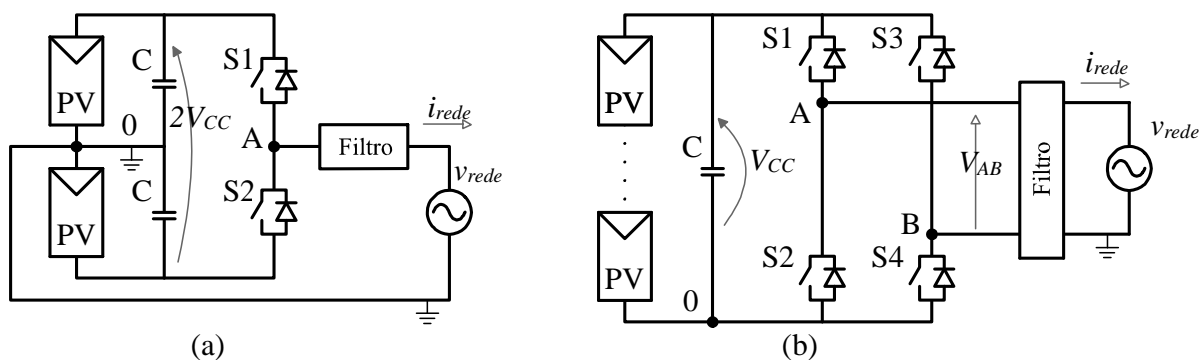


Figura 14 – Topologias (a) meia-ponte e (b) ponte completa

Por outro lado, os inversores em ponte completa, apresentados na Figura 14(b), apresentam um melhor aproveitamento do arranjo fotovoltaico e dos semicondutores da topologia. Dependendo da modulação empregada pode-se reduzir as perdas magnéticas do filtro e reduzir o seu volume.

2.1.1 Ponte Completa

Para eliminar os problemas causados pela corrente de fuga pode-se manter a tensão de modo comum sempre constante no inversor [28]. Para se verificar tal efeito, serão demonstradas as formas de onda e os princípios de funcionamento das estratégias de modulação bipolar e unipolar.

2.1.1.1 PWM bipolar

A geração do PWM bipolar pode ser realizada a partir da comparação de uma função moduladora em fase com a tensão da rede elétrica com uma função portadora (forma de onda triangular), como mostrado na Figura 15. A tensão da rede possui uma frequência fixa de 60 Hz, enquanto a frequência da portadora pode variar em uma faixa de dezenas de quilo Hertz.

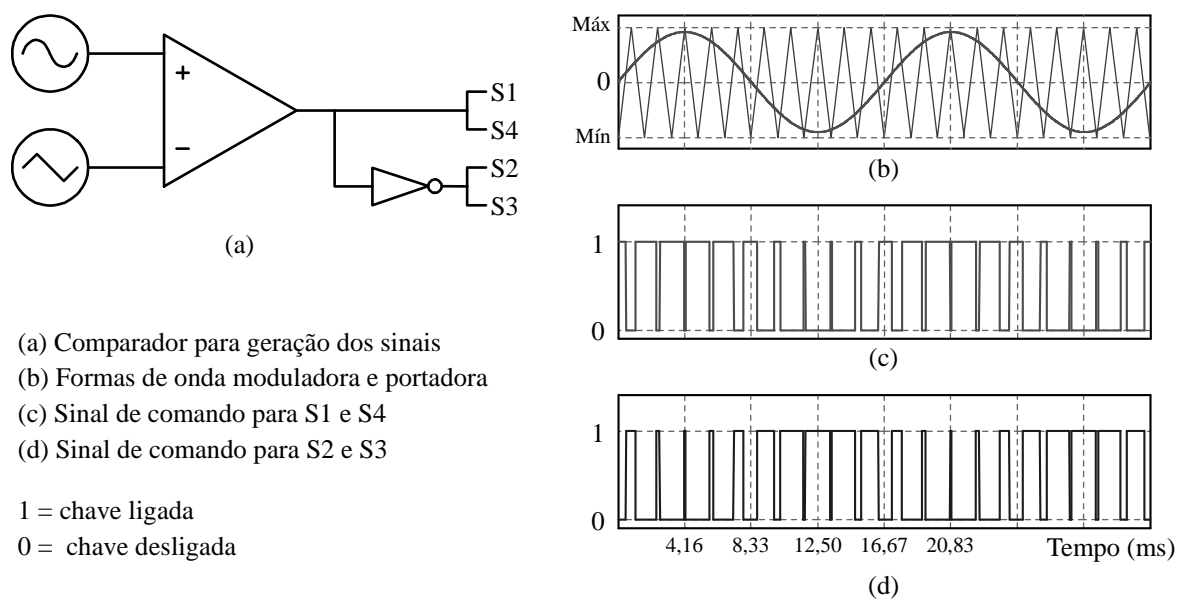


Figura 15 – Geração do PWM bipolar

Observa-se na Figura 16 que com a utilização do PWM bipolar, a tensão V_{AB} que é aplicada no filtro assume apenas dois valores $+V_{CC}$ ou $-V_{CC}$, no entanto, a tensão de modo comum (V_{cm}) permanece sempre constante. As variações de tensão através do filtro tem uma amplitude de $2V_{cc}$ e a frequência de V_{AB} é a frequência da forma de onda portadora (triangular).

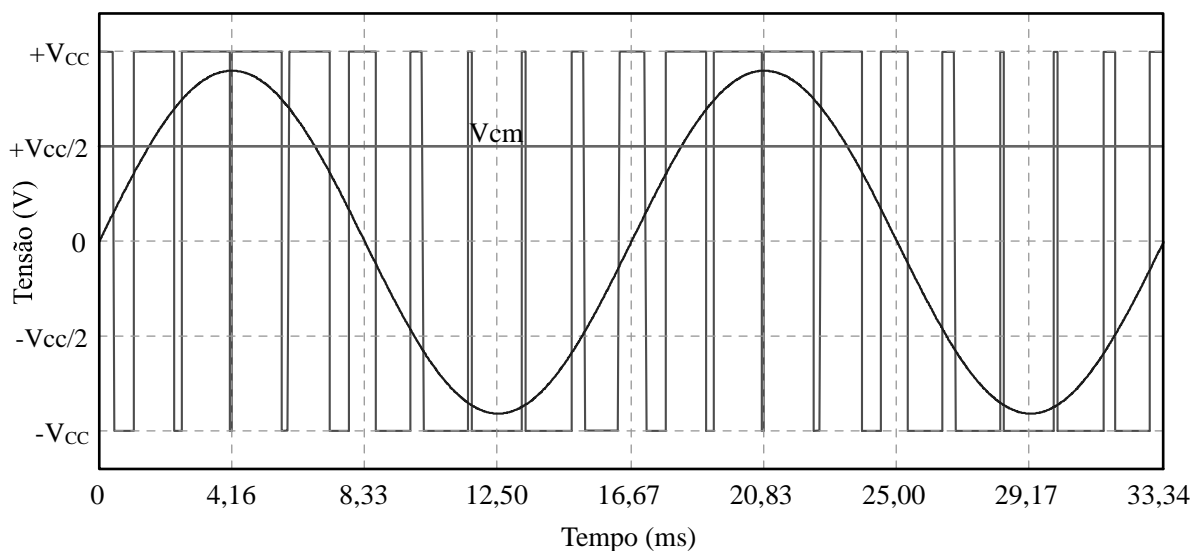


Figura 16 – PWM bipolar, tensão da rede e tensão de modo comum (V_{cm})

2.1.1.2 PWM unipolar

A geração do PWM unipolar pode ser realizada através da comparação da função portadora (triangular) com dois sinais referentes à tensão da rede, com defasagem de 180°

entre si, como mostrado na Figura 17.

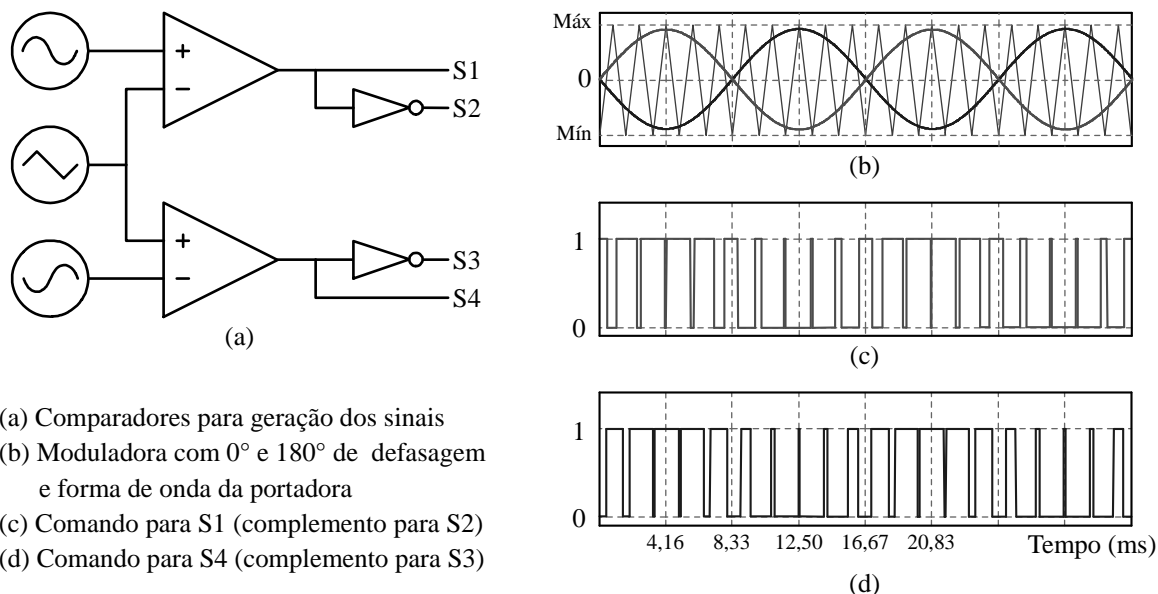


Figura 17 – Geração do PWM unipolar

Cada comparador envia o comando para um braço do inversor, os interruptores em série operam uma com o complemento da outra.

Para essa estratégia de modulação a simulação feita no software PSIM revela que a tensão de modo comum não é constante, como pode ser visto na Figura 18. Todavia, essa modulação apresenta características que se destacam em comparação a modulação bipolar, a frequência de saída do inversor é o dobro da frequência de operação dos interruptores (da portadora), e a tensão V_{AB} que é aplicada no filtro três diferentes valores, $+V_{CC}$, zero, e $-V_{CC}$. Com isto as derivadas de tensão tem uma amplitude V_{CC} .

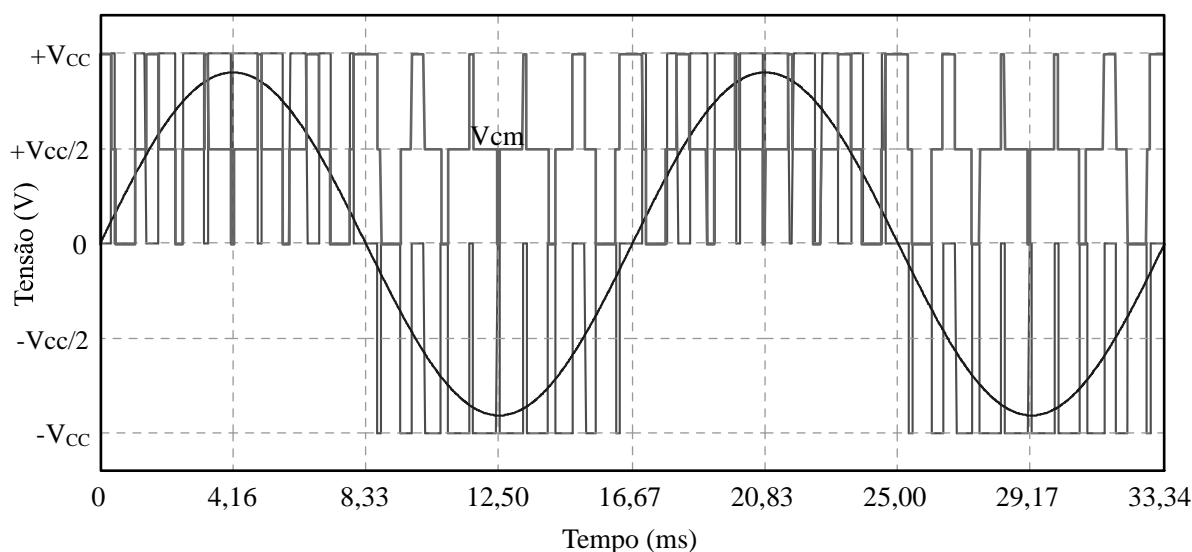


Figura 18 – PWM unipolar, tensão da rede e tensão de modo comum (V_{cm})

2.1.2 Topologia HERIC

O nome HERIC, significa *Highly Efficient Reliable Inverter Concept* (Conceito de Inversor Altamente Confiável e Eficiente). É uma topologia utilizada pela empresa alemã Sunways. A topologia consiste na adição de dois interruptores (conectadas com sentidos opostos), em paralelo com a saída de um circuito ponte completa, como mostrado na Figura 19 e na Figura 20. Esses interruptores adicionais criam um caminho alternativo para que, durante as etapas de roda-livre, a corrente não retorne ao painel fotovoltaico [28]. Ou seja, os interruptores adicionais formam um circuito de *by-pass* CA que implementa as etapas de roda-livre do inversor.

A Figura 19 apresenta o modo de operação do inversor somente para o semiciclo positivo. O interruptor S5 permanece fechado por todo o semiciclo (comutação em baixa frequência), o PWM comanda os interruptores S1 e S4 enquanto os interruptores S2, S3 e S6 permanecem inativos. Quando as chaves S1 e S4 conduzem (parte ativa do PWM), a corrente circula do arranjo fotovoltaico para a rede. Quando essas chaves não conduzem, a corrente circula pelo circuito de roda livre composto pela chave S5 e o diodo da chave S6. Durante a roda-livre a tensão V_{CC} é aplicada sobre a impedância série formada pelo equivalente paralelo de S1-S3 e do equivalente paralelo de S2-S4.

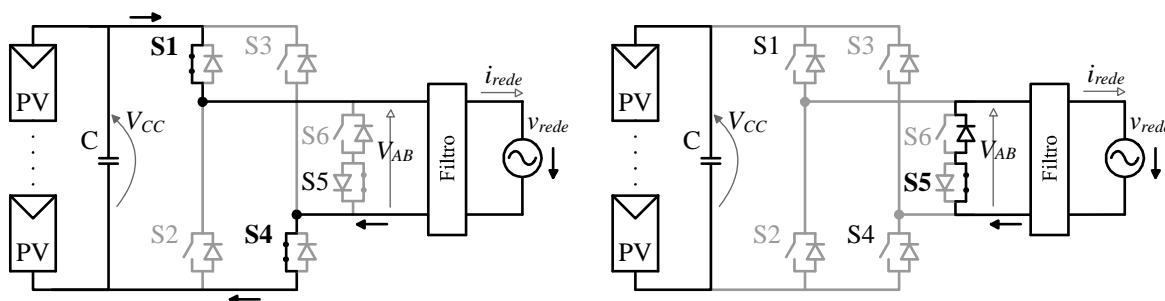


Figura 19 – Topologia HERIC durante o semiciclo positivo

Para o semiciclo negativo, a chave S6 permanece fechada (chaveamento em baixa frequência), o comando do PWM é enviado para as chaves S2 e S3 enquanto as chaves S1, S4 e S5 permanecem inativas, como demonstrado na Figura 20.

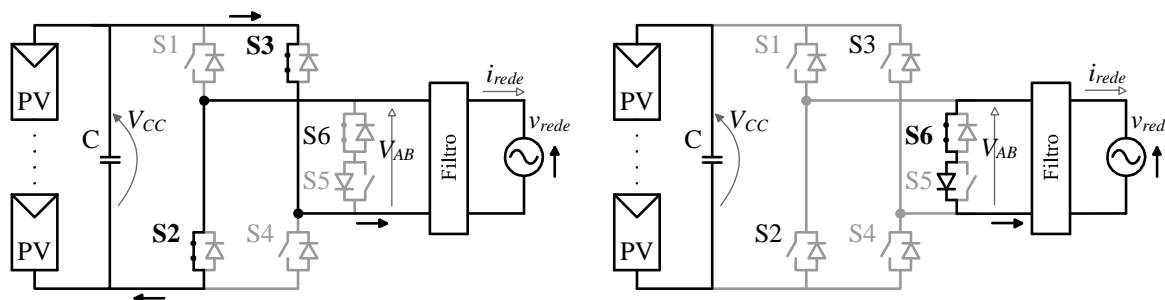


Figura 20 – Topologia HERIC durante o semiciclo negativo

Observa-se que a etapa de roda-livre para ambos os semiciclos é muito semelhante, havendo apenas a distinção entre as chaves do *by-pass* CA que conduzem.

As formas de ondas para a topologia HERIC são apresentadas na Figura 21. Observa-se a tensão de modo comum (V_{cm}) constante, como no caso apresentado para a modulação bipolar (Figura 16), e os três níveis assumidos pela tensão de saída V_{AB} , da mesma forma apresentada para a modulação unipolar (Figura 18).

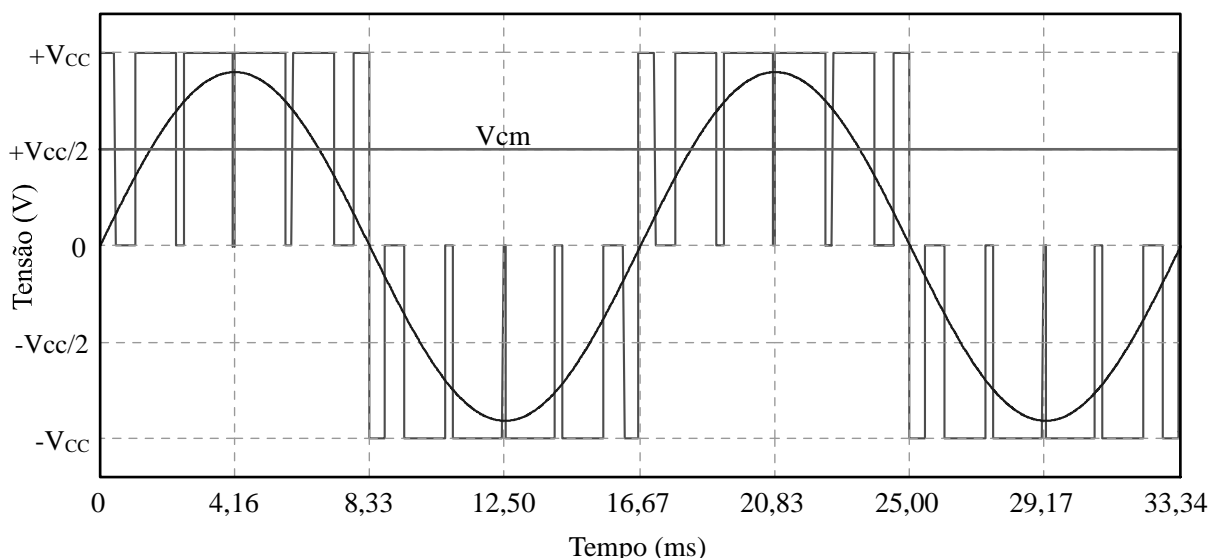


Figura 21 – Formas de onda para a topologia HERIC

2.1.3 Topologia H5

A topologia H5, utilizada pela empresa alemã SMA, recebeu esse nome devido à adição do interruptor S5 entre o barramento CC (arranjo PV) e o circuito da ponte completa do inversor (também conhecido por ponte H). Esse interruptor tem por finalidade desacoplar eletricamente o arranjo de painéis fotovoltaicos da rede, evitando a circulação de correntes de fuga [28].

Suas duas etapas de funcionamento para o semiciclo positivo são mostradas na Figura 22. Os interruptores S2 e S3 permanecem inativos durante esse semiciclo, o interruptor S1 permanece acionado por todo o semiciclo, e o comando do PWM é responsável pelo acionamento de S4 e S5 que operam simultaneamente. Durante a etapa de roda-livre a corrente circula pelo interruptor S1 e pelo diodo do interruptor S3. Nesta etapa a tensão V_{CC} é aplicada sobre os interruptores S5 e o equivalente paralelo de S2 e S4.

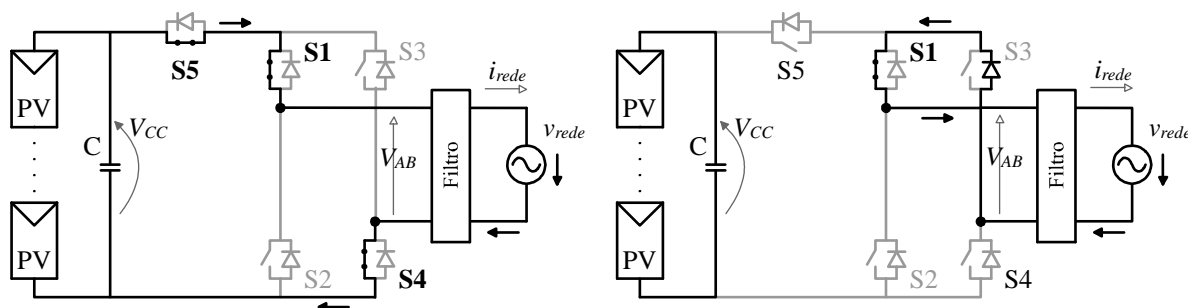


Figura 22 – Topologia H5 durante o semiciclo positivo

A Figura 23 mostra o semiciclo negativo, com a circulação da corrente do painel para a carga através da condução de S2, S3 e S5. Com o bloqueio de S2 e S5, a corrente circula por S3 e pelo diodo antiparalelo de S1 (etapa de roda livre), evitando o retorno ao painel. As chaves S1 e S4 permanecem inativas e a chave S3 permanece acionada. Observa-se que existe uma única etapa de roda-livre que se repete em ambos os semiciclos.

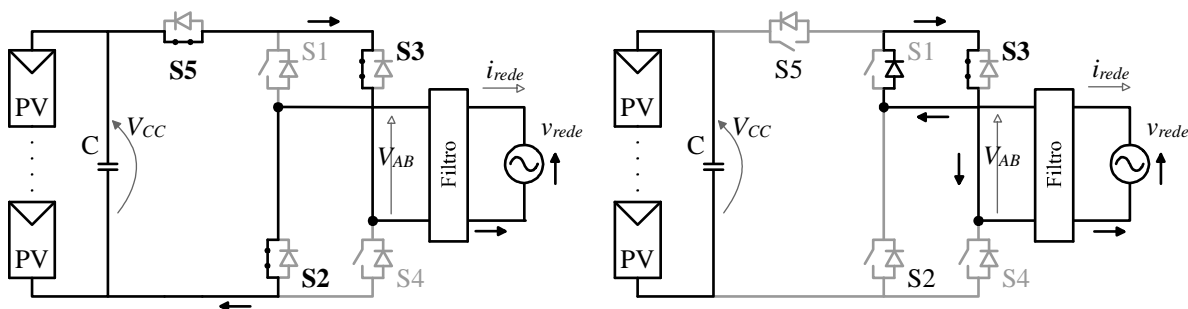


Figura 23 – Topologia H5 durante o semiciclo negativo

As formas de onda para a topologia H5 são as mesmas apresentadas para a topologia HERIC na Figura 21.

A principal desvantagem da topologia H5 é que existem três interruptores em condução durante as etapas PWM.

2.1.4 Topologia H6

A partir da topologia H5 houve o desenvolvimento da topologia H6, onde os interruptores realizam o desacoplamento do barramento CC na etapa roda livre, e possibilitou a utilização de novas estratégias de modulação [32]. Para essa topologia serão demonstradas duas estratégias de modulação, sendo elas a bipolar, utilizada anteriormente pelo HERIC e H5, e também uma adaptação da modulação unipolar.

Inicialmente considerando a modulação bipolar, tem-se a identificação do funcionamento das partes ativa e inativa do PWM, para o semiciclo positivo, representadas na Figura 24. São quatro interruptores que permanecem em condução durante a transferência de potência do arranjo fotovoltaico para a rede, sendo eles S1, S4, S5 e S6. Os interruptores S1 e S4 permanecem ativos durante todo esse semiciclo (modulação em baixa frequência) enquanto S2 e S3 permanecem inativos.

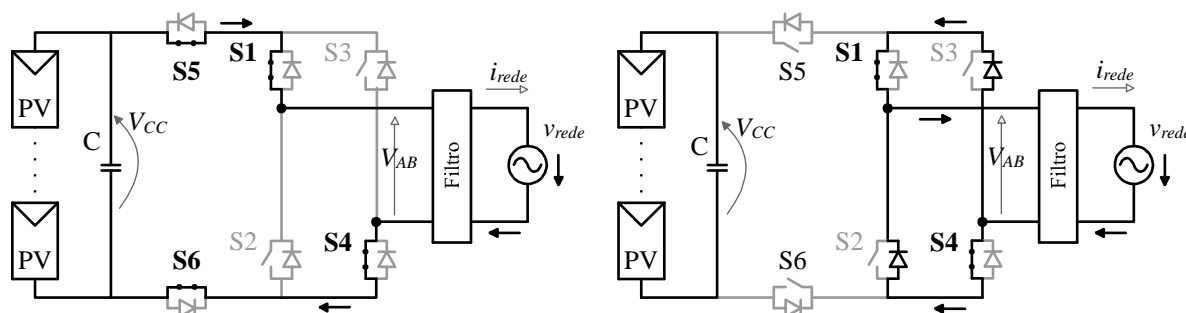


Figura 24 – Topologia H6 durante o semiciclo positivo com PWM híbrido

Durante a parte inativa do PWM, pode-se observar que a corrente de roda livre pode circular por dois caminhos alternativos, tanto pelo diodo de S2 como pelo diodo de S3, uma vez que S1 e S4 permanecem em condução.

Para o semiciclo negativo são os interruptores S2 e S3 que permanecem em condução, como pode ser visto na Figura 25. Novamente são quatro semicondutores em condução durante a etapa de transferência de energia à rede, os interruptores S1 e S4 permanecem inativas, porém, seus diodos em antiparalelo entram em condução durante a etapa de roda livre.

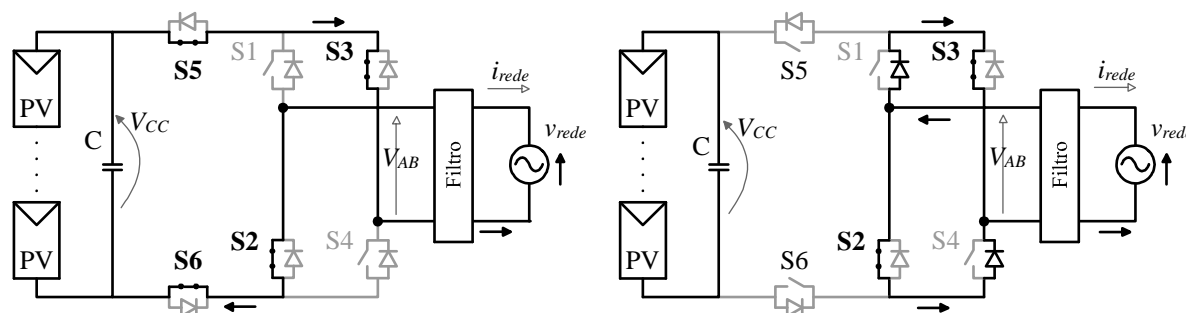


Figura 25 – Topologia H6 durante o semiciclo negativo com PWM híbrido

Durante a roda-livre a tensão V_{CC} é aplicada sobre a impedância série formada pelos interruptores S1 e S6. Observa-se que a etapa de roda-livre para ambos os semiciclos é muito semelhante, havendo apenas a distinção entre as chaves da ponte completa que conduzem.

A utilização de quatro semicondutores em série durante a etapa ativa do PWM pode representar um aumento de perdas por condução, por outro lado, desta maneira pode ser implementada a modulação do tipo unipolar no inversor.

A Figura 26 mostra a topologia H6 (considerar conectado ao arranjo fotovoltaico) durante o semiciclo positivo utilizando a modulação unipolar.

Nesse caso são aplicadas duas modulações distintas, o PWM-1 responsável pelo acionamento de S1 e S6, e o PWM-2 responsável pelo comando de S4 e S5. Como pode ser observado, os interruptores S2 e S3 não são acionadas durante esse semiciclo.

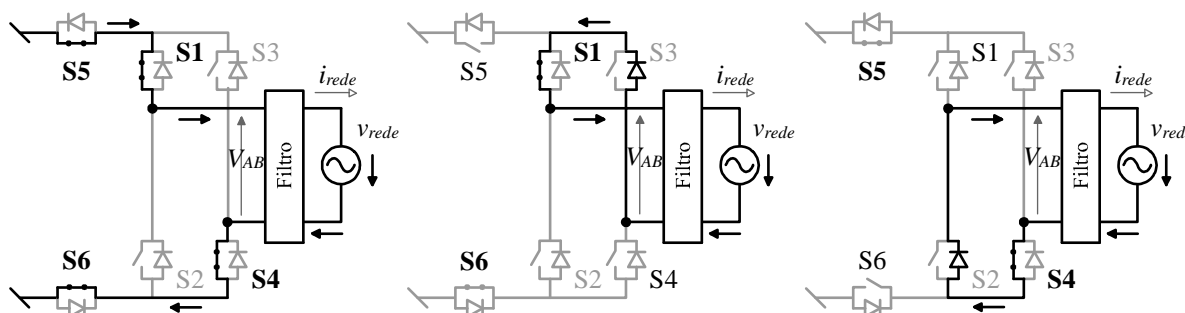


Figura 26 – Topologia H6 durante o semiciclo positivo com PWM unipolar

A transferência de energia para a carga se dá quando os dois PWMs estão ativos. A etapa roda livre onde o valor zero de tensão é aplicado ao circuito é obtida de duas formas, pode ser observado que quando somente o PWM-1 está ativo o circuito se comporta igual à topologia H5 na etapa de roda livre (Figura 23). Na etapa de roda-livre a tensão V_{CC} é aplicada sobre os interruptores S5 e o equivalente série-paralelo de S2-S4-S6 ou ainda sobre os interruptores S6 e o equivalente série-paralelo de S1-S3-S5.

Uma característica importante da modulação unipolar é a possibilidade de se obter a frequência de saída do inversor com o dobro do valor da frequência de comutação dos interruptores, para isso deve ser destacado que são necessárias quatro etapas de funcionamento para cada semiciclo. Ainda com a utilização da Figura 26, ordenam-se as quatro etapas de funcionamento da seguinte forma:

- 1ª etapa – Apresenta PWM-1 e PWM-2 ativos,
- 2ª etapa – Somente o PWM-1 ativo
- 3ª etapa – Novamente PWM-1 e PWM-2 ativos
- 4ª etapa – Somente o PWM-2 ativo.

Da mesma forma, podem ser observadas as etapas de funcionamento para o semiciclo negativo na Figura 27. Desta vez, os interruptores S1 e S4 permanecem inoperantes.

A circulação da corrente de roda livre é realizada pelo diodo de S1 (quando somente o PWM-1 está ativo) e pelo diodo de S4 (quando somente o PWM-2 está ativo).

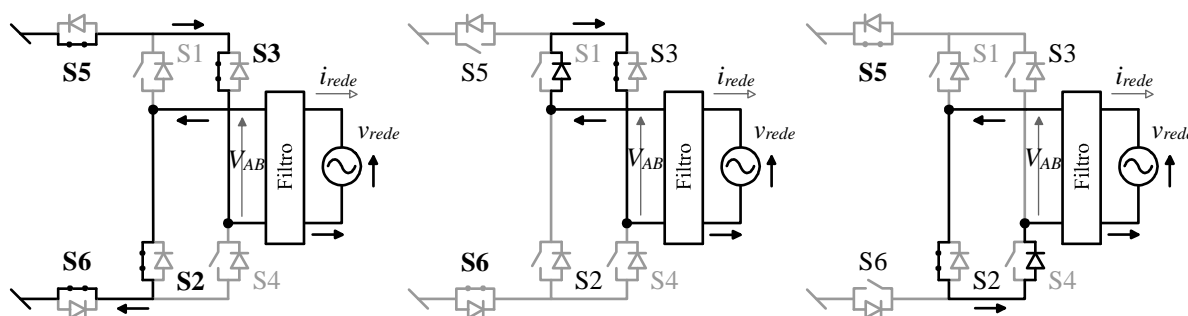


Figura 27 – Topologia H6 durante o semiciclo negativo com PWM unipolar

Neste caso, as formas de onda assemelham-se com aquelas apresentadas para a topologia ponte completa com modulação unipolar (apresentadas na Figura 18), a diferença é o fato da tensão de modo comum ser mantida constante, como mostrado na Figura 30.

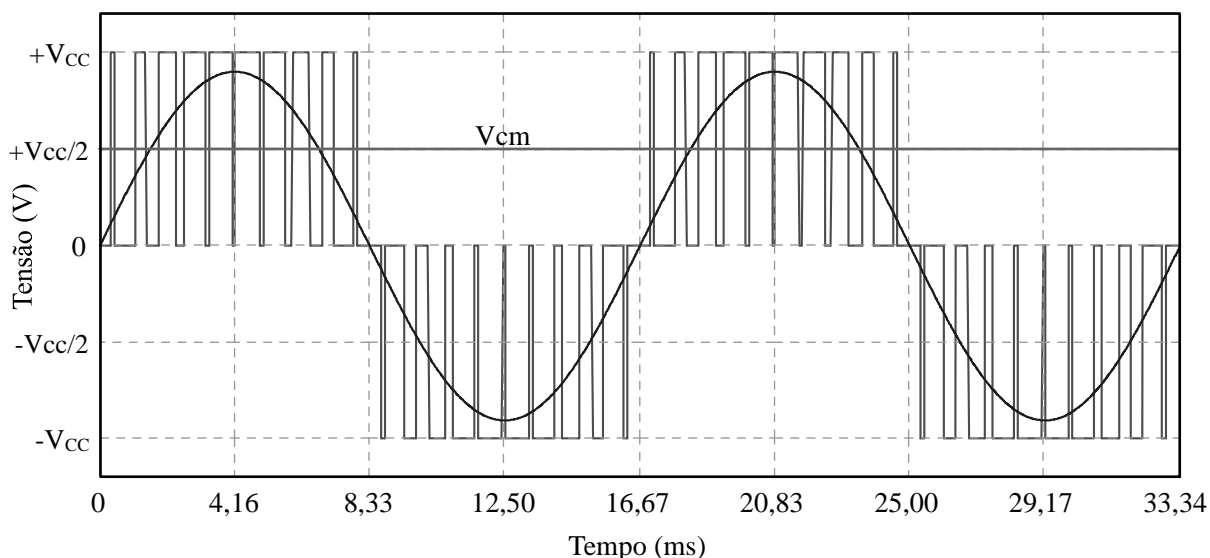


Figura 28 – Formas de onda para a topologia H6 com PWM unipolar

A principal desvantagem da topologia H6, para ambas as modulações PWM discutidas, é que existem quatro interruptores em condução durante as etapas PWM.

2.1.5 Topologia H6D1

Esta topologia é apresentada na Figura 29, possui os seis interruptores como na topologia H6, e é feita a adição de um diodo que se encontra em antiparalelo com a ponte completa. Esse diodo proporciona um caminho alternativo para a corrente de roda-livre, e desta forma não haveria a necessidade da utilização de interruptores com diodo em antiparalelo.

Para a parte ativa do PWM o comportamento mostra-se o mesmo da topologia H6 (Figura 24), com S2, S4, S5 e S6 em condução e S1 e S3 sempre inoperantes. Durante a parte inativa do PWM a corrente de roda livre circula pelo único diodo.

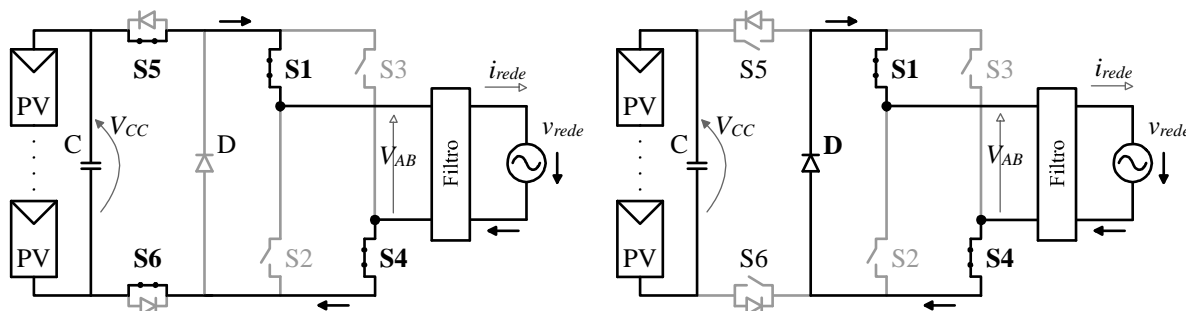


Figura 29 – Topologia H6D1 durante o semiciclo positivo

Para o semiciclo negativo, S1 e S4 não são comandadas, e novamente a circulação da corrente de roda livre é realizada pelo diodo único.

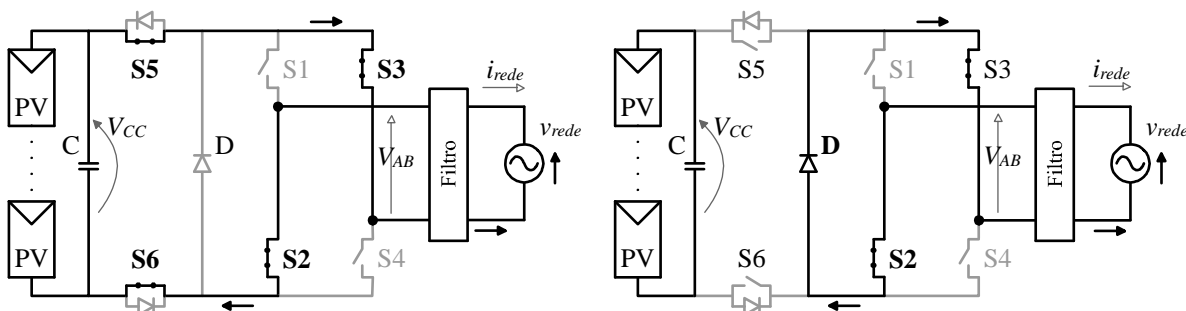


Figura 30 – Topologia H6D1 durante o semiciclo negativo

Durante as etapas de roda-livre para ambos os semiciclos a tensão V_{CC} é aplicada sobre a impedância série formada pelos interruptores S5 e S6, independentemente de quais interruptores da ponte completa estão em condução.

Nesse caso apresentado, os interruptores da ponte completa podem não possuir diodo em antiparalelo, toda a corrente roda livre irá circular pelo mesmo diodo, além disso, o diodo sempre está sujeito a um esforço de tensão igual à V_{CC} [39].

A principal desvantagem da topologia H6D1 é que existem quatro interruptores em condução durante as etapas PWM e dois interruptores e um diodo em condução durante as etapas de roda-livre.

2.1.6 Topologia H6D2

A topologia aqui apresentada como H6D2 surgiu como aprimoramento das

topologias H6 e H6D1, sendo utilizada comercialmente pela empresa Ingecon com a denominação de Ponte Completa com *by-pass* CC (*Full-Bridge Direct Current Bypass - FBDC Bypass*). Essa topologia pode trabalhar tanto com as modulações utilizadas para o H6 quanto para o H6D1.

A utilização de dois diodos em paralelo (com seu ponto médio ligado ao ponto médio de dois capacitores) garante que metade da tensão V_{CC} seja aplicada nos interruptores S5 e S6 durante a etapa de roda livre, necessitando consequentemente que os diodos também suportem metade da tensão V_{CC} .

A Figura 31 mostra a topologia H6D2 e apenas dois exemplos de operação, uma vez que pode utilizar as mesmas modulações já apresentadas nas seções 2.1.4 e 2.1.5.

A principal desvantagem da topologia H6D2 é que existem quatro interruptores em condução durante as etapas PWM e dois interruptores e dois diodo em condução durante as etapas de roda-livre.

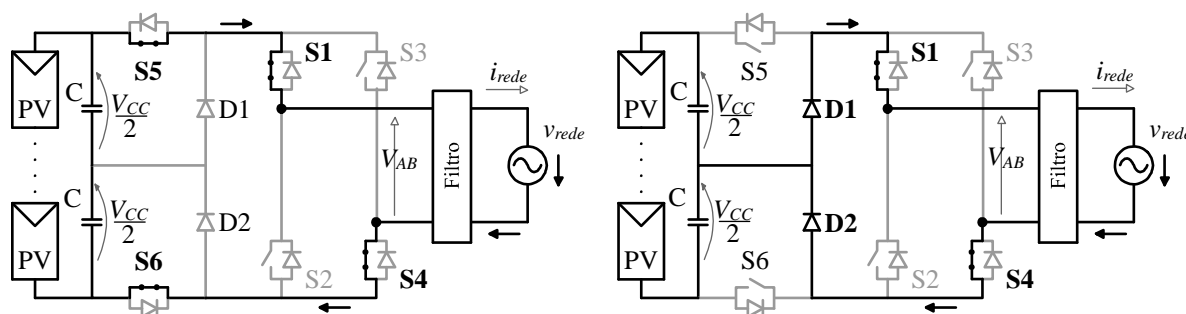


Figura 31 – Exemplo do funcionamento da topologia H6D2

2.2 FILTRO DE SAÍDA PARA CONEXÃO DE INVERSORES COM A REDE

Para minimizar as correntes harmônicas em torno da frequência de comutação e atender as normas, o inversor para sistemas fotovoltaicos necessita um filtro passa baixas para conexão com a rede. São consideradas duas topologias de filtros passivos, o filtro L e o filtro LCL . O filtro LCL , por ser de terceira ordem, apresenta uma atenuação maior das harmônicas para comutação em frequências baixas (alguns kHz). Por outro lado, o filtro L necessita de alta frequência de comutação para garantir a atenuação das harmônicas de tensão e, portanto, é normalmente empregado em sistemas de potência mais baixa, como as aplicações monofásicas. A utilização de filtros LCL resulta em um melhor desempenho [40], mas há um aumento na quantidade e custo de componentes necessários, restringindo a utilização deste filtro para sistemas de potência mais elevada.

2.2.1 Tensão de Saída do Inversor

A Figura 32(a) mostra a modulação bipolar, onde a tensão de saída pode assumir os valores de V_{CC} ou $-V_{CC}$. A frequência f_{AB} é a mesma frequência de comutação (*Switching Frequency* - f_s), isto é, $f_{AB} = f_s$. Essa forma de onda representa a tensão de saída de dois níveis para a topologia ponte completa. Contudo, nas topologias HERIC, H5, H6 (e variações com os diodos adicionais), as linhas cinzas não estão presentes na forma de onda da saída. Essas topologias apresentam chaves adicionais utilizadas durante a etapa de roda livre, desta forma haverá três níveis de tensão na saída do inversor, V_{CC} , zero e $-V_{CC}$.

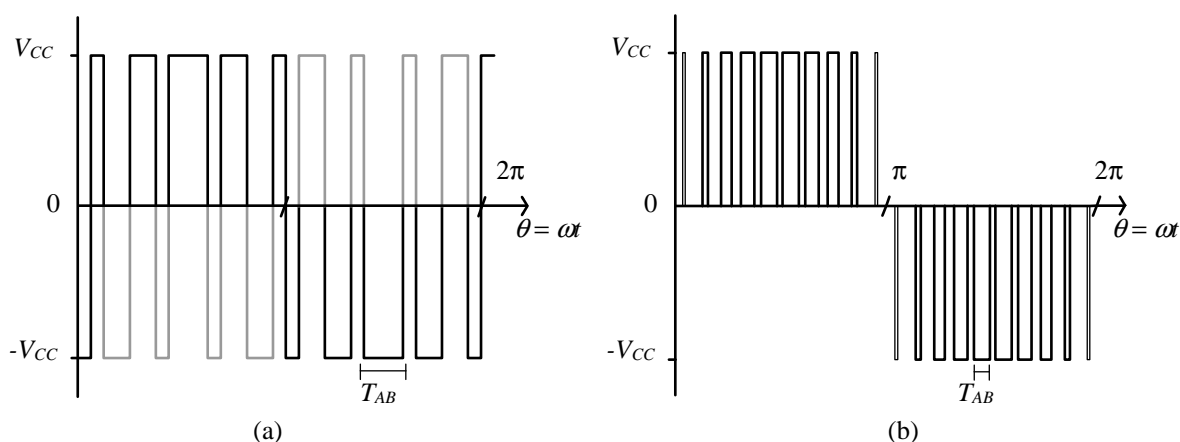


Figura 32 – Tensão V_{AB} para modulação (a) bipolar, e (b) unipolar.

A Figura 32(b) mostra a modulação unipolar, onde a frequência f_{AB} é o dobro da frequência de comutação, isto é, $f_{AB} = 2f_s$. Essa modulação representa a forma de onda na saída da topologia NPC, mas, com a utilização de diferentes estratégias de modulação, pode ser aplicada às topologias H6 (e variações) [28] [38]. Nestes casos $T_{AB} = T_s/2$.

Através da análise da ondulação da corrente, levando em conta a frequência e os níveis da tensão de saída, pode ser determinado o valor do filtro indutivo.

2.2.2 Análise da Ondulação de Corrente

A ondulação de corrente resultante da alta frequência de comutação pode ser atenuada com a utilização de um filtro L . O fator de ondulação de comutação (*Switching Ripple Factor* - RF_{sw}) é definido pela equação (2), onde I_R é a ondulação da corrente eficaz e $I_{o(1)}$ é a valor fundamental da corrente de saída.

$$RF_{sw} = \frac{I_R \times 100}{I_{o(1)}} [\%]. \quad (2)$$

O I_R será determinado através da análise das formas de onda da ondulação nas Figura 33 e Figura 34. Quando a frequência de comutação f_{sw} é muito superior a frequência da rede f_o , o valor Δi da tensão de saída ($V_{méd}$) pode ser considerado constante durante o período T_{AB} . Assim, a corrente no filtro indutivo durante qualquer período de comutação tem uma forma de onda típica como mostrado na Figura 33.

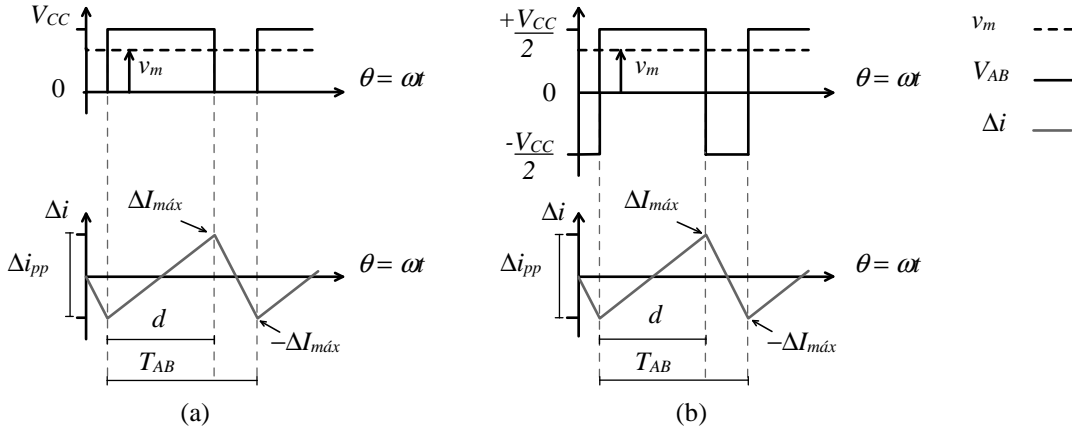


Figura 33 – Tensão e corrente de saída, (a) unipolar e (b) bipolar

Nesse caso, o valor pico-a-pico da corrente do filtro Δi_{pp} pode ser calculado como:

$$\Delta i_{pp} = \frac{(V_{CC} - V_{méd}) d T_{AB}}{L}. \quad (3)$$

Durante o intervalo $0 < \theta < \pi$, as equações (4) e (5) podem ser deduzidas, onde $\theta = \omega t$ e m_a é a amplitude de modulação:

$$V_{méd}(\theta) = d(\theta) V_{CC}, \quad (4)$$

$$d(\theta) = m_a \text{sen}(\theta). \quad (5)$$

Substituindo as equações (4) e (5) na equação (3), o valor de pico-a-pico da corrente do filtro indutivo pode ser calculado como:

$$\Delta i_{pp}(\theta) = \frac{V_{CC} T_{AB} (1 - m_a \text{sen}(\theta)) m_a \text{sen}(\theta)}{L}. \quad (6)$$

Da mesma forma, o valor pico-a-pico para a corrente do filtro indutivo resultante da modulação bipolar, da Figura 33(b), pode ser calculado como:

$$\Delta i_{pp}(\theta) = \frac{V_{CC} T_{AB} (1 - m_a^2 \text{sen}^2(\theta))}{4L}. \quad (7)$$

A ondulação de corrente é constituída por formas de onda triangulares como mostrado na Figura 34. Quando a frequência de comutação f_{sw} é assumida um número inteiro e múltiplo da frequência da rede, isto é, $m_f = f_{sw} / f_o$, onde m_f é definido como modulação da frequência [41].

A Figura 34(a) possui $m_a = 1$, desta forma pode-se observar que em 90 graus, quando a tensão da saída e a tensão de entrada (V_{CC}) apresentam o mesmo valor, a ondulação de corrente é mínima. Por outro lado, quando a tensão de saída atinge a metade do valor da tensão de entrada, tem-se $\theta_{k\Delta}$, onde a ondulação de corrente apresenta o seu valor máximo.

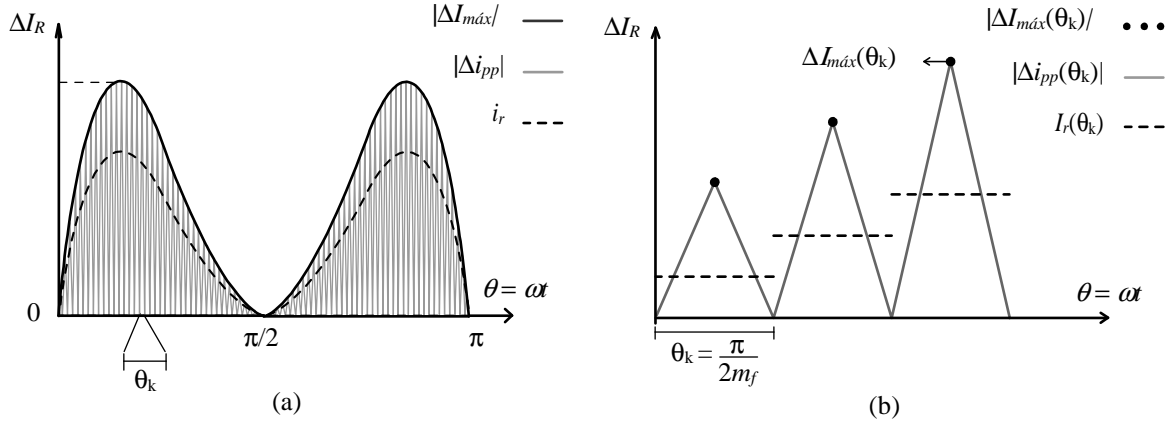


Figura 34 – Ondulação da corrente. (a) valor eficaz e (b) detalhe do valor eficaz

A Figura 34(b) mostra a distribuição da corrente no filtro indutivo (formas de onda triangulares), onde a magnitude de qualquer forma de onda triangular “ k ” é calculada por:

$$|\Delta i_{\max}(\theta_k)| = V_{CC} T_{AB} (1 - m_a \sin(\theta_k)) m_a \sin(\theta_k) / 2L, \quad (8)$$

onde

$$\theta_k = (2k - 1) / 4m_f, k = 1, 2, 3, \dots, m_f. \quad (9)$$

Uma vez que o valor eficaz de cada triângulo é $\Delta i_{\max}(\theta_k) / \sqrt{3}$, valor eficaz de cada I_R pode ser calculado com a equação:

$$I_R = \sqrt{\frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{m_f} \theta_k \frac{\Delta i_{\max}(\theta_k)^2}{3}}. \quad (10)$$

Quando a frequência de comutação é muito elevada, θ_k fica infinitamente pequeno, a equação (10) pode ser reescrita na forma de uma integral como:

$$I_R = \sqrt{\frac{2}{3\pi} \int_0^{\pi/2} \Delta i_{\max}^2(\theta) d\theta}. \quad (11)$$

Substituindo a equação (8) na (11), pode ser obtido:

$$I_R = \frac{V_{CC} T_{AB}}{2L} \sqrt{\frac{2}{3\pi} \int_0^{\pi/2} (1 - m_a \sin \theta)^2 m_a^2 (\sin^2 \theta) d\theta}. \quad (12)$$

Calculando a integral na equação (12), o valor eficaz da ondulação da corrente em alta frequência pode ser obtido pela equação:

$$I_R = \frac{V_{CC}T_{AB}}{2L} \sqrt{\frac{2m_a^2}{3\pi} \left(\frac{\pi}{4} \left(1 + \frac{3m_a^2}{4} \right) - \frac{4}{3}m_a \right)}. \quad (13)$$

Da mesma forma, o valor eficaz da ondulação de corrente para o PWM bipolar pode ser calculado por:

$$I_R = \frac{V_{CC}T_{AB}}{8L} \sqrt{\frac{1}{3} \left(1 - m_a^2 + \frac{3}{8}m_a^4 \right)}. \quad (14)$$

A componente fundamental da corrente do filtro com PWM unipolar é:

$$I_{o(1)} = \frac{V_{CC}m_a}{\sqrt{2Z_{rede}}}. \quad (15)$$

A impedância da rede Z_{grid} pode ser calculada pela equação

$$Z_{rede} = L_{rede} 2\pi f_0, \quad (16)$$

onde f_0 é a frequência da rede ($f_0 = 60$ Hz).

Substituindo a equação (16) em (15), é obtida a equação:

$$I_{o(1)} = \frac{V_{CC}m_a T}{2\sqrt{2}\pi L_{rede}}. \quad (17)$$

Deste modo, o fator de ondulação de comutação (RF_{sw}) nos inversores monofásicos conectados à rede é calculado pela equação:

$$RF_{sw} = \frac{I_R}{I_{o(1)}} = \frac{T_{AB}}{T} \frac{L_{rede}}{L} \sqrt{\frac{4\pi}{3} \left(\frac{\pi}{4} \left(1 + \frac{3m_a^2}{4} \right) - \frac{4m_a}{3} \right)}. \quad (18)$$

Quando o fator de ondulação da corrente injetada na rede é dado, a indutância do filtro L é encontrada pela equação:

$$L \geq \frac{1}{RF_{sw}} \frac{T_{AB}}{T} L_{rede} \sqrt{\frac{4\pi}{3} \left(\frac{\pi}{4} \left(1 + \frac{3m_a^2}{4} \right) - \frac{4m_a}{3} \right)}. \quad (19)$$

A componente fundamental da corrente no indutor para a modulação bipolar é calculada com a utilização da equação:

$$I_{o(1)} = \frac{V_{CC}m_a}{2\sqrt{2}Z_{rede}} = \frac{V_{CC}m_a T}{4\sqrt{2}\pi L_{rede}}. \quad (20)$$

Assim, o fator de ondulação de corrente do chaveamento é calculado como:

$$RF_{sw} = \frac{T_S}{T} \frac{L_{rede}}{L} \sqrt{\frac{\pi^2 (1 - m_a^2 + 3m_a^4 / 8)}{6m_a^2}}. \quad (21)$$

Quando o fator de ondulação de corrente é dado, a indutância do filtro é determinada pela equação:

$$L \geq \frac{1}{RF_{sw}} \frac{T_s}{T} L_{rede} \sqrt{\frac{\pi^2 (1 - m_a^2 + 3m_a^4 / 8)}{6m_a^2}}. \quad (22)$$

2.3 SINCRONISMO

Como visto nas seções anteriores, um dos requisitos fundamentais para a conexão de um inversor com a rede pública é o sincronismo entre a tensão produzida pelo inversor e a tensão da rede [42]. As técnicas de sincronismo possuem um papel importante, fornecendo o sinal de referência em fase com a tensão da rede para o inversor, proporcionando a qualidade de energia requerida pelas normas específicas.

Normalmente, os inversores de interface com a rede em unidades de Geração Distribuída necessitam realizar o sincronismo em redes CA com grande conteúdo harmônico e até variações de frequência [42] [43] [44]. Nestas situações o ângulo de fase é usado para sincronizar as variáveis de saída do inversor, ligar e desligar os dispositivos de potência e também, para controlar o fluxo de potência ativa e reativa injetada na rede.

Vários métodos para detecção deste ângulo têm sido desenvolvidos e aperfeiçoados. Dentre estes, as técnicas de detecção do cruzamento da tensão por zero são os mais simples. As técnicas baseadas em PLL (*Phase-Locked Loop*) correspondem ao estado da arte na detecção do ângulo de fase [42] [43].

Em redes públicas, sujeitas a presença de distúrbios e harmônicos, o sinal de sincronismo é normalmente um sinal periódico da forma

$$u(t) = \sum_{i=0}^n A_i \text{sen}(\phi_i), \quad (23)$$

onde

$$\phi_i = \omega_i t + \varphi_i. \quad (24)$$

As amplitudes não nulas A_i , as frequências ω_i e as fases ϕ_i , $i=1, 2, \dots, n$, são parâmetros normalmente desconhecidos. A estimativa de parâmetros desconhecidos é uma tarefa obrigatória em muitas aplicações. Neste caso, a detecção rápida e precisa do ângulo de fase em uma rede é a tarefa principal da técnica de sincronismo.

Algumas técnicas de sincronismos são brevemente discutidas a seguir.

2.3.1 Detecção do Cruzamento por Zero da Tensão

Este é um dos métodos mais simples de detecção da passagem por zero da tensão da rede pública [42]. Todavia, os pontos de cruzamento por zero ocorrem somente a cada meio ciclo da tensão da rede, restringindo o desempenho dinâmico desta técnica. Outro ponto fraco deste método ocorre quando distúrbios na tensão da rede, tais como afundamentos de tensão ou harmônicas de baixa ordem provocam o cruzamento por zero em múltiplos pontos em um ciclo. Isto reduz significativamente a precisão do sincronismo. Dessa forma, essa técnica é preterida em relação às que serão discutidas nas seções seguintes.

2.3.2 Detecção do Ângulo Baseado em Técnicas PLL

O laço de trancamento de fase (*Phase-Locked Loop* – PLL) é uma ferramenta fundamental que tem sido utilizada em várias áreas [42] [43] [44]. A ideia principal do trancamento de fase é gerar um sinal cujo ângulo de fase encontra-se continuamente rastreando variações do ângulo de fase de um dado sinal. A estratégia normalmente utilizada nestes sistemas é estimar a diferença entre o ângulo de fase do sinal de entrada e do sinal gerado e levar este valor a zero por meio de uma malha de controle.

Um diagrama de blocos com a representação de um sistema PLL é mostrado na Figura 35. A diferença de fase entre o sinal de entrada e o sinal de saída é medida através de um detector de fase (*Phase Detector* - PD). O sinal de erro produzido é filtrado por um filtro passa baixa (*Low-pass Filer* – LF). A saída do filtro aciona um oscilador controlado de tensão (*Voltage-Controllle Oscillator* – VCO), o qual gera o sinal de saída. A filosofia do PLL é que a diferença de fase entre a rede e o ângulo de fase da tensão seja reduzida a zero com o uso de um controlador Proporcional-Integral (PI). A saída do controlador PI é a frequência da tensão de saída que é integrada para se obter a fase da tensão. Com o passar dos anos várias modificações foram feitas no sistema PLL, porém estas concentram-se no detector de fase (PD).

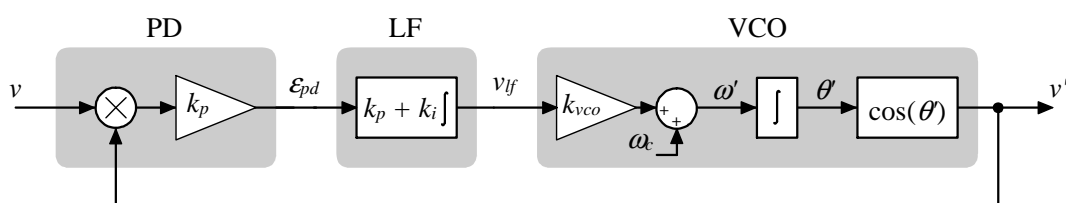


Figura 35 – Diagrama de blocos da estrutura geral de um PLL

Analisando-se a operação do PI pode-se definir que o sinal de entrada v tem a forma geral dada por

$$v = V \text{sen}(\theta) \quad (25)$$

onde

$$\theta = \omega t + \phi. \quad (26)$$

Por outro lado, o sinal gerado pelo oscilador pode ser definido como

$$v' = \cos(\theta'), \quad (27)$$

onde

$$\theta' = \omega' t + \phi'. \quad (28)$$

O erro de fase obtido pela multiplicação dos sinais v e v' resulta em,

$$e_{pd} = V k_{pd} \text{sen}(\theta) \cos(\theta'). \quad (29)$$

Expandindo a expressão (29) obtém-se

$$e_{pd} = V k_{pd} \text{sen}(\omega t + \phi) \cos(\omega' t + \phi'), \quad (30)$$

de onde pode-se encontrar por meio de propriedades trigonométricas:

$$e_{pd} = \frac{V k_{pd}}{2} \text{sen}((\omega - \omega')t + (\phi - \phi')) + \frac{V k_{pd}}{2} \text{sen}((\omega + \omega')t + (\phi + \phi')). \quad (31)$$

Observa-se que a primeira parcela da expressão corresponde à diferença entre as frequências e os ângulos, enquanto que a segunda parcela corresponde a sua soma. Isto leva a concluir que o termo da primeira parcela apresentará uma frequência menor que a frequência do sinal de entrada, enquanto que o termo da segunda parcela apresentará uma frequência maior.

Levando-se em consideração que a parcela em alta frequência do erro será filtrada pelo filtro passa baixa (LP) pode-se reescrever o erro como

$$\bar{e}_{pd} = \frac{V k_{pd}}{2} \text{sen}((\omega - \omega')t + (\phi - \phi')). \quad (32)$$

Ainda pode-se assumir que a frequência do oscilador é idêntica à frequência do sinal de entrada, i.e., $\omega \approx \omega'$ e, portanto, $\omega - \omega' = 0$.

Então (32) torna-se:

$$\bar{e}_{pd} = \frac{V k_{pd}}{2} \text{sen}(\phi - \phi'). \quad (33)$$

Considerando-se a propriedade trigonométrica da aproximação para ângulos pequenos, pode-se fazer $\text{sen}(a) \approx a$, desde que $a < 15^\circ$. Portanto

$$\bar{e}_{pd} = \frac{V k_{pd}}{2} (\phi - \phi'), \quad (34)$$

essa expressão pode ser usada no modelo linear de pequenos sinais do PLL.

Com relação ao oscilador (VCO) tem-se que o valor médio da frequência é

$$\bar{\omega} = \omega_c + \Delta\bar{\omega}, \quad (35)$$

onde $\Delta\bar{\omega} = k_{vco} \bar{v}_{lf}$, e ω_c é o valor central da frequência.

Então, pequenas variações do valor da frequência são definidas como:

$$\delta\omega = k_{vco} \vartheta'_f. \quad (36)$$

A integração destas variações resulta em

$$\vartheta^f = \int \delta\omega dt = k_{vco} \int \vartheta'_f dt. \quad (37)$$

Passando as expressões acima para o domínio da frequência e considerando-se que $k_{vco} = k_{pd} = 1$, obtém-se o seguinte conjunto de expressões para as funções do PLL, cujo diagrama de blocos do modelo linearizado é mostrado na Figura 36.

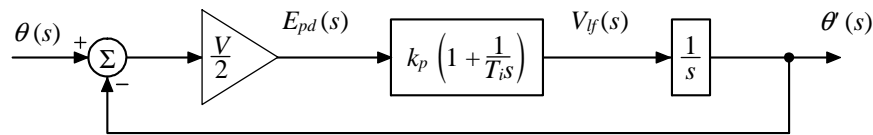


Figura 36 – Diagrama de blocos linearizado do PLL no domínio da frequência

Detector de fase (PD):

$$E_{pd}(s) = \frac{V}{2} (\theta(s) - \theta'(s)) \quad (38)$$

Filtro passa baixa (LF):

$$V_{lf}(s) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) E_{pd}(s) \therefore \frac{V_{lf}(s)}{E_{pd}(s)} = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (39)$$

Oscilador controlado (VCO):

$$\theta'(s) = \frac{1}{s} V_{lf}(s) \therefore \frac{\theta'(s)}{V_{lf}(s)} = \frac{1}{s} \quad (40)$$

Das equações (38) a (40) pode-se definir as seguintes funções de transferência:

A função de transferência de malha aberta:

$$G_{op}(s) = \frac{\theta'(s)}{E_{pd}(s)} = \frac{k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right)}{s} = \frac{k_p + \frac{k_p}{T_i s}}{s} \therefore \frac{\theta'(s)}{E_{pd}(s)} = \frac{k_p s + \frac{k_p}{T_i}}{s^2} \quad (41)$$

A função de transferência de malha aberta mostra que o PLL é um sistema de tipo 2, com dois polos na origem, isto é, não apresenta erro em regime permanente para entradas em rampa [45].

A função de transferência de malha fechada:

$$G_{cl}(s) = \frac{\theta'(s)}{\theta(s)} = \frac{G_{op}(s)}{1 + G_{op}(s)} = \frac{\frac{k_p s + \frac{k_p}{T_i}}{s^2}}{1 + \frac{k_p s + \frac{k_p}{T_i}}{s^2}} = \frac{k_p s + \frac{k_p}{T_i}}{s^2 + k_p s + \frac{k_p}{T_i}} \quad (42)$$

A função de transferência em malha fechada mostra que o PLL tem uma característica passa baixa, o que possibilita a atenuação de erros devido a ruídos e harmônicos de alta frequência.

A função de transferência em malha fechada do erro:

$$\frac{E_{pd}(s)}{\theta(s)} = 1 - G_{cl}(s) = 1 - \frac{k_p s + \frac{k_p}{T_i}}{s^2 + k_p s + \frac{k_p}{T_i}} = \frac{s^2}{s^2 + k_p s + \frac{k_p}{T_i}} \quad (43)$$

A equação (42) e (43) podem ser reescritas como

$$G_{cl}(s) = \frac{k_p s + \frac{k_p}{T_i}}{s^2 + k_p s + \frac{k_p}{T_i}} = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (44)$$

e

$$\frac{E_{pd}(s)}{\theta(s)} = 1 - G_{cl}(s) = 1 - \frac{k_p s + \frac{k_p}{T_i}}{s^2 + k_p s + \frac{k_p}{T_i}} = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (45)$$

onde

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k_p}{T_i}} \quad (46)$$

e

$$\zeta = \frac{\sqrt{k_p T_i}}{2}. \quad (47)$$

Embora o modelo linear obtido seja simples, algumas das hipóteses assumidas não são adequadas para a aplicação do sincronismo com a rede. Observa-se que uma dessas

hipóteses é de que a frequência do sinal a ser seguido (rede) é muito maior do que a banda passante do PLL. Sob estas circunstâncias os termos em alta frequência do sinal do erro, providas pelo detector de fase (PD), podem ser desprezadas quando a dinâmica dominante da resposta do PLL é avaliada. Entretanto, numa aplicação de PLL para conexão com a rede, a frequência da rede esta próxima da frequência de corte do PLL. Assim, quando o PLL esta operando, as altas frequências de oscilação no erro de fase estão com apenas o dobro da frequência do sinal de entrada. Com estas frequências muito próximas, a hipótese do cancelamento completo do termo que contém as altas frequências pelo filtro (LF) não é mais verdadeira.

Desta forma, visando o cancelamento das oscilações em alta frequência no erro é necessário um sistema de detecção de fase mais aprimorado do que o simples multiplicador deve ser empregado para aplicações de sincronismo com a rede.

2.3.2.1 Detecção de fase baseada em sinais em quadratura

A detecção de fase baseada em um conjunto de sinais em quadratura emprega um gerador de sinais em quadratura (*Quadrature Signal Generator – QSG*) o qual é capaz de extrair um conjunto de sinais sem introduzir qualquer atraso em um dado sinal de entrada. A Figura 37 mostra o diagrama geral de um PLL com um detector de fase em quadratura.

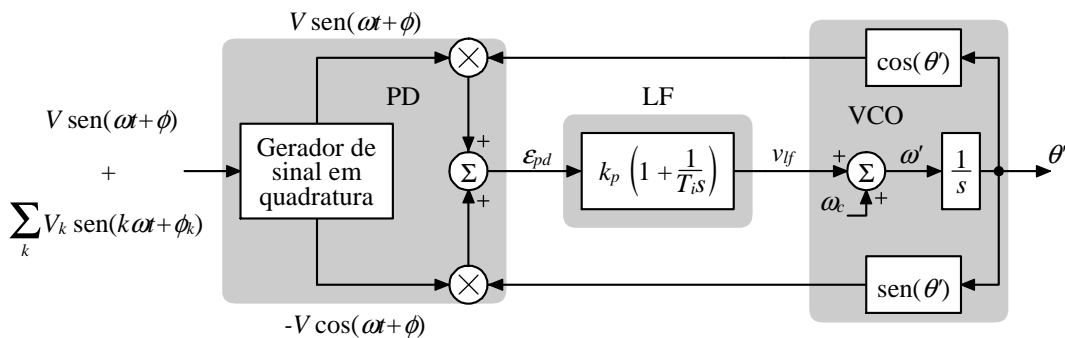


Figura 37 – Diagrama de um PLL com um detector de fase em quadratura ideal

O ângulo de fase do sinal de erro resultante do detector de fase em quadratura é

$$e_{pd} = V \sin(\omega t + \phi) \cos(\omega' t + \phi') - V \cos(\omega t + \phi) \sin(\omega' t + \phi') \quad (48)$$

Desenvolvendo a expressão encontra-se

$$e_{pd} = V \sin((\omega - \omega')t + (\phi - \phi')), \quad (49)$$

e considerando-se que o PLL esta sincronizado adequadamente, isto é, $\omega \approx \omega'$ tem-se:

$$e_{pd} = V \sin(\phi - \phi'). \quad (50)$$

Através de (49) e (50) conclui-se que o detector de fase em quadratura não gera nenhuma oscilação em alta frequência em regime permanente, o que permite que a largura de banda do sistema PLL não tenha as limitações descritas para o PLL anteriormente. Por fim, pode-se afirmar que o detector de fase em quadratura torna possível o projeto de um PLL para o sincronismo com a rede através das regras gerais utilizadas em PLLs em outras aplicações.

A observação mais detalhada da transformada de Clark mostra que a transformação de três tensões v_a , v_b e v_c , de um sistema trifásico genérico com componentes linearmente dependentes em um sistema com eixos linearmente independentes v_α , v_β e zero se dá como:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (51)$$

Aplicando uma transformação dos eixos linearmente independentes v_α , v_β e zero em eixos girantes síncronos (v_d , v_q , v_0) é obtida pela transformação de Park como

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix}, \quad (52)$$

ou ainda, de forma resumida:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}. \quad (53)$$

A partir da expressão (53) pode-se concluir que o detector de fase pode ser obtido através da transformação de Park, portanto um diagrama do PLL pode ser visto na Figura 38. No diagrama deste sistema PLL observa-se que o oscilador controlado de tensão (VCO) foi substituído por um gerador de ângulo de fase (*Frequency/Phase-angle Generator* - FPG), o qual difere do VCO (Figuras 35 e 36), pois este gera em sua saída somente o ângulo de fase. Este ângulo é fornecido para a transformada de Park que, passa a ser o detector de fase.

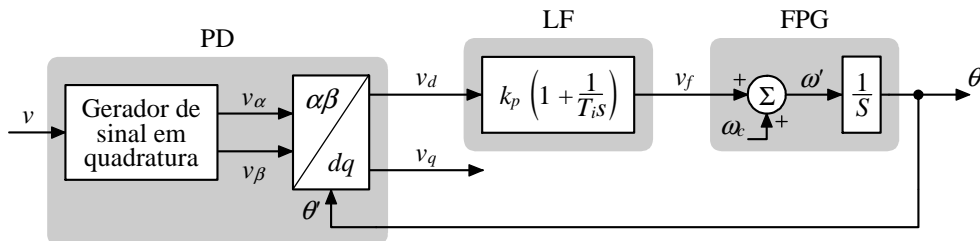


Figura 38 – Diagrama de um PLL linearizado com um detector de fase em quadratura implementado com Transformada de Park

Então, a partir da entrada do PD é definida em (23) tem-se

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = V \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta) \\ -\text{cos}(\theta) \end{bmatrix}, \quad (54)$$

e portanto, substituindo-se (54) em (53) tem-se:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = V \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta - \theta') \\ -\text{cos}(\theta - \theta') \end{bmatrix}. \quad (55)$$

Neste sistema, quando o PLL estiver perfeitamente rastreado, um dos eixos dq estará sobreposto ao vetor da tensão de entrada v . Isto ocorre, pois em regime permanente o controlador PI do LF faz com que v_d seja nulo. A relação entre estas variáveis pode ser vista na Figura 39.

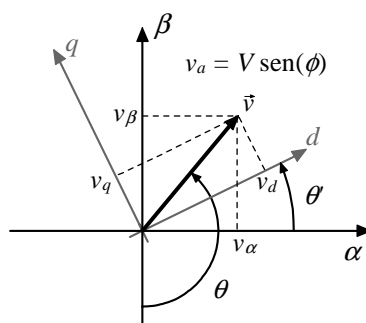


Figura 39 – Representação vetorial dos sinais de saída do QSG
Fonte: Adaptado de [46]

2.4 FILTRO DE KALMAN

O filtro de Kalman possui algumas características que tornam interessante a sua aplicação no controle e sincronismo de inversores, como a rejeição de perturbações provenientes dos ruídos de medida e o fato do sinal de saída do filtro não apresentar defasagem em relação ao sinal de entrada.

Para o controle em tempo discreto de sistemas trifásicos, é realizada inicialmente a transformação dos sinais de entrada das coordenadas ABC para as coordenadas $\alpha\beta$, em seguida é realizada a transformação das coordenadas $\alpha\beta$ para as coordenadas dq .

Para o controle em tempo discreto de sistemas monofásicos, também deve ser realizada a conversão para as coordenadas dq . A partir do modelo trifásico observa-se que no sistema monofásico pode se utilizar diretamente a transformação de $\alpha\beta$ para dq . No entanto, o controle apresenta somente uma entrada de referência (α), dessa forma torna-se necessária a geração de um sinal em quadratura (β) com o sinal de tensão da rede.

O filtro de Kalman trabalha como estimador. A partir do sinal senoidal da tensão da rede são obtidos o valor estimado direto e o valor estimado em quadratura do sinal de entrada, ou seja, V_α (referente ao sinal de entrada), e V_β (referente ao sinal em quadratura). Tais valores são obtidos através da equação:

$$\begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix}_{k+1} = \begin{pmatrix} \cos(\omega_k \cdot T_S) & \sin(\omega_k \cdot T_S) \\ -\sin(\omega_k \cdot T_S) & \cos(\omega_k \cdot T_S) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix}_k + \begin{pmatrix} K_1 \\ K_2 \end{pmatrix}_k \cdot (V_{rede} - V_\alpha)_k, \quad (56)$$

onde T_S é o período de amostragem do sinal e K_1 e K_2 são os ganhos de Kalman [47].

A tensão da rede pode apresentar distorções harmônicas que prejudiquem a geração do sinal de referência para o PWM. Observa-se que a equação (56) é utilizada para se estimar o sinal senoidal para uma determinada frequência, pois $\omega_k = 2\pi f$. Desta forma, além de se obter o sinal senoidal referente à frequência da rede (60 Hz), podem ser obtidos os valores de algumas componentes harmônicas (de 3ª, 5ª, 7ª e 9ª ordem, por exemplo). Subtraindo-se as componentes harmônicas da componente fundamental de 60 Hz, é possível gerar um sinal de referência puramente senoidal (sem distorções).

A partir do filtro de Kalman também são encontrados os sinais de sincronismo, isto é, o valor instantâneo do ângulo ϕ da tensão da rede para cada valor de k . Para se calcular os sinais de sincronismo são utilizadas as equações:

$$\sin(\phi)_k = \left(\frac{v_a}{\sqrt{v_a^2 + v_b^2}} \right)_k \quad (57)$$

e

$$\cos(\phi)_k = \left(\frac{v_b}{\sqrt{v_a^2 + v_b^2}} \right)_k. \quad (58)$$

Portanto, as principais características do filtro de Kalman são: a rejeição dos ruídos de medição; a subtração de componentes harmônicas do sinal fundamental, para a geração de um sinal de referência ideal; a geração dos sinais em fase e em quadratura, necessários para a transformação para coordenadas dq ; e, por ser um estimador e trabalhar com valores futuros, não ocorre defasagem entre o sinal de saída e o sinal de entrada.

3 CONTROLE DE CORRENTE DO INVERSOR PV MONOFÁSICO

Para o funcionamento de um inversor para sistemas fotovoltaicos conectados à rede são necessárias duas malhas de controle, a malha de controle da corrente e da tensão. O controle da corrente é o responsável direto pela geração dos sinais de comando para os interruptores de potência do inversor e regulação da corrente injetada. Já o controle da tensão utiliza informações obtidas pelo algoritmo de MPPT para ajustar a potência de trabalho do inversor, levando em conta a máxima potência que está sendo fornecida pelo arranjo fotovoltaico.

Para o desenvolvimento das malhas de controle é necessário o conhecimento do modelo matemático do inversor.

3.1 MODELAGEM DO INVERSOR

O modelo matemático de um inversor monofásico em ponte H, como mostrado na Figura 40(a) é desenvolvido nesta seção.

A tensão V_{AB} aplicada no filtro L é função do estado de comutação dos braços do inversor, que pode ser representado como:

$$V_{AB} = V_{A0} - V_{B0}, \quad (59)$$

onde

$$V_{A0} = d_1 V_{CC} \quad (60)$$

e

$$V_{B0} = d_2 V_{CC}. \quad (61)$$

As funções d_1 e d_2 são derivadas das modulações empregadas em cada uma dos tipos de inversores, e podem ser definidas como discutido no Capítulo 2.

De um modo simplificado, o circuito equivalente do inversor pode ser desenhado como mostra a Figura 40(b). Por fim, levando-se em consideração as perdas nos indutores e, que ambos podem ser integrados em uma única indutância, obtém-se o circuito da Figura 40(c).

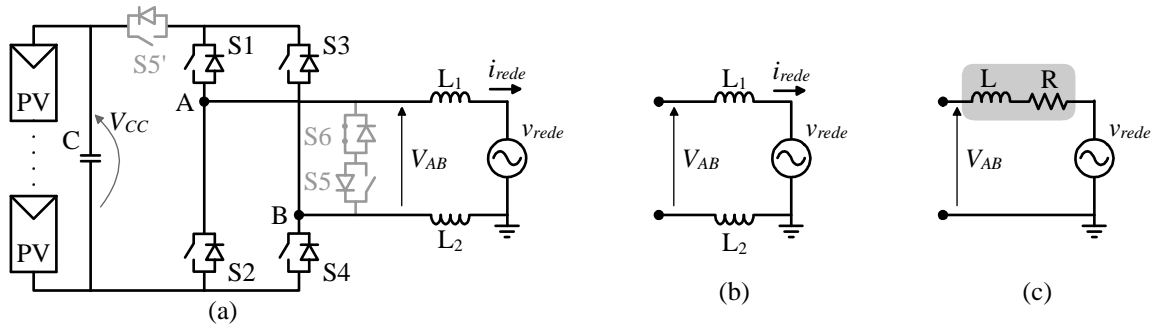


Figura 40 – Diagrama do inversor monofásico

Aplicando-se a Lei das Tensões de Kirchhoff neste circuito encontra-se

$$v_{AB} = L \frac{d}{dt} i_{rede} + R i_{rede} + v_{rede}. \tag{62}$$

Substituindo-se (59) a (61) em (62), e considerando-se que para um período de comutação pode se considerar $v_{rede} = V_{rede}$ e $d = d_1 - d_2$, tem-se:

$$dV_{CC} = L \frac{d}{dt} i_{rede} + R i_{rede} + V_{rede}. \tag{63}$$

A modelagem do sistema representado na expressão (63) em coordenadas dq torna-se

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_d - \omega i_q = \frac{1}{L} (-R i_d - V_{rede} + d_d V_{CC}) \\ \frac{d}{dt} i_q + \omega i_d = \frac{1}{L} (-R i_q - V_{rede} + d_q V_{CC}) \end{cases}. \tag{64}$$

Reorganizando a expressão (64) tem-se

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega \\ -\omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{rede} \\ V_{rede} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{CC}}{L} & 0 \\ 0 & \frac{V_{CC}}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix}. \tag{65}$$

A representação em diagrama de blocos do sistema (inversor) dado por (65) é mostrado na Figura 39.

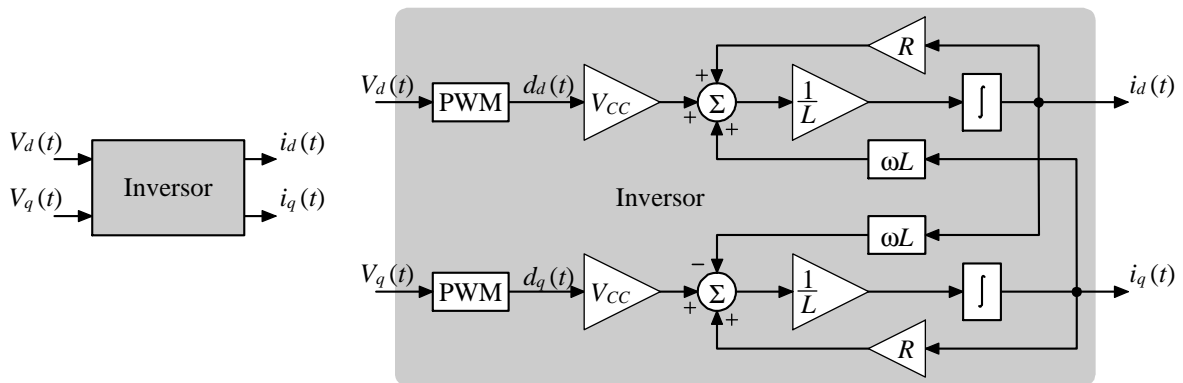


Figura 41 – Inversor monofásico em diagrama de blocos

Pode-se observar o acoplamento entre as correntes i_d e i_q . Isto significa que uma variação em qualquer uma das variáveis de entrada d_d e d_q provoca uma variação em ambas as correntes, tornando o controle mais difícil.

Define-se a equação de controle como:

$$\begin{cases} u_d = +\omega i_q L - V_{rede} + d_d V_{CC} \\ u_q = -\omega i_d L - V_{rede} + d_q V_{CC} \end{cases} \quad (66)$$

Através da transformação dos parâmetros de entrada são obtidas as funções com dinâmicas desacopladas, onde i_d e i_q podem ser controladas independentemente:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} + R i_d = u_d \\ L \frac{di_q}{dt} + R i_q = u_q \end{cases} \quad (67)$$

Reorganizando a equação (67), tem-se em espaços de estados:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (68)$$

A representação em diagrama de blocos do inversor simplificado dado por (68) é mostrada na Figura 42.

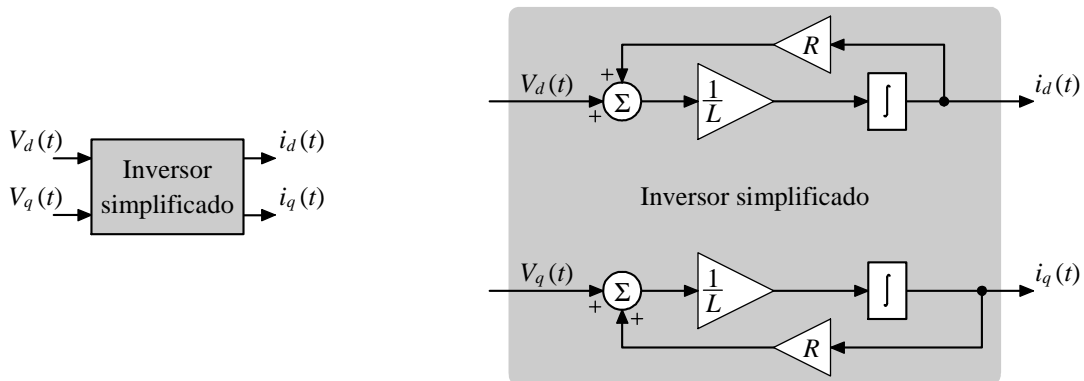


Figura 42 – Diagrama de blocos do inversor monofásico simplificado

3.2 MALHA DE CONTROLE DA CORRENTE

O controle de corrente se tornou popular, pois os conversores controlados por corrente exibem, em geral, melhor segurança, melhor estabilidade e resposta mais rápida [48]. Os controladores apresentados são baseados no modelo médio linearizado do sistema, onde o bloco PWM é responsável pela transformação das funções contínuas em funções discretas de comutação [48].

O controle de corrente num referencial girante é bastante adequado para uma implementação digital, pois simplifica o trabalho do sistema de controle que processa apenas sinais contínuos. Isto permite a utilização de compensadores do tipo Proporcional-Integral (PI). A saída do controlador de corrente será o sinal de referência para a geração do PWM.

O compensador Proporcional (P) produz uma resposta em função do erro, a medida que o erro aumenta, a saída do controlador aumenta. O efeito do ganho proporcional diminui quando o erro se aproxima de zero, para o qual não converge. Desta forma, resulta no aparecimento de um pequeno erro estático. Além disso, para ganhos elevados o sistema pode se tornar instável.

Um compensador somente com ação Integral (I) elimina o erro estático com a introdução de um polo na origem da função de transferência do controlador, mas torna o sistema com uma resposta mais lenta, pois é necessário um tempo maior para estabilizar.

O controlador proporcional integral (PI) foi escolhido e projetado para o sistema de controle [49]. A função de transferência do controlador proporcional integral no domínio da frequência é descrita por:

$$G_{PI}(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{s} \quad (69)$$

Assim, considera-se dois sistemas desacoplados cuja função de transferência em malha fechada é representada por

$$G_{MF}(s) = \frac{I(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{\frac{K_p}{L} s + \frac{K_i}{L}}{s^2 + \frac{(R + K_p)}{L} s + \frac{K_i}{L}}, \quad (70)$$

onde a resistência interna do filtro indutivo (R) pode ser desconsiderada.

A representação de um sistema de segunda ordem no domínio da frequência é

$$G(s) = \frac{2\xi\omega s + \omega^2}{s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2} \quad (71)$$

Substituindo s por $j\omega_c$, onde ω_c é a largura de faixa da banda passante, tem-se:

$$G(j\omega_c) = \frac{2\xi\omega(j\omega_c) + \omega^2}{(j\omega_c)^2 + 2\xi\omega(j\omega_c) + \omega^2} \quad (72)$$

Sabendo que a largura da faixa da banda passante é determinada por

$$20 \log G(j\omega_c) = -3,01dB, \quad (73)$$

que corresponde a um ganho de 0,707, o módulo de (72) pode ser reescrito como:

$$\frac{\sqrt{2\xi\omega(j\omega_c) + \omega^2}}{\sqrt{(j\omega_c)^2 + 2\xi\omega(j\omega_c) + \omega^2}} = 0,707. \tag{74}$$

A partir de (74) e (70) se obtém as seguintes expressões:

$$k_p = \frac{2\xi\omega_c L}{\sqrt{2\xi^2 + 1} + \sqrt{(1 + 2\xi^2)^2 + 1}} \tag{75}$$

e

$$k_i = \left(\frac{\omega_c}{\sqrt{2\xi^2 + 1} + \sqrt{(1 + 2\xi^2)^2 + 1}} \right)^2 L. \tag{76}$$

A implementação mais simples do sistema de controle de corrente considera que o inversor opera com frequência fixa e as correntes são controladas no referencial girante dq .

A Figura 43 mostra o diagrama de blocos do sistema de controle das correntes em coordenadas girantes dq .

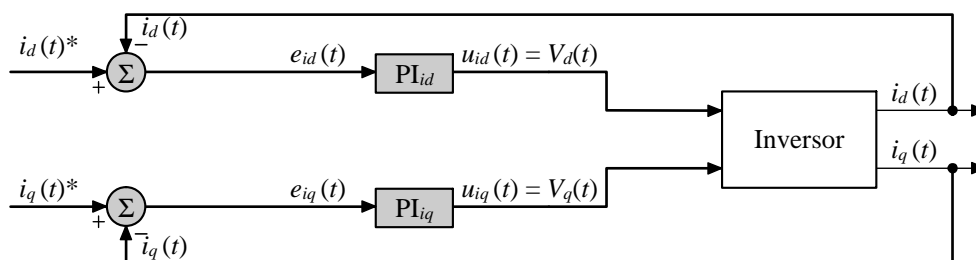


Figura 43 – Diagrama de blocos do sistema com controlador de corrente

Para eliminar o acoplamento entre as componentes d e q da corrente do inversor que pode afetar o desempenho do controlador utiliza-se a subtração dos termos que produzem o acoplamento da lei de controle $u_{id}(t)$ e $u_{iq}(t)$. Desta forma, o diagrama do controlador de corrente e desacoplamento das componentes é mostrado na Figura 44.

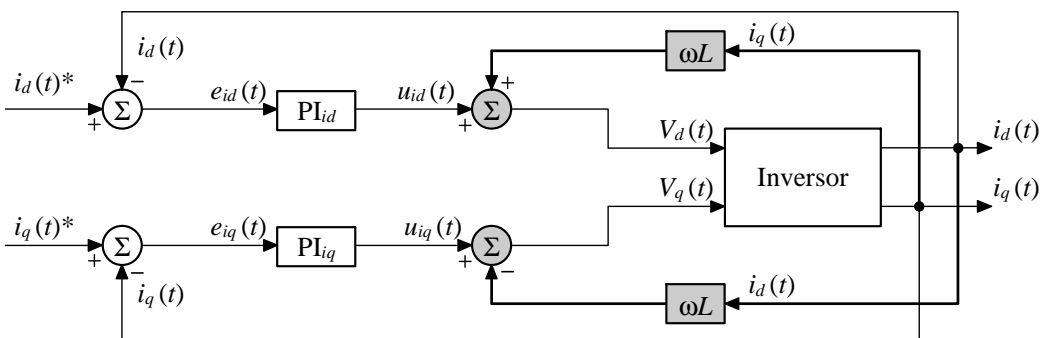


Figura 44 – Diagrama de blocos sem o acoplamento das componentes d e q da corrente

Para tornar a eliminação do erro nos primeiros ciclos da rede mais eficiente pode-se utilizar um controle *feedforward* como mostrado na Figura 45.

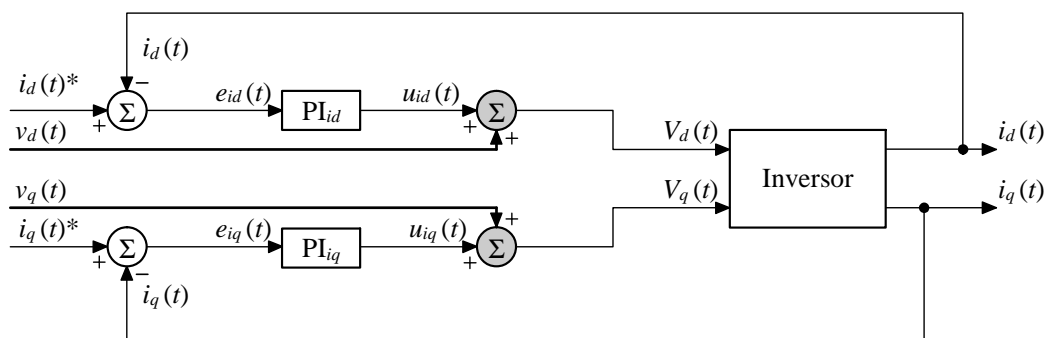


Figura 45 – Diagrama de blocos com ação *feedforward*

Fazendo uso do desacoplamento e da ação de controle *feedforward* obtêm-se o diagrama do controlador de corrente utilizado, o qual é mostrado na Figura 46.

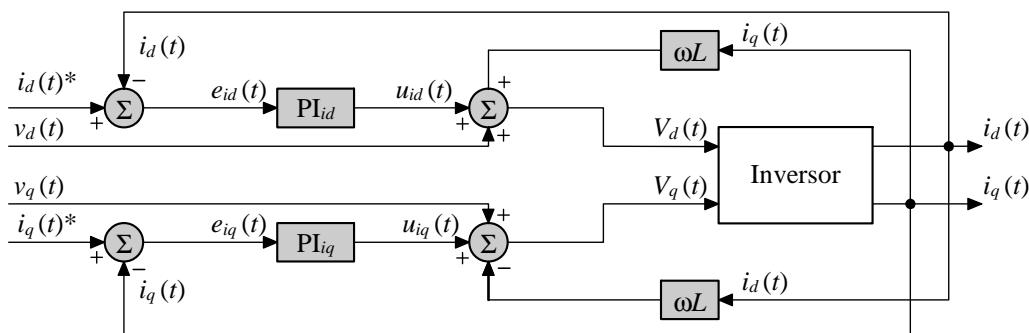


Figura 46 – Diagrama de blocos do sistema com controlador de corrente com ação *feedforward* e sem o acoplamento das componentes *d* e *q* da corrente

3.3 REFERÊNCIA DE CORRENTE E MPPT

Do controlador de corrente tem-se que as componentes do eixo *d* da tensão e corrente controlam a potência ativa fornecida à rede, enquanto as componentes do eixo *q* controlam a potência reativa fornecida, representadas por

$$P = v_d i_d \quad (77)$$

e

$$Q = -v_d i_q. \quad (78)$$

Para o inversor operar com fator de potência unitário, a valor de referência para a potência reativa é considerado zero ($Q = 0$), desta forma, a potência drenada nos terminais do barramento CC do inversor será a potência ativa definida em (77)

$$v_d i_d = \frac{1}{T_{rede}} \int_0^{T_{rede}} v_{CC} i_{CC} dt. \quad (79)$$

Como a tensão no capacitor encontra-se em paralelo com os painéis, a dinâmica de v_{CC} acompanhará as variações na tensão destes. Isto significa que para a frequência da rede, pode-se considerar que $v_{CC} = V_{CC}$. Por outro lado, a corrente drenada pelo inversor pode ser definida como a somatória da corrente proveniente dos painéis e a corrente entregue pelo capacitor do barramento, ou seja,

$$i_{CC} = I_{MPP} + i_c. \quad (80)$$

A componente I_{MPP} é uma corrente contínua e a componente i_c é uma componente CA. Deste modo, a expressão (79) passa a ser,

$$v_d i_d = V_{CC} I_{MPP}. \quad (81)$$

Por fim, tem-se que

$$i_d = \frac{V_{CC}}{v_d} I_{MPP}. \quad (82)$$

Deste modo observa-se que existe uma proporcionalidade entre a corrente i_d e a corrente fornecida pelos painéis I_{MPP} . A Figura 47 mostra o controle da tensão no capacitor, onde pode-se observar que o controle é realizado a partir de i_d .

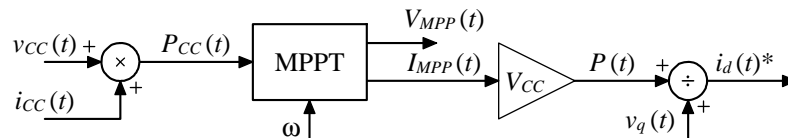


Figura 47 – Diagrama de blocos para referência de corrente de eixo direto i_d

4 PROJETO DOS INVERSORES STRING

O projeto dos inversores pode ser separado em projeto dos elementos do circuito de potência e o projeto dos parâmetros dos componentes de controle do inversor.

O projeto dos elementos do circuito de potência está relacionado com a seleção da tensão do barramento CC. Por meio do barramento CC pode-se definir os níveis de tensão e potência dos componentes semicondutores e da seleção do filtro de saída.

4.1 PROJETO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA

Para ilustrar a metodologia é projetado um inversor monofásico sem transformador e filtro de saída de primeira ordem. O inversor é alimentado por um arranjo fotovoltaico e está conectado à rede da concessionária (127 V, 60 Hz). Foi considerado o painel fotovoltaico KC200GT da empresa Kyocera. Através de um algoritmo utilizado no software MATLAB são obtidas as curvas da potência para diferentes condições de temperatura e irradiação solar [22]. Os parâmetros do módulo fotovoltaico para temperatura de 55°C e variação da irradiação, são mostrados na Tabela 3, onde todos os valores se referem ao ponto de máxima potência (mpp).

Tabela 3 – Parâmetros do painel fotovoltaico KC200GT para 55 °C

Irradiação [W/m ²]	Tensão [V _{<i>mpp</i>}]	Corrente [A _{<i>mpp</i>}]	Potência [W _{<i>mpp</i>}]
100	18,85	0,740	13,956
200	20,30	1,491	30,269
300	21,10	2,251	47,486
400	21,75	3,002	65,291
500	22,20	3,763	83,536
600	22,55	4,529	102,131
700	22,90	5,285	121,019
800	23,20	6,041	140,156
900	23,45	6,802	159,512
1000	23,65	7,571	179,061

4.1.1 Seleção da tensão do barramento CC

Em um braço do inversor assume-se que os interruptores operam complementarmente, contudo, na prática, por causa dos tempos de entrada em condução

(*turn-on*) e bloqueio (*turn-off*) associados a cada semiconductor, existe um atraso entre o instante de tempo em que um interruptor para de conduzir e a outro interruptor entra em condução. Este atraso é definido como tempo morto (*dead time*) (t_{Δ}) [41] [50]. O tempo morto gera uma diferença entre a tensão de saída ideal e a real (ΔV_o). Essa diferença de tensão é definida pela equação:

$$\Delta V_o = \pm \frac{2t_{\Delta} V_{CC}}{T_s}. \quad (83)$$

Adicionalmente, a tensão do barramento não é inteiramente aplicada à saída, devido à queda de tensão nos semicondutores em condução. Essa diferença de tensão é dada por $V_{\Delta S}$, que representa a queda de tensão total em todos os semicondutores que encontram-se em condução nas etapas nas quais a tensão da fonte é aplicada à carga. Uma vez que a tensão de saída do inversor deve ser igual à tensão de rede (v_{rede}), ambos os aspectos devem ser levados em consideração. Portanto, a tensão do barramento (V_{CC}) pode ser determinada pela equação:

$$V_{CC(\min)} = \frac{v_{rede}}{m_a} + \frac{2t_{\Delta} V_{CC}}{T_s} + V_{\Delta S}, \quad (84)$$

onde t_{Δ} e $V_{\Delta S}$ são estimados a partir de valores típicos encontrados nos *datasheets* específicos dos componentes semicondutores.

4.1.2 Faixa de Operação de Potência do *String* com Variação de Irradiação e Temperatura.

A tensão do arranjo fotovoltaico varia em valores discretos de acordo com o número de módulos associados. Portanto, o valor efetivo de V_{CC} é dado por

$$V_{CC} = N_{\text{mod}} V_{PV(\max)}, \quad (85)$$

sendo o número de módulos (N_{mod}) determinado por

$$N_{\text{mod}} = \frac{V_{CC(\min)}}{V_{PV(\min)}}, \quad (86)$$

onde N_{mod} é um número inteiro, $V_{CC(\min)}$ é o valor mínimo de tensão necessária para o funcionamento do inversor e $V_{PV(\min)}$ é o valor mínimo da tensão fornecida por um único painel fotovoltaico.

Desta forma, a máxima potência do arranjo fotovoltaico é dada por:

$$P_{PV} = N_{\text{mod}} V_{PV(\max)} I_{PV(\max)}. \quad (87)$$

O modo em que os painéis são montados ou integrados nas construções, tem efeito na sua temperatura de operação e potência. A Figura 48 mostra três condições de ventilação

para os painéis, sendo que, quanto menor a ventilação, maior a elevação de temperatura, e, consequentemente, será menor a sua capacidade de geração de energia.

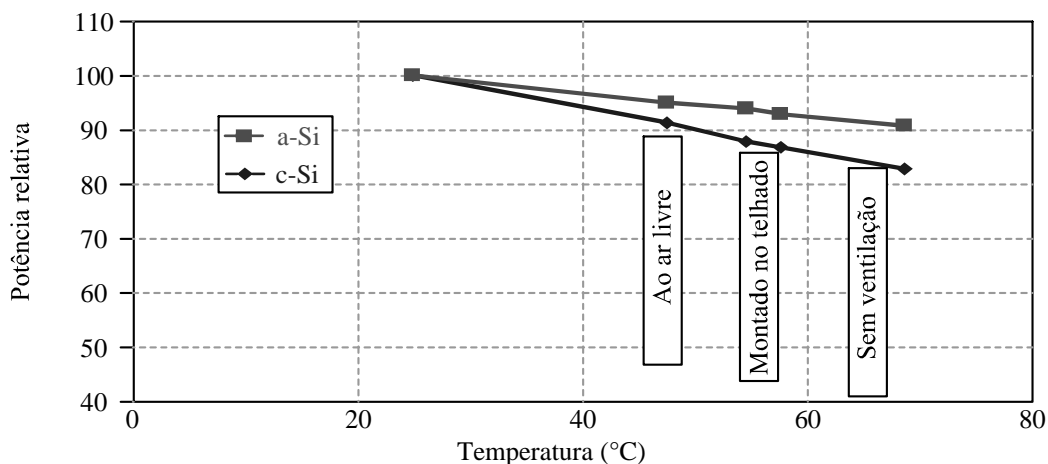


Figura 48 – Elevação de temperatura nas células fotovoltaicas.
Fonte: Adaptado de [51]

Observa-se também, que a célula fotovoltaica produzida com silício amorfo (a-Si) possui menor redução da sua potência relativa em comparação com as células fabricadas com silício cristalino (c-Si).

Como visto na seção 1.3.3, a potência de um painel fotovoltaico está diretamente ligada à variação de temperatura e irradiação solar. Dessa forma, a potência de entrada do inversor não é constante.

A fim de se determinar a quantidade de painéis necessária para o funcionamento do inversor, são traçadas as curvas para os valores máximo e mínimo de irradiação solar. A Figura 49 apresenta as curvas de potência do painel KC200GT para 55°C (montagem em telhado) com irradiações de 100 e 1000 W/m².

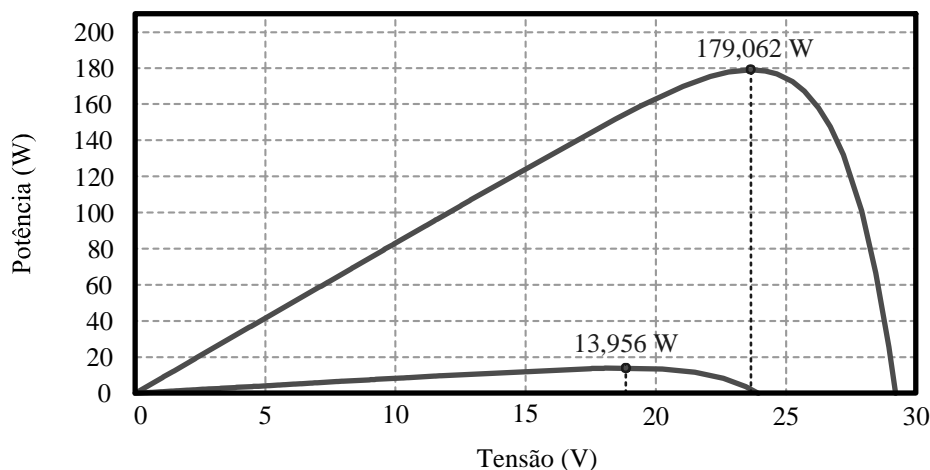


Figura 49 – Curvas de potência do painel KC200Gt para 55°C

Na Figura 49 estão representados os dois pontos de máxima potência de interesse para este exemplo. Quando a irradiação apresenta o valor de 100 W/m^2 , a tensão nos terminais do painel é de 18,85 Volts, e a potência é de 13,956 Watts. Para a irradiação de 1000 W/m^2 , a potência é de 179,062 W, e a tensão é de 23,65 V.

A partir das equações (83) e (84) é determinada o valor de tensão mínima de entrada do inversor. Foi considerada a tensão da rede (v_{rede}) de 127 V, a frequência de operação do inversor (f_s) de 10 kHz, e o índice de modulação (m_a) igual a 1,0. O tempo morto (t_{Δ}) e a queda de tensão durante a condução ($V_{\Delta S}$) foram considerados como 300 ns e 2 V (deve-se multiplicar esse valor pela quantidade de interruptores que estão em condução, que no caso do H6 e suas variações com diodos adicionais, são quatro IGBTs).

Sendo assim, o valor mínimo da tensão do barramento CC para o correto funcionamento do inversor é de 187,611 V.

Com o valor mínimo de tensão no barramento CC é calculada a quantidade de painéis necessários ao arranjo, através da utilização da equação (86). Sendo o valor de $V_{CC(\min)}$ igual a 187,611 V e $V_{PV(\min)}$ de 18,85 V, se obtém 9,953, ou seja, 10 painéis fotovoltaicos.

O projeto do inversor deve considerar alguns limites da variação da tensão do barramento CC para sua correta operação. A Figura 50 apresenta as curvas $V \times P$ para irradiação mínima (de 100 W/m^2) e máxima (de 1000 W/m^2) de todo o arranjo fotovoltaico.

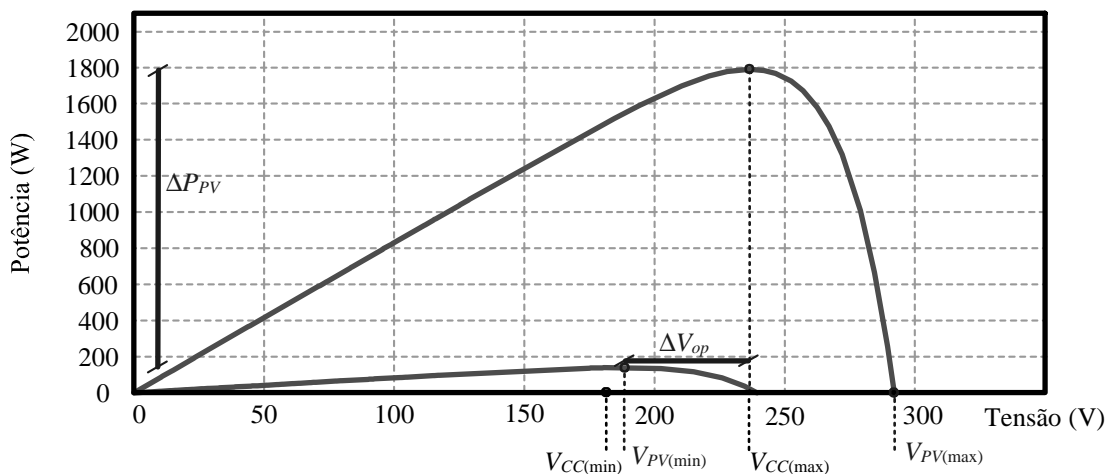


Figura 50 – Curvas de potência do arranjo fotovoltaico

O valor mínimo da tensão necessária ao inversor ($V_{CC(\min)}$) é de 187,611 V. Com a utilização de dez painéis no arranjo fotovoltaico, a tensão mínima ($V_{PV(\min)}$) é de 188,5 V e uma potência de 139,556 W. A potência máxima da geração fotovoltaica é de 1790,619 W, com o valor de tensão de 236,5 V. Entretanto, quando o inversor não estiver em funcionamento, a

tensão de circuito aberto é que será aplicada ao inversor. Desta forma, a tensão máxima (V_{PVmax}) que deverá ser suportada pelo capacitor de entrada é de 292 Volts.

Por fim, a variação da potência fotovoltaica (ΔP_{PV}) indica que o inversor irá trabalhar com potência entre 139,556 e 1790,612 Watts, e com a variação da tensão de operação (ΔV_{op}) de 188,5 a 236,5 Volts.

4.1.3 Seleção do inversor

A fim de se obter um grande nível de confiabilidade, normalmente os semicondutores são dimensionados para uma sobrecarga de 60% [28].

Tem-se:

- Corrente CC máxima = $1790,612 \text{ W} / 236,5 \text{ V} = 7,571 \text{ A}$
- Corrente CA máxima (nominal) = $1790,612 \text{ W} / 127 \text{ V} = 14,099 \text{ A}$

Com a utilização do percentual de 60% de sobrecarga na corrente CA:

- Corrente CA máxima (projeto) = 22,559 A

4.1.4 Cálculo do Valor das Correntes Eficazes

A fim de determinar o valor da corrente em cada semicondutor é necessário conhecer as formas de onda e seus valores eficazes. Figura 51 mostra as possíveis formas de onda da corrente através dos semicondutores para todas as topologias apresentadas.

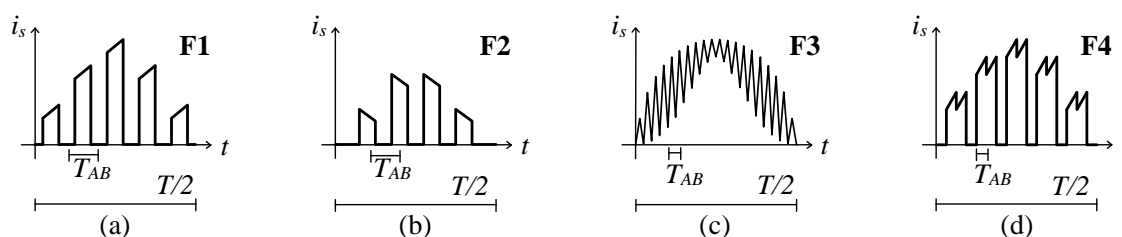


Figura 51 – Formas de onda da corrente para os interruptores dos inversores, (a) modulada, (b) etapa roda livre, (c) corrente de saída com ondulação, (d) modulada com ondulação.

São quatro possíveis formas de onda da corrente, que na Tabela 4 são associadas aos interruptores para cada topologia de acordo com o semiciclo correspondente. A atribuição das formas de onda foi realizada de acordo com as estratégias de modulação dos inversores, apresentadas na Seção 2.1.

Tabela 4 – Formas de onda da corrente em cada semiconductor para os semiciclos positivo e negativo

	S1		S2		S3		S4		S5		S6		D1	
	Pos.	Neg.	Pos.	Neg.	Pos.	Neg.	Pos.	Neg.	Pos.	Neg.	Pos.	Neg.	Pos.	Neg.
Ponte completa (bipolar)	F1	F1	F1	F1	F1	F1	F1	F1						
Ponte completa (unipolar)	F4	F4	F4	F4	F4	F4	F4	F4						
HERIC	F1	-	-	F1	-	F1	F1	-	F2	F2	F2	F2		
H5	F3	F2	-	F1	F2	F3	F1	-	F1	F1				
H6 ($f_{AB} = f_{sw}$)	F3	F2	F2	F3	F2	F3	F3	F2	F1	F1	F1	F1		
H6 ($f_{AB} = 2f_{sw}$)	F4	F2	F2	F4	F2	F4	F4	F2	F1	F1	F1	F1		
H6D1	F3	-	-	F3	-	F3	F3	-	F1	F1	F1	F1	F2	F2

O valor eficaz de qualquer forma de onda pode ser encontrado pela equação

$$I_{RMS} = \sqrt{\sum_{k=1}^X \delta_{(k)}^2 u_{(k)}^2}, \quad (88)$$

onde a função é seccionada em diversas parcelas que são avaliadas separadamente, contribuindo para o cálculo do valor eficaz através de sua razão cíclica (δ) e sua amplitude efetiva (u) [50].

A razão cíclica (δ) é definida como a razão entre o intervalo na qual esta parcela da função é positiva e o período, assim:

$$\delta_{(k)} = m_a \sin(\theta_{(k)}) \frac{T_s}{T}. \quad (89)$$

A contribuição da amplitude efetiva (u) de cada segmento k nas formas de onda de corrente nos semicondutores é dada por

$$u_{(k)} = I_{med(k)}^2 + \left(\frac{\Delta I_{(k)}^2}{12} \right), \quad (90)$$

onde

$$I_{med(k)} = I_{PV(max)} \text{sen}(\theta_{(k)}) \quad (91)$$

e

$$\Delta I_{(k)} = \frac{V_{CC} T_s}{2L} \left(1 - m_a \text{sen}(\theta_{(k)}) \right) m_a \text{sen}(\theta_{(k)}). \quad (92)$$

4.1.4.1 Forma de onda 1 (F1)

A Figura 51(a) mostra a forma de onda da corrente modulada para uma alta frequência de comutação. O valor eficaz é calculado com a substituição das equações (89) e

(90) na equação (88), com a operação em meio ciclo ($X = m_f/2$), portanto:

$$I_{F1} = \sqrt{\sum_{k=1}^{m_f/2} m_a \sin(\theta_{(k)}) \frac{T_s}{T} \cdot I_{med(k)}^2 + \left(\frac{\Delta I_{(k)}^2}{12}\right)}. \quad (93)$$

Com a utilização de um algoritmo desenvolvido no software MATLAB é possível se determinar o valor de todas as correntes eficazes, a começar pela F1.

Para a realização do cálculo é considerada a corrente CA máxima do projeto. Desta forma é encontrado o valor da corrente eficaz para a forma de onda F1 de 12,705 A.

4.1.4.2 Forma de onda 2 (F2)

A Figura 51(b) mostra uma forma de onda durante a etapa inativa do PWM (etapa roda livre). Neste caso, a condução é complementar a F1. Para encontrar o valor eficaz é necessário subtrair F1 da forma de onda 3 (F3) que representa a corrente de saída do inversor (apresentada na próxima secção), ou seja:

$$I_{F2} = \sqrt{\sum_{k=1}^{m_f/2} \left(\frac{T_s}{T} \cdot I_{med(k)}^2 + \left(\frac{\Delta I_{(k)}^2}{12}\right) \right) - \left(m_a \sin(\theta_{(k)}) \frac{T_s}{T} \cdot I_{med(k)}^2 + \left(\frac{\Delta I_{(k)}^2}{12}\right) \right)}. \quad (94)$$

Novamente, com a utilização do algoritmo no MATLAB, é calculado o valor da corrente eficaz, que para a forma de onda F2 possui o valor de 9,433 A.

4.1.4.3 Forma de onda 3 (F3)

A Figura 51 (c) mostra uma forma de onda senoidal com ondulação, que representa a forma de onda da corrente de saída do inversor. O valor eficaz é calculado substituindo as equações (95) e (90) em (88), com $X = m_f/2$. Onde a razão cíclica (δ) é dada por

$$\delta_{(k)} = \delta = \frac{T_s}{T}. \quad (95)$$

Desta forma:

$$I_{F3} = \sqrt{\sum_{k=1}^{m_f/2} \frac{T_s}{T} I_{med(k)}^2 + \left(\frac{\Delta I_{(k)}^2}{12}\right)}, \quad (96)$$

onde o valor obtido foi de 15,824 A.

4.1.4.4 Forma de onda 4 (F4)

A Figura 51(c) representa a forma de onda da corrente quando a estratégia de modulação permite que seja dobrada a frequência f_{AB} , como na modulação unipolar. Portanto, $T_{AB} = T_s/2$. Assim, para $t < T_s/2$, a forma de onda é diferente de $t > T_s/2$. O resultado é uma forma de onda que altera entre as formas F1 e F3, com o valor eficaz obtido pela equação:

$$I_{F4} = \sqrt{\sum_{k=1}^{m_f/2} \left(m_a \sin(\theta_{(2k-1)}) \frac{T_s}{2T} \cdot I_{med(2k-1)}^2 + \left(\frac{\Delta I_{(2k-1)}^2}{12} \right) + \left(\frac{T_s}{2T} \cdot I_{med(2k)}^2 + \left(\frac{\Delta I_{(2k)}^2}{12} \right) \right) \right)} \quad (97)$$

Para essa forma de onda, o valor obtido foi 14,397 A.

4.1.5 Seleção do Filtro de Saída

De acordo com a seção 2.2, e com o valor da frequência de chaveamento do inversor escolhido de 10 kHz, pode ser determinada a indutância do filtro de saída. Seu valor depende da topologia e da tecnologia dos dispositivos semicondutores utilizados. A topologia indica a quantidade de níveis na tensão de saída e a frequência nos pontos AB do inversor (indicados na Figura 12).

A Figura 52 mostra o valor da indutância do filtro de saída necessária, de acordo com a variação da irradiação solar. A modulação bipolar que apresenta dois níveis de saída ($+V_{DC}$ e $-V_{DC}$), necessita maiores valores de indutância como pode ser observado no gráfico. Com a utilização de estratégias que apresentem três níveis na tensão de saída, há uma redução no valor da indutância. Os menores valores de indutância são encontrados quando $f_{AB} = 2f_s$.

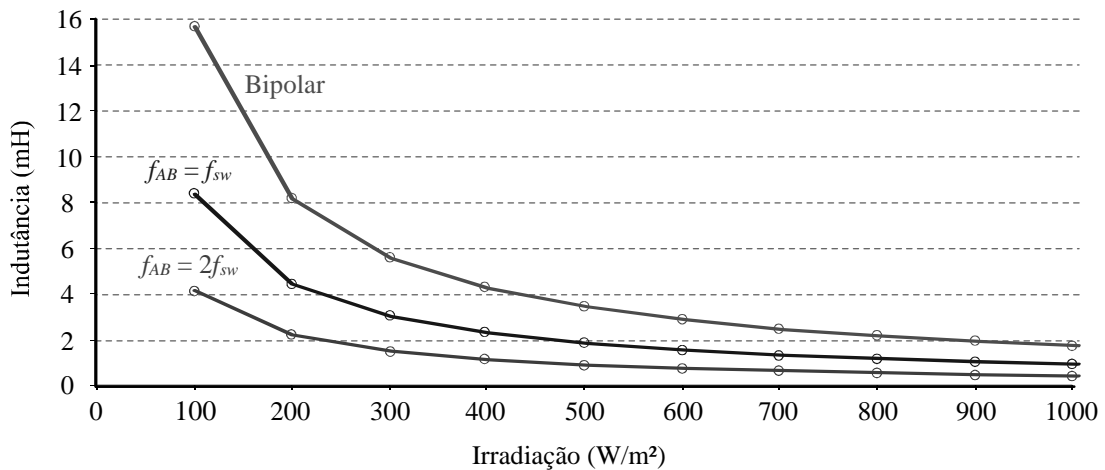


Figura 52 – Valores do filtro indutivo com a variação da irradiação

O valor do filtro indutivo deve ser escolhido para o funcionamento do inversor no pior caso de operação, ou seja, quando a irradiação solar é de 100 W/m². A topologia ponte completa com modulação bipolar (representada pelo traço superior na figura anterior) necessita o maior indutor, com o valor de 15,682 mH. Já as topologias ponte completa, H6 e suas variações, com a utilização da modulação unipolar (traço inferior da figura, onde a frequência f_{AB} é o dobro da frequência de modulação), necessitam de um indutor de 4,189 mH. As demais topologias (HERIC, H5, H6 e variações com diodos) necessitam de um indutor de 8,379 mH para o correto funcionamento com irradiação de 100 W/m².

4.2 PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE

A Figura 53 apresenta um diagrama mostrando as variáveis analisadas pelos controles da tensão de entrada e da corrente de saída (injetada).

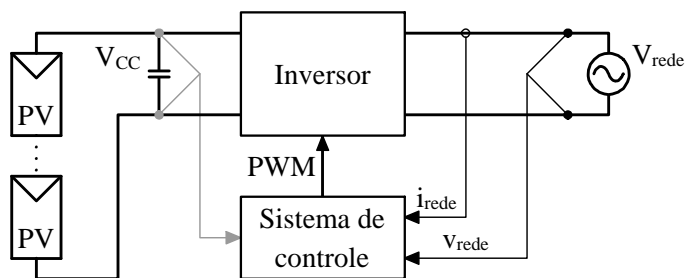


Figura 53 – Diagrama do inversor conectado à rede

No entanto, este trabalho não analisou algoritmos de MPPT e o controle da tensão de entrada do inversor, foi considerada a operação do inversor sempre no ponto de máxima potência. O diagrama do sistema de controle com a utilização da malha de controle da corrente é apresentado na Figura 54.

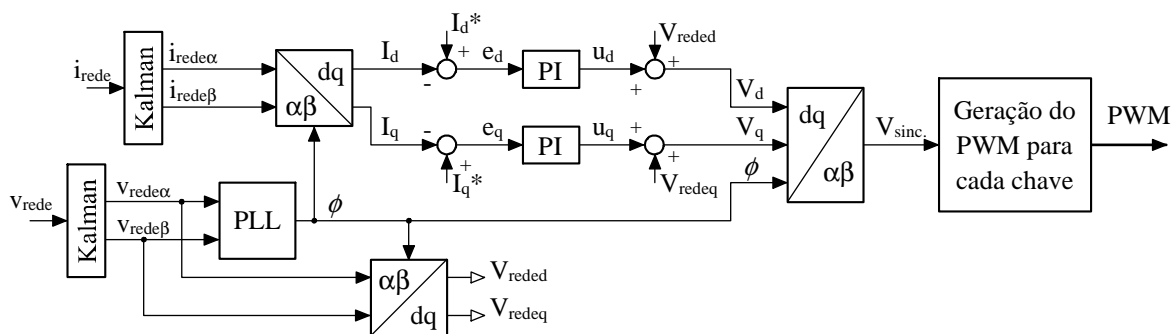


Figura 54 – Diagrama do sistema de controle completo

Os sinais de corrente (i_{rede}) e tensão da rede (v_{rede}) são a entrada dos dois filtros de Kalman utilizados (descrito na seção 2.4). Observa-se na Figura 55 uma simulação realizada no software PSIM, onde estão representados o sinal de entrada ruidoso (proveniente do sensor de tensão ou corrente) e os sinais em fase e quadratura (sem ruído) gerados pelo filtro.

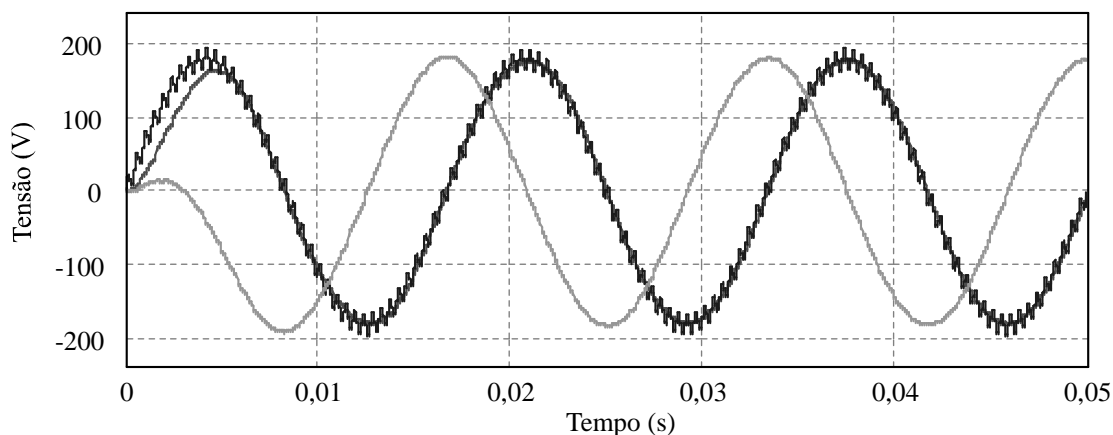


Figura 55 – Sinal de entrada e sinais de saída do filtro de Kalman

Da mesma forma como descrito na seção 2.4, os sinais em fase e em quadratura obtidos no filtro de Kalman são utilizados para encontrar o ângulo ϕ , e dessa forma garantir que a tensão gerada pelo controlador esteja em sincronismo com a tensão da rede. Os sinais $\sin(\phi)$ e $\cos(\phi)$ são mostrados na Figura 56.

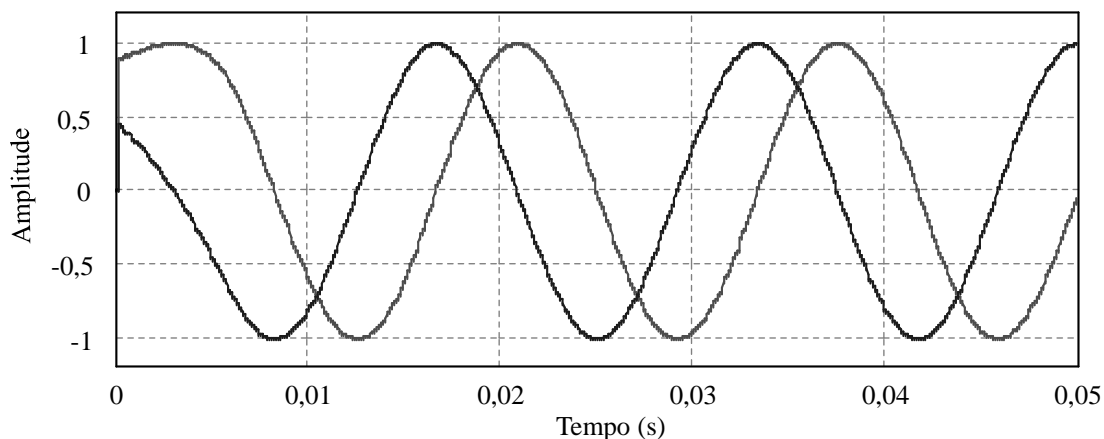


Figura 56 – Sinais de seno e cosseno da tensão da rede

4.2.1 Projeto do Controlador de Corrente

Para o controle da corrente injetada, os valores I_d e I_q são comparados com os valores de referência I_d^* e I_q^* . Quando se deseja trabalhar com fator de potência unitário o valor de I_q^* deve ser definido como zero, já o valor de I_d^* representa o valor máximo de corrente

fornecida pelo arranjo fotovoltaico. A comparação entre os valores medidos e os valores de referência gera um erro que será tratado pelo compensador Proporcional Integral (PI).

De acordo com a Seção 3.2 são determinados os ganhos do PI. Foram considerados o filtro indutivo (L) de 8,379 mH de acordo com a Figura 52 (para irradiação de 100 W/m²), a frequência de corte do filtro (f_c) de 90 Hz (superior a frequência de 60 Hz da rede), e o fator de amortecimento (ξ) igual a 2.

Utilizando as equações da seção 3.2, de

$$k_p = \frac{2\xi\omega_c L}{\sqrt{2\xi^2 + 1} + \sqrt{(1 + 2\xi^2)^2 + 1}} \quad \text{e} \quad k_i = \left(\frac{\omega_c}{\sqrt{2\xi^2 + 1} + \sqrt{(1 + 2\xi^2)^2 + 1}} \right)^2 L$$

foram obtidos os ganhos de 2,965 (para k_p) e de 98,631 (para k_i).

A Figura 57 mostra a resposta do controle de corrente frente a uma variação de potência. Inicialmente, a irradiação solar é de 1000 W/m², no instante 0,3 s por algum motivo (por exemplo, a passagem de nuvens), a irradiação diminui para 500 W/m². Em seguida, no instante 0,4 s, a irradiação retoma o valor de 1000 W/m².

Pode ser observado na Figura 57(a) a corrente senoidal injetada na rede, e o degrau do valor da corrente de referência (I_d^*), fornecida pelo arranjo fotovoltaico.

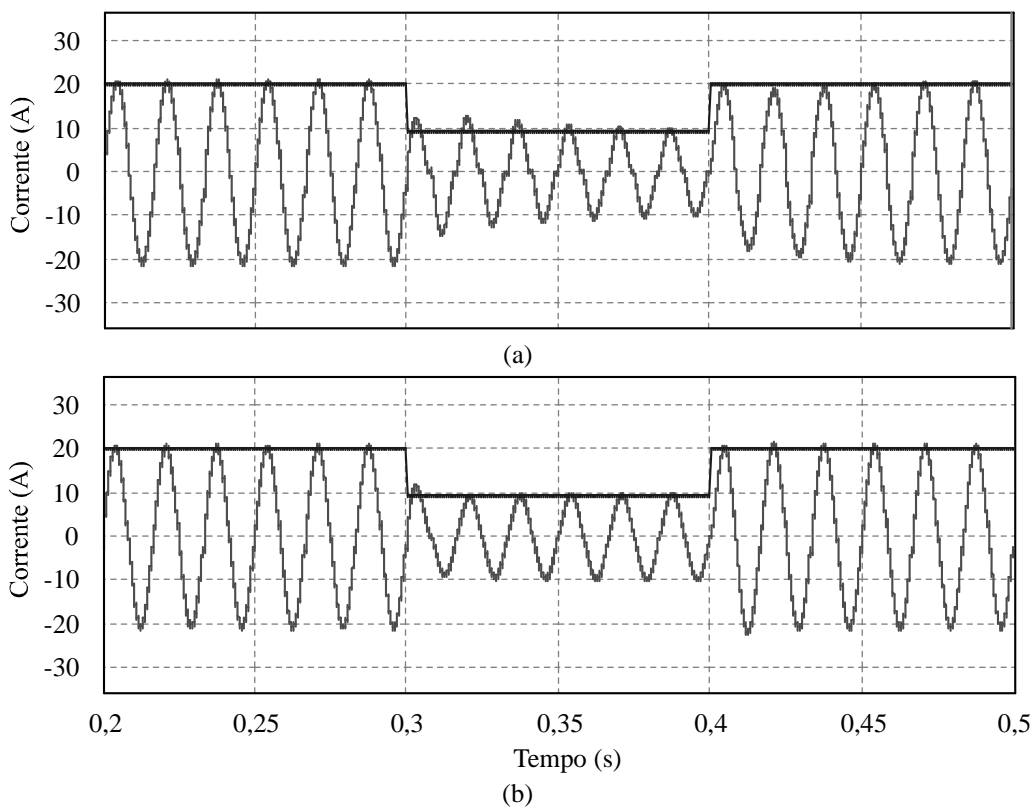


Figura 57 – Resposta do controle de corrente para variação de irradiação (a) sem *feedforward* e (b) com *feedforward*

Na Figura 57(b) é observado novamente o degrau de variação da corrente I_d^* , e a atuação do controle na corrente I_d , que representa a corrente de saída do inversor em eixos dq . O tempo de estabilização foi aproximadamente de 76,92 ms, ou, quatro ciclos e meio referentes ao período da tensão da rede.

A Figura 58 mostra a resposta do controle de corrente para uma variação de 10% no valor da tensão da rede. Inicialmente a rede da concessionária apresenta o valor de 127 V, onde $V_{rede(d)}$ indica o valor de pico. No instante 0,3 s ocorre uma redução da tensão da rede em 10%, assim, v_{rede} assume o valor de 114,3 V. Observa-se um *overshoot* na corrente injetada de 26,831%, e um tempo de estabilização em torno de 83 ms, levando em conta que foram necessários 5 ciclos da rede para se atingir a estabilidade.

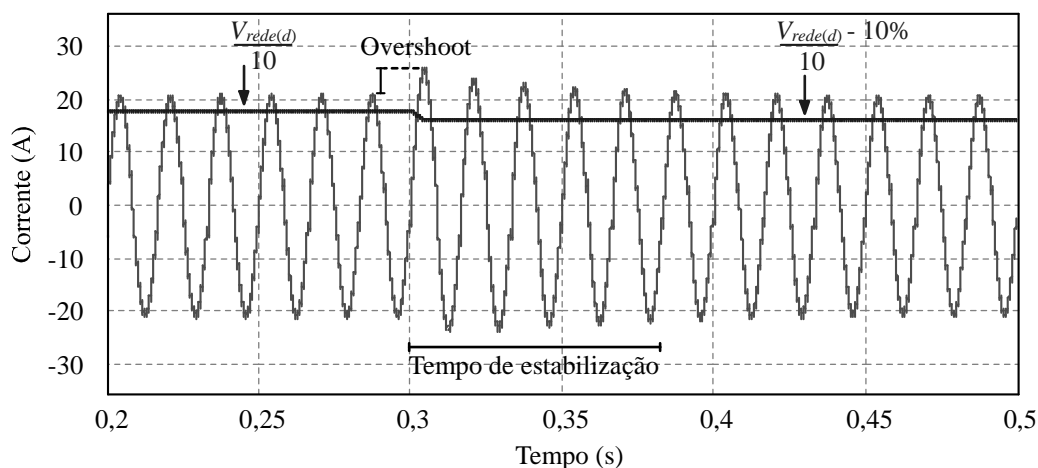


Figura 58 – Resposta do controle de corrente para variação da tensão da rede

4.2.2 Ação de Controle *Feedforward*

A ação de controle fornecida pelos compensadores pode ser somada com os valores de $V_{rede(d)}$ e $V_{rede(q)}$, como mostra a Figura 54. Nesse caso, como os valores de V_d e V_q acompanham a referência da rede, a resposta torna-se um pouco mais rápida.

A Figura 59(a) mostra a corrente injetada na rede, bem como o degrau da corrente I_d^* devido à variação da irradiação solar de 1000 para 500 W/m² no instante 0,3, e retomando seus 1000 W/m² no instante 0,4.

Na Figura 59(b) pode ser observada a redução do tempo de estabilização em relação ao controlador sem *feedforward*. O tempo é aproximadamente 48,12 ms, o que indica menos de quatro ciclos do período da rede de 60 Hz.

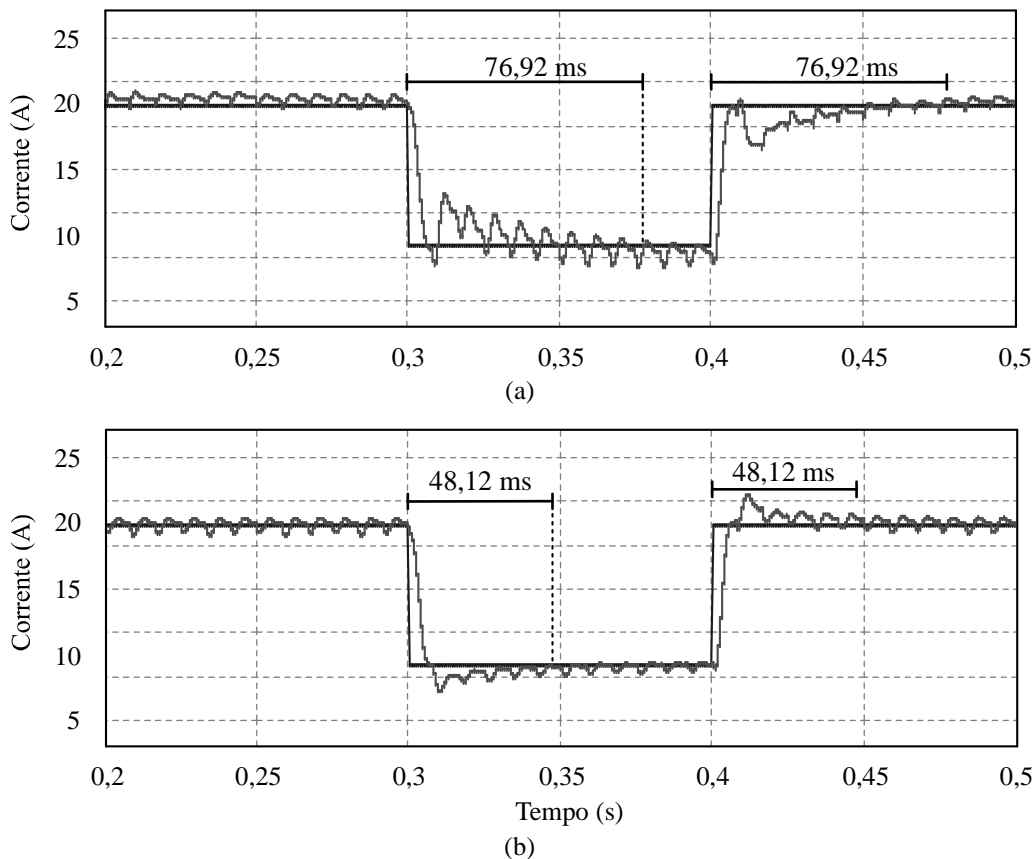


Figura 59 – Resposta do controle para variação de irradiação (a) sem *feedforward* (b) com *feedforward*

Quando é considerada a variação da tensão da rede, o controle com *feedforward* apresenta resultados muito mais expressivos. A Figura 60 mostra a queda de 10% no valor da tensão da rede onde o inversor está conectado. É observada pouca diferença na forma da corrente injetada, pois o *overshoot* e o tempo de estabilização apresentam valores pequenos, sendo nessa simulação o *overshoot* de 4,889%, e a estabilização do sinal em apenas meio ciclo da rede.

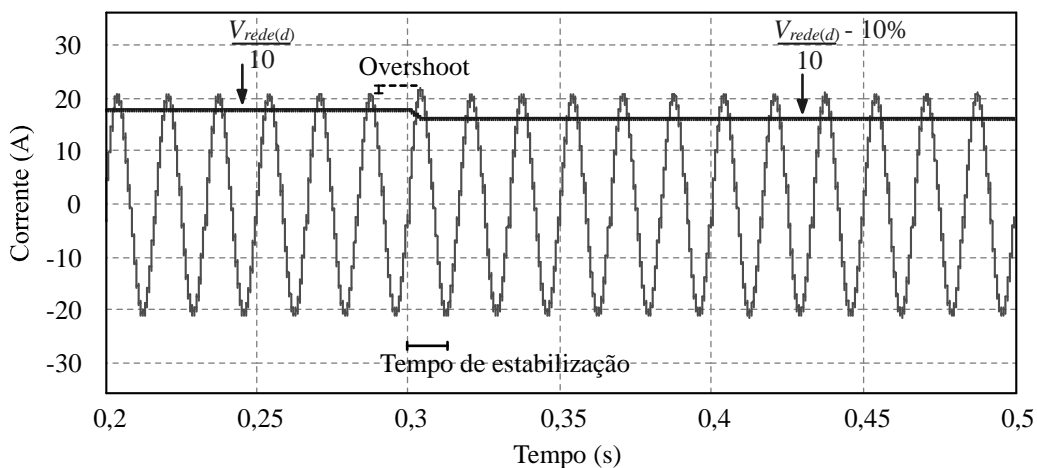


Figura 60 – Resposta do controle de corrente com *feedforward* para variação da tensão da rede

Através de simulações realizadas no software PSIM, foram obtidos os valores de *overshoot* e tempo de estabilização para as duas condições apresentadas anteriormente, isto é, a variação da tensão da rede e a variação da irradiação solar.

A Tabela 5 apresenta os valores de *overshoot* e tempo de estabilização considerando uma redução de 10% da tensão da rede, para dez valores de potência do inversor, ou seja, dez valores de irradiação.

Pode-se observar como a ação de controle *feedforward* melhora a resposta do sistema, deixando-o mais rápido e diminuindo o *overshoot*.

Tabela 5 – *Overshoot* e estabilização da corrente injetada, para variação da tensão da rede

Irradiação [W/m ²]	<i>Overshoot</i> (%)	Tempo (ms)	<i>Overshoot</i> (%)*	Tempo (ms)*
1000	26,83	85,00	4,88	8,50
900	29,89	83,33	7,19	8,71
800	33,78	105,01	8,87	9,53
700	38,89	110,50	10,06	9,96
600	45,59	115,45	12,79	20,33
500	55,93	122,03	14,01	29,58
400	70,69	129,55	18,63	33,90
300	96,12	133,41	26,39	44,38
200	144,97	137,16	38,87	48,05
100	283,70	140,50	65,82	51,33

* com *feedforward*

A Tabela 6 apresenta os valores de *overshoot* e tempo de estabilização considerando um distúrbio onde ocorre a redução de 50% do valor da corrente (I_d^*) fornecida pelo arranjo fotovoltaico, com a operação do inversor em diferentes valores de potência.

Tabela 6 – *Overshoot* e estabilização da corrente injetada, para variação da corrente de entrada

Irradiação [W/m ²]	<i>Overshoot</i> (%)	Tempo (ms)	<i>Overshoot</i> (%)*	Tempo (ms)*
1000	21,25	103,33	10,18	66,67
900	21,50	106,64	10,03	68,33
800	21,21	110,02	9,64	71,83
700	20,87	113,83	10,55	73,34
600	20,25	116,70	9,39	80,83
500	20,53	120,00	9,36	83,53
400	20,68	120,83	9,06	93,33
300	20,66	123,01	9,01	99,78
200	20,29	123,33	9,90	101,60
100	20,86	125,00	10,08	102,51

* com *feedforward*

5 RESULTADOS COMPARATIVOS

Esse capítulo trata da comparação entre algumas das principais topologias de inversores *string* monofásicos sem transformador citadas na revisão bibliográfica do trabalho. Os principais problemas que ocorrem neste tipo de inversores monofásicos sem transformador conectados à rede elétrica são abordados e uma análise comparativa é conduzida.

5.1 INFLUÊNCIA DAS CAPACITÂNCIAS PARASITAS

Como visto no Capítulo 2, existem capacitâncias parasitas no painel fotovoltaico que, dependendo da estratégia de comando, podem causar a circulação de uma corrente de fuga através do inversor. A Figura 61 apresenta um inversor com a topologia Ponte Completa, onde pode ser observado as capacitâncias parasitas representadas por C_p , e a resistência entre a rede e o terra representada por R_t .

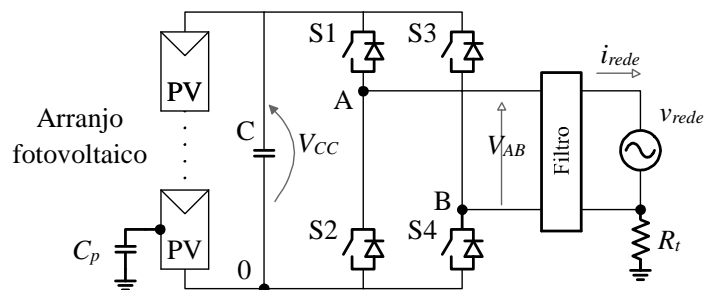


Figura 61 – Inversor ponte completa com C_p e R_t

Para a realização das simulações, os parâmetros considerados para o inversor foram: tensão no ponto de conexão com a concessionária de 127 V; capacitância parasita e resistência para o terra de 200 nF e 2 Ω respectivamente [52]; potência do inversor de acordo com a variação da irradiação solar apresentada na Tabela 1; o filtro indutivo nas simulações possui o mesmo valor do filtro utilizado pelo protótipo, isso é, 5,569 mH com resistência série de 85,6 m Ω ; em todos os interruptores foi considerada a queda de tensão típica durante a operação, indicada no *datasheet* do componente, que no caso dos IGBTs utilizados no protótipo, é de 1,73 V; a frequência de operação do inversor e a frequência de amostragem utilizada pelo controle foram definidas como 10 kHz;

Num primeiro momento o inversor opera com PWM bipolar, potência máxima (referente à irradiação de 1000 W/m²) e serão considerados três valores para a capacitância parasita. O gráfico da corrente de fuga pelo resistor R_t é apresentado na Figura 62, onde em (a) é utilizada uma capacitância parasita de 10 nF, e i_{fuga} apresenta o valor de 3,274 mA; em (b) a capacitância possui 100 nF, e i_{fuga} vale 21,853 mA; por fim, em (c) o valor eficaz da corrente de fuga é 85,198 mA, sendo a capacitância parasita de 200 nF [52].

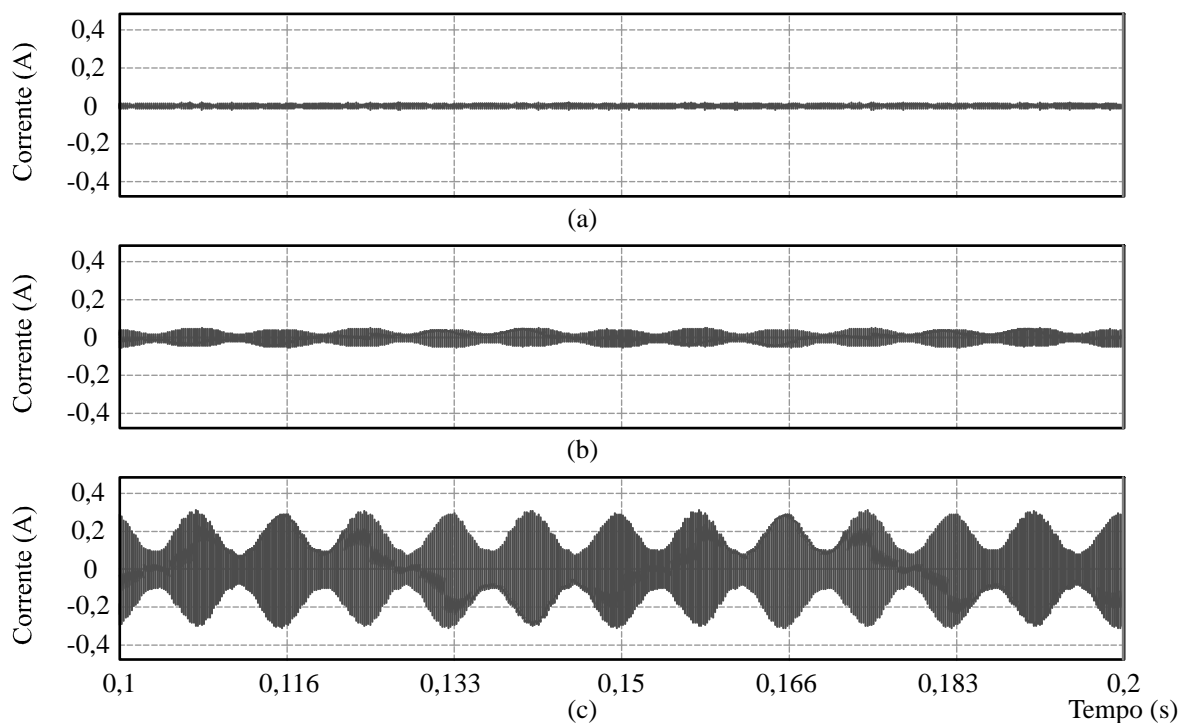


Figura 62 – Corrente de fuga com modulação bipolar, para (a) 10 nF, (b) 100 nF e (c) 200 nF

Em seguida foram realizadas simulações com o inversor da Figura 62 utilizando PWM unipolar. A Tabela 7 apresenta uma comparação que exemplifica a grande diferença encontrada na corrente de fuga entre as modulações bipolar e unipolar. Foi considerada a operação na potência máxima do inversor (irradiação de 1000 W/m²), com os valores da capacitância parasita de 10, 100 e 200 nF, referentes as formas de onda da Figura 62. A tabela apresenta o percentual da corrente de fuga (i_{fuga}) em relação à corrente injetada na rede (i_{rede}), e também a THD da corrente injetada.

Tabela 7 – Comparação entre bipolar e unipolar para irradiação de 1000 W/m²

C_p [nF]	Ponte completa com PWM bipolar				Ponte completa com PWM unipolar			
	i_{rede} [A]	i_{fuga} [mA]	%i	THD	i_{rede} [A]	i_{fuga} [mA]	%i	THD
10	14,015	6,386	0,05	3,558	13,975	147,196	1,05	1,91
100	14,018	21,816	0,16	3,612	14,008	1040,981	7,42	7,22
200	14,015	89,003	0,64	3,880	14,114	6360,545	44,02	24,88

Observa-se na Tabela 7, que quando é considerada uma capacitância parasita de valor pequeno (10 nF), o PWM unipolar apresenta uma THD de apenas 1,91 %, as formas de onda da corrente injetada e da corrente de fuga são mostradas na Figura 63.

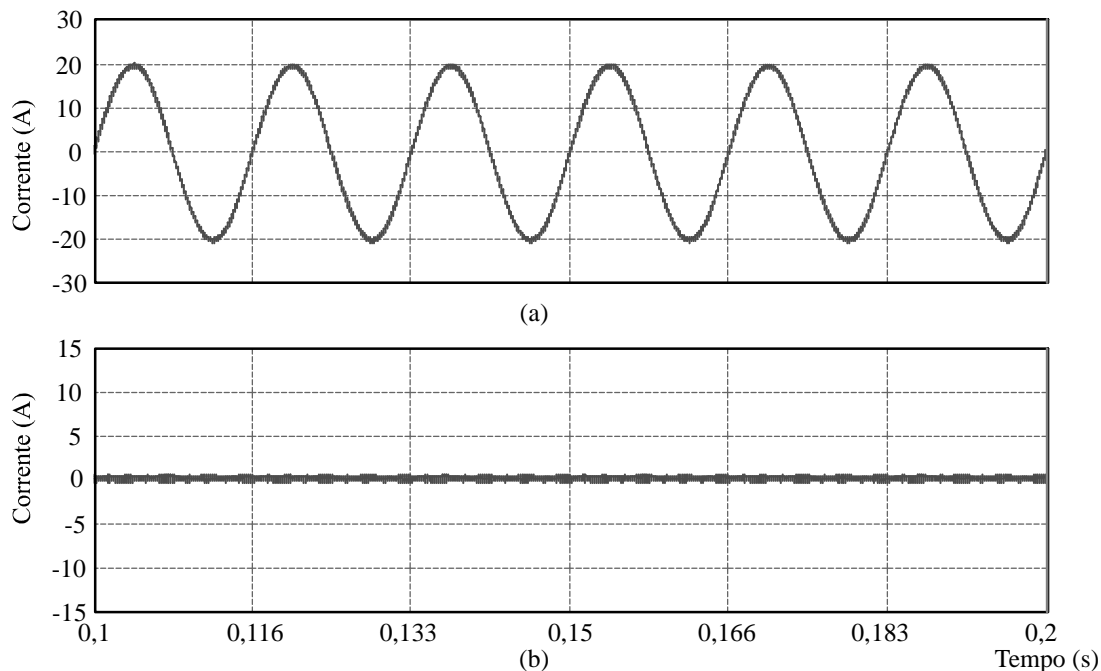


Figura 63 – Ponte Completa com PWM unipolar e $C_p = 10$ nF, (a) corrente injetada, (b) corrente de fuga

Por outro lado, quando a capacitância parasita possui um valor maior (200 nF), a corrente de fuga atinge o valor de 6,36 A, com uma THD de 24,88 %. Na Figura 64 observa-se o efeito do aumento da corrente de fuga sob a corrente injetada. Nas Figura 63 e Figura 64 foram utilizadas as mesmas escalas para a visualização das diferenças entre as correntes.

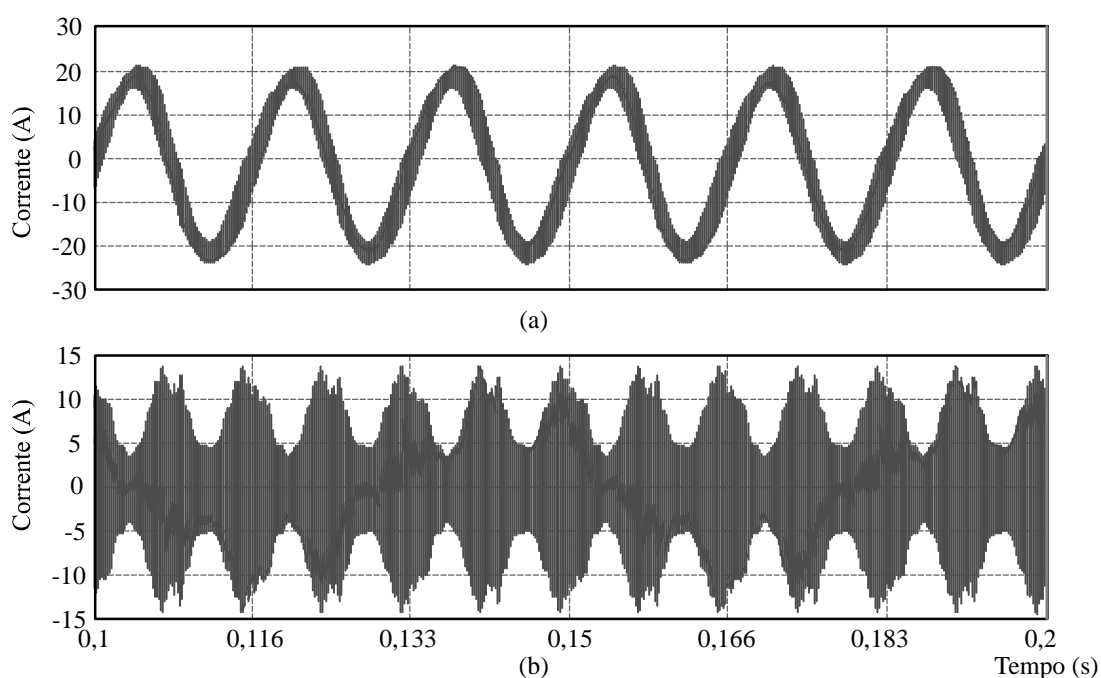


Figura 64 – Ponte Completa com PWM unipolar e $C_p = 200$ nF, (a) corrente injetada, (b) corrente de fuga

A seguir serão apresentadas as formas de onda para cinco topologias, sendo que em uma delas são aplicadas duas estratégias de modulação: topologia ponte completa com PWM bipolar; topologia HERIC; topologia H5; topologia H6; topologia H6D2 e H6D2 com PWM unipolar.

A Figura 65 apresenta as formas de onda para o inversor ponte completa operando com PWM bipolar. No gráfico (a) é mostrada a tensão de modo comum em comparação com a tensão da rede, observa-se que a tensão de modo comum mantém-se em um valor constante (equivalente a $V_{CC}/2$). No gráfico (b) é mostrada a corrente injetada na rede referente à irradiação de 1000 W/m², que apresenta uma THD de 3,88 %. No gráfico (c) pode ser observada a corrente de fuga que circula pelo sistema.

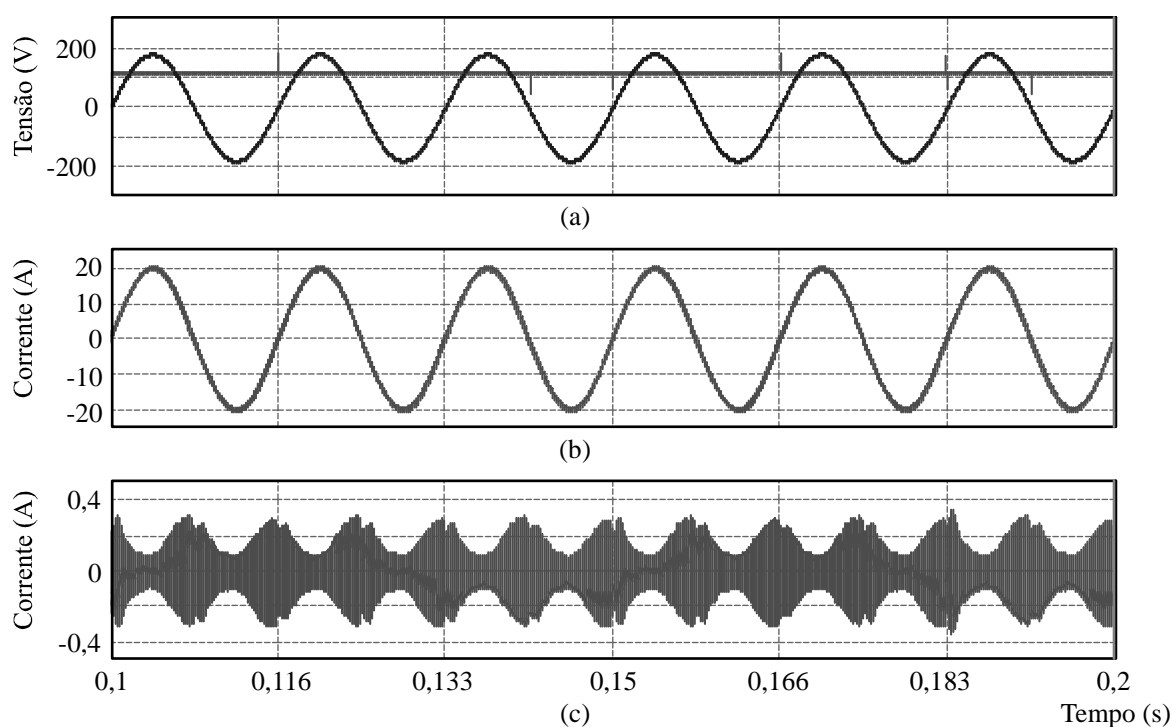


Figura 65 – Ponte completa com PWM bipolar, (a) tensão da rede e V_{cm} , (b) corrente injetada, (c) corrente de fuga

Como já mencionado no Capítulo 2, a ponte completa com PWM bipolar mantém a tensão de modo comum constante, e mantém a corrente de fuga em um valor reduzido, porém, a tensão V_{AB} (que representa a tensão de saída antes do filtro) mostrada na Figura 66, apresenta apenas 2 níveis de saída, produzindo variações de tensão no indutor de filtro com o dobro do valor de um inversor três níveis. Isto faz com que a indutância seja duas vezes maior para assegurar as mesmas variações de corrente.

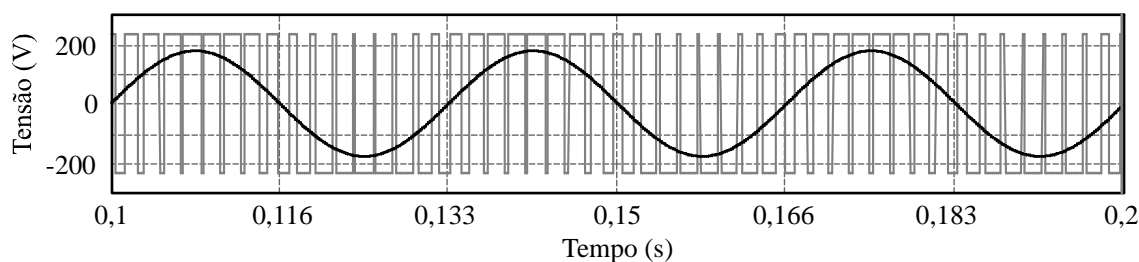


Figura 66 – Tensão da rede e tensão V_{AB} da topologia ponte completa com PWM bipolar

A Tabela 8 apresenta os valores da corrente injetada na rede, corrente de fuga, percentual de corrente de fuga e THD, para variações da potência de funcionamento do inversor. Observa-se que a THD atende a norma IEEE apenas para a irradiação de 1000 e 900 W/m^2 , enquanto deixa de atender a normal da ANEEL com 200 e 100 W/m^2 de irradiação.

Tabela 8 – Ponte Completa com PWM bipolar e capacitância parasita de 200 nF

Irradiação [W/m^2]	i_{rede} [A]	i_{fuga} [mA]	% i_{fuga}	THD %
1000	14,015	89,003	0,64	3,88
900	12,449	86,244	0,69	4,25
800	10,929	85,440	0,78	5,03 *
700	9,426	83,903	0,89	5,58 *
600	7,945	82,766	1,04	6,82 *
500	6,482	78,370	1,21	7,82 *
400	5,054	75,658	1,50	9,62 *
300	3,667	74,832	2,04	12,57 **
200	2,335	61,980	2,65	18,26 **
100	1,103	54,694	4,96	38,15 **

* Não atende a norma IEEE ** Não atende ambas

A Figura 67 mostra as formas de onda da topologia HERIC com capacitância parasita de 200 nF e irradiação de 1000 W/m^2 . Apresentando em (a) a tensão de modo comum e a tensão da rede, em (b) a corrente injetada, com THD de 4,901 %, e a forma de onda da corrente de fuga é representada na Figura 5.7(c).

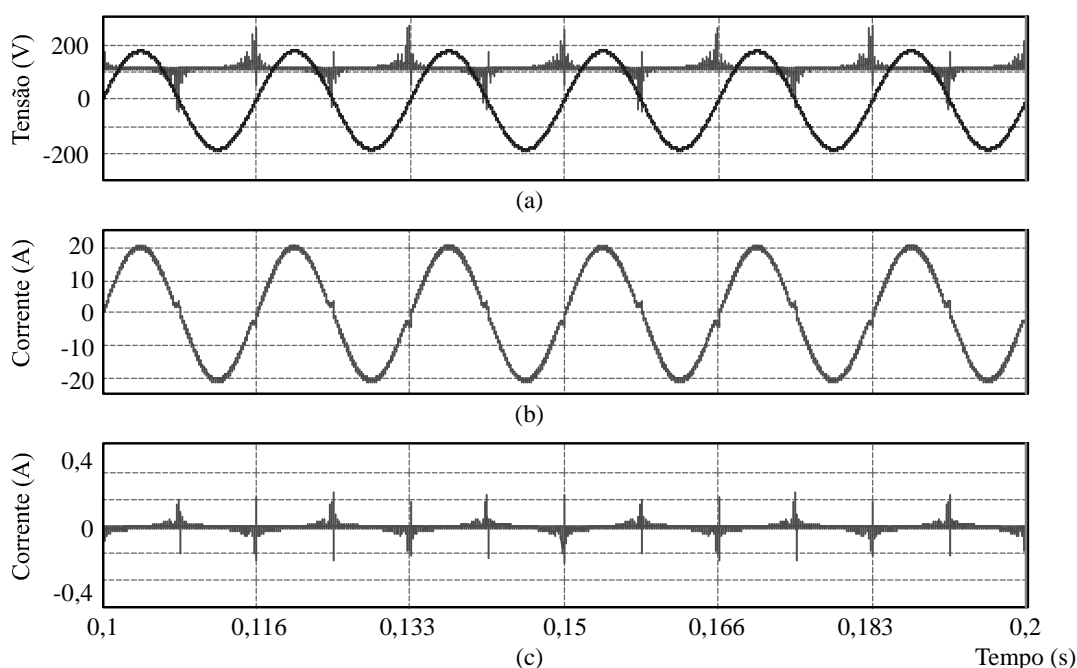


Figura 67 – Topologia HERIC, (a) tensão da rede e V_{cm} , (b) corrente injetada, (c) corrente de fuga

Tanto na topologia HERIC, como nas demais topologias que serão apresentadas, V_{AB} possui três níveis de tensão ($+V_{CC}$, zero e $-V_{CC}$), como demonstrado na Figura 68. Desta forma, são reduzidos os esforços de tensão e o valor do filtro indutivo.

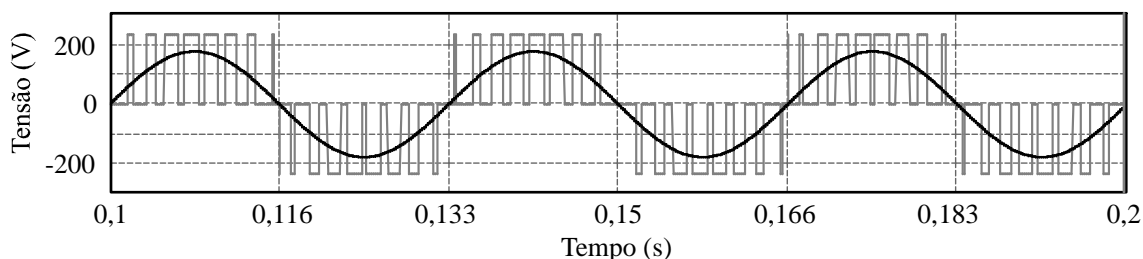


Figura 68 – Tensão da rede e tensão V_{AB} da topologia HERIC

A Tabela 9 apresenta os valores da corrente injetada na rede, corrente de fuga, percentual de corrente de fuga e THD, para variações da potência de funcionamento do inversor. Observa-se que a THD deixa de atender a norma IEEE a partir de 400 W/m², e deixa de atender a norma da ANEEL somente para a menor irradiação.

Tabela 9 – HERIC com capacitância parasita de 200 nF

Irradiação [W/m ²]	i_{rede} [A]	i_{fuga} [mA]	% i_{fuga}	THD %
1000	14,273	12,967	0,09	4,901
900	12,726	13,218	0,10	4,641
800	11,195	13,675	0,12	3,986
700	9,682	15,037	0,16	3,896
600	8,187	11,802	0,14	3,743
500	6,716	10,555	0,16	4,421
400	5,270	9,93	0,19	5,326 *
300	3,856	9,668	0,25	6,792 *
200	2,485	9,602	0,39	9,521 *
100	1,174	9,738	0,83	16,177 **

* Não atende a norma IEEE

** Não atende ambas

Da mesma forma são apresentados os gráficos para a Topologia H5. Onde na Figura 69(b) a corrente injetada na rede apresenta a THD de 4,977 %. Observa-se que a corrente de fuga mostrada em (c) tem a forma de onda semelhante à apresentada pela a topologia HERIC.

A Tabela 10 apresenta os valores da corrente injetada na rede, corrente de fuga, percentual de corrente de fuga e THD, para variações da potência de funcionamento do inversor. A norma IEEE deixou de ser atendida para valores inferiores a 300 W/m², e a norma da ANEEL somente para a menor irradiação.

Tabela 10 – H5 com capacitância parasita de 200 nF

Irradiação [W/m ²]	i_{rede} [A]	i_{fuga} [mA]	% i_{fuga}	THD %
1000	14,287	26,578	0,19	4,977
900	12,741	24,372	0,19	4,527
800	11,209	21,958	0,20	3,928
700	9,697	19,055	0,20	3,652
600	8,202	17,627	0,21	3,514
500	6,730	14,738	0,22	3,744
400	5,280	12,093	0,23	4,287
300	3,869	10,291	0,24	5,438 *
200	2,497	10,162	0,41	7,861 *
100	1,190	9,677	0,81	14,665 **

* Não atende a norma IEEE

** Não atende ambas

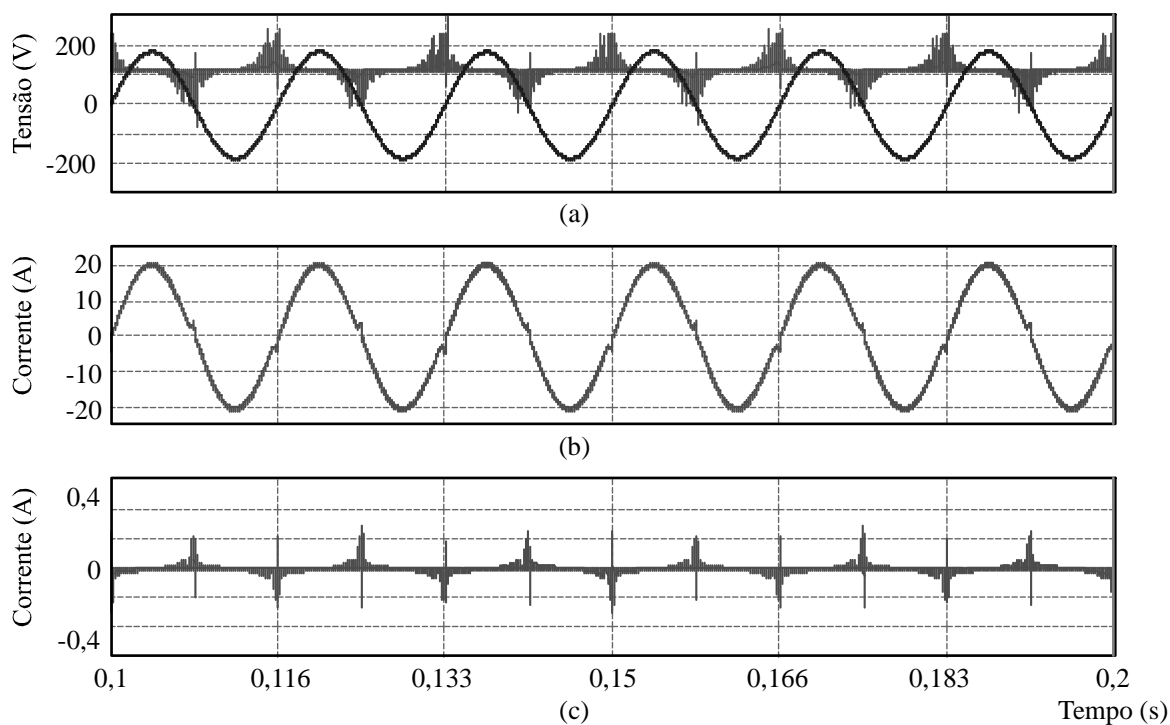


Figura 69 – Topologia H5, (a) tensão da rede e V_{cm} , (b) corrente injetada, (c) corrente de fuga.

A Figura 70 apresenta as formas de onda referentes à topologia H6. Novamente a tensão de modo comum em comparação com a tensão da rede; a representação da corrente injetada, com THD de 4,932 %; e a forma de onda da corrente de fuga semelhante às topologias HERIC e H5. Pode-se dizer que no ponto de conexão com a rede essas três topologias apresentam o mesmo comportamento.

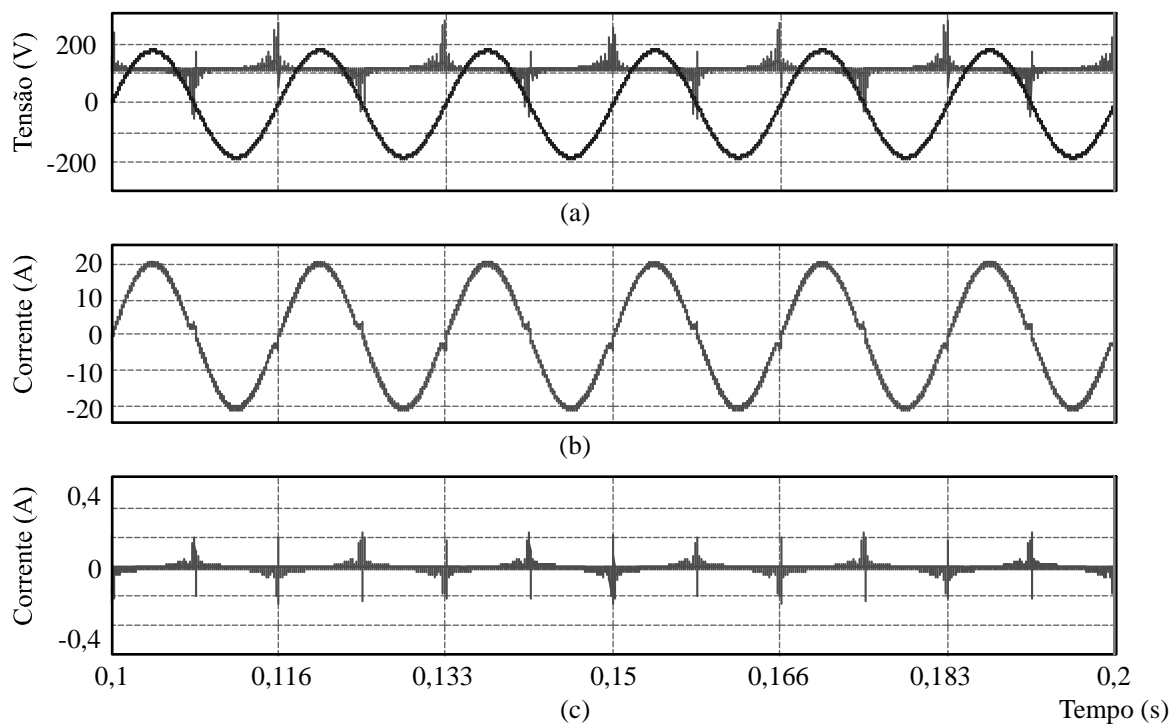


Figura 70 – Topologia H6, (a) tensão da rede e V_{cm} , (b) corrente injetada, (c) corrente de fuga

A Tabela 11 apresenta os valores da corrente injetada na rede, corrente de fuga, percentual de corrente de fuga e THD, para variações da potência de funcionamento do inversor. Observa-se a não conformidade com a norma IEEE para irradiações menores que 400 W/m², enquanto a norma ANEEL deixa de ser atendida somente no valor mínimo.

Tabela 11 – H6 com capacitância parasita de 200 nF				
Irradiação [W/m ²]	i_{rede} [A]	i_{fuga} [mA]	% i_{fuga}	THD %
1000	14,262	12,361	0,09	4,932
900	12,715	12,289	0,10	4,639
800	11,183	13,051	0,12	3,988
700	9,670	13,055	0,14	4,007
600	8,174	15,611	0,19	3,725
500	6,702	10,332	0,15	4,294
400	5,255	9,657	0,18	5,220 *
300	3,840	9,843	0,26	6,610 *
200	2,469	9,801	0,40	9,367 *
100	1,151	9,689	0,84	15,636 **

* Não atende a norma IEEE

** Não atende ambas

A topologia H6D2 é apresentada como alternativa melhorada das topologias H6 e H6D1. Suas formas de onda são apresentadas na Figura 71. No gráfico inicial (a), observa-se a tensão de modo comum constante; o gráfico (b) mostra a THD da corrente injeta, que apresenta valor de 3,892 %; e o gráfico (c) possui a representação da corrente de fuga.

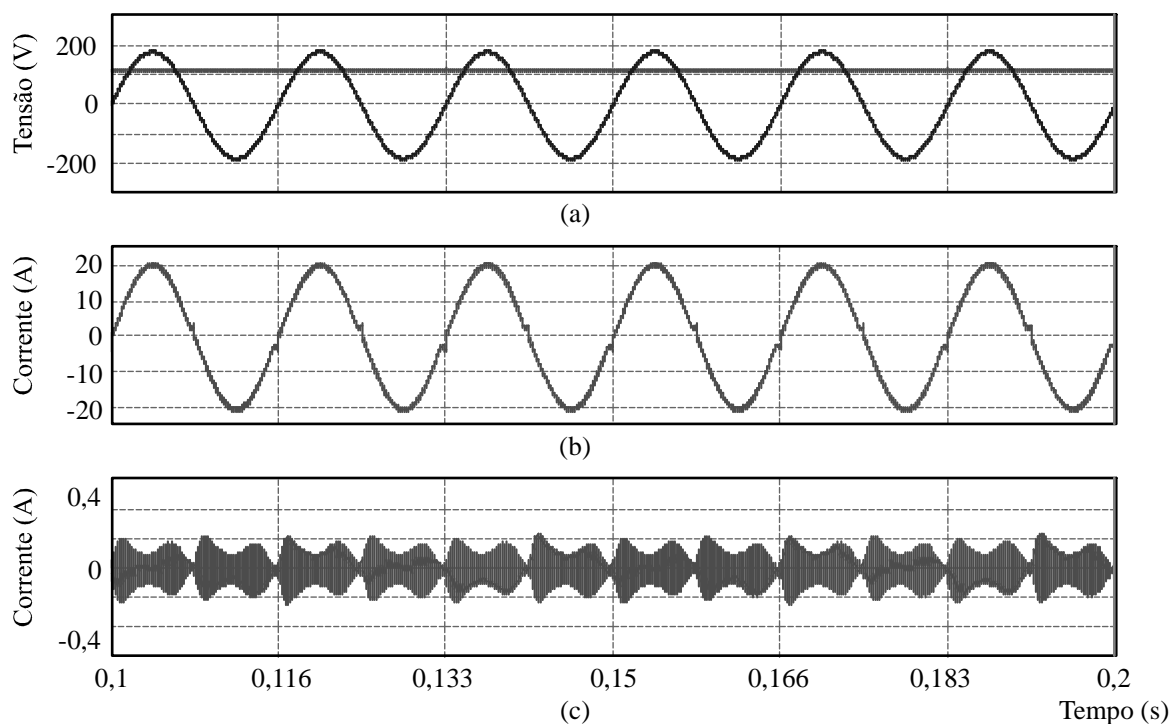


Figura 71 – Topologia H6D2, (a) tensão da rede e V_{cm} , (b) corrente injetada, (c) corrente de fuga

A Tabela 12 apresenta os valores da corrente injetada na rede, corrente de fuga, percentual de corrente de fuga e THD, para variações da potência de funcionamento do inversor. Os valores da THD atendem a norma IEEE para valores de irradiação a partir de 700 W/m², e não atendem a norma da ANEEL para irradiações de 100 e 200 W/m².

Irradiação [W/m ²]	i_{rede} [A]	i_{fuga} [mA]	% i_{fuga}	THD %
1000	14,258	48,753	0,34	3,892
900	12,714	48,195	0,38	3,821
800	11,186	47,450	0,42	3,993
700	9,673	46,469	0,48	4,439
600	8,180	45,282	0,55	5,202 *
500	6,710	44,125	0,66	6,069 *
400	5,266	42,652	0,81	7,290 *
300	3,855	40,334	1,05	9,430 *
200	2,446	37,307	1,53	12,949 **
100	1,161	32,214	2,44	17,845 **

* Não atende a norma IEEE

** Não atende ambas

A tensão de modo comum (V_{cm}) da Figura 71(a), e a corrente de fuga da Figura 71(c), assemelham-se com as formas de onda da topologia ponte completa com PWM bipolar, apresentadas na Figura 65. Porém, nesse caso a tensão V_{AB} possui três níveis.

Com a modificação da estratégia de modulação da topologia H6D2, o PWM unipolar pode ser implementado [52]. A Figura 72(a) mostra a tensão de modo comum com relação à tensão da rede. Na Figura 72(b) pode ser observada a corrente injetada, possuindo THD de 2,819 %. E por fim, o gráfico (c) mostra a corrente de fuga.

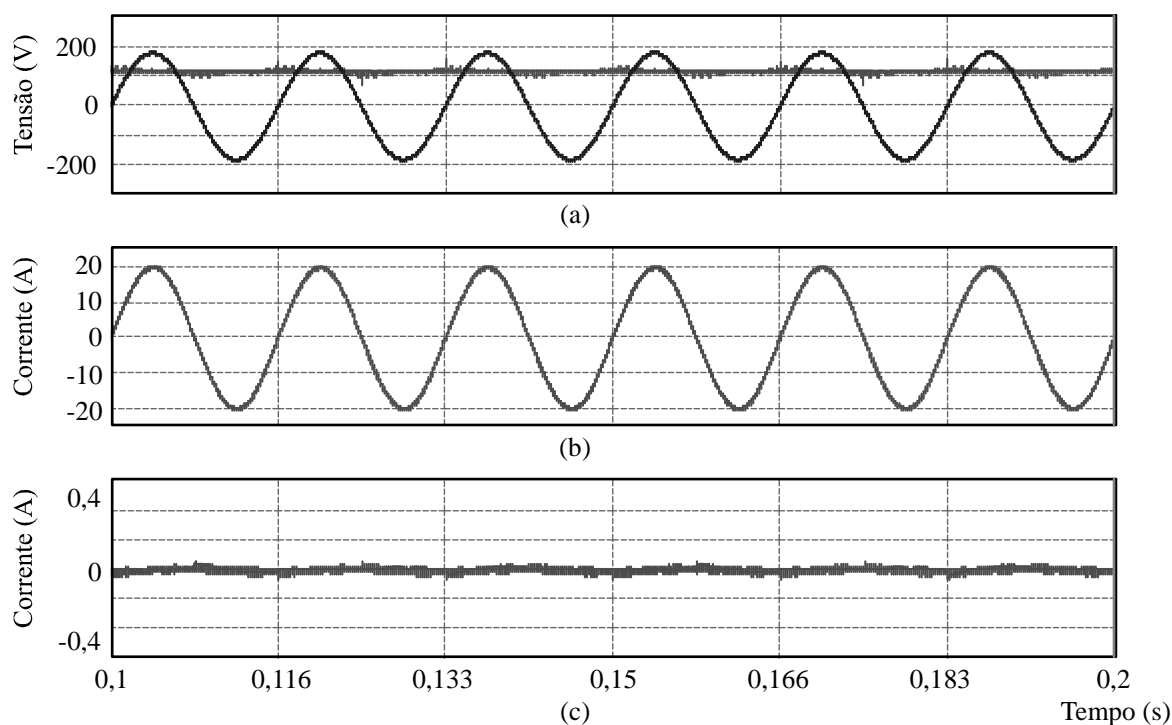


Figura 72 – H6D2 com PWM unipolar, (a) tensão da rede e V_{cm} , (b) corrente injetada, (c) corrente de fuga

A Tabela 13 apresenta os valores da corrente injetada na rede, corrente de fuga, percentual de corrente de fuga e THD, para variações da potência de funcionamento do inversor. A norma da ANEEL deixa de ser atendida para irradiação de 100 W/m², e a partir de 600 W/m² a THD atende a norma da IEEE.

Tabela 13 – H6D2* com capacitância parasita de 200 nF				
Irradiação [W/m ²]	i_{rede} [A]	i_{fuga} [mA]	% i_{fuga}	THD %
1000	13,997	11,572	0,08	2,819
900	12,446	11,105	0,09	3,131
800	10,952	8,495	0,08	3,419
700	9,427	8,352	0,09	3,513
600	7,951	8,366	0,11	4,438
500	6,465	8,438	0,13	5,019 *
400	5,065	8,564	0,17	7,402 *
300	3,676	8,908	0,24	8,725 *
200	2,295	9,067	0,40	9,739 *
100	1,028	11,001	1,07	12,380 **

* Não atende a norma IEEE

** Não atende ambas

5.2 EFEITO DO ATRASO NO COMANDO DOS INTERRUPTORES

Outro problema que pode causar um mau funcionamento dos inversores é a diferença (ou atraso) entre os sinais de comando para duas chaves, ou seja, quando dois semicondutores devem ser acionados, mas acabam não entrando em condução simultaneamente.

A Figura 73 mostra as tensões V_{A0} e V_{B0} em um inversor com a topologia HERIC, funcionando de forma ideal, isto é, as chaves diagonais são acionadas simultaneamente e entram em condução simultaneamente. Desta forma, no semiciclo positivo V_{A0} varia de V_{CC} a $V_{CC}/2$, e a tensão V_{B0} varia entre $V_{CC}/2$ e zero. O inverso ocorre para o semiciclo negativo, quando V_{B0} varia de V_{CC} a $V_{CC}/2$, e V_{A0} varia de $V_{CC}/2$ a zero.

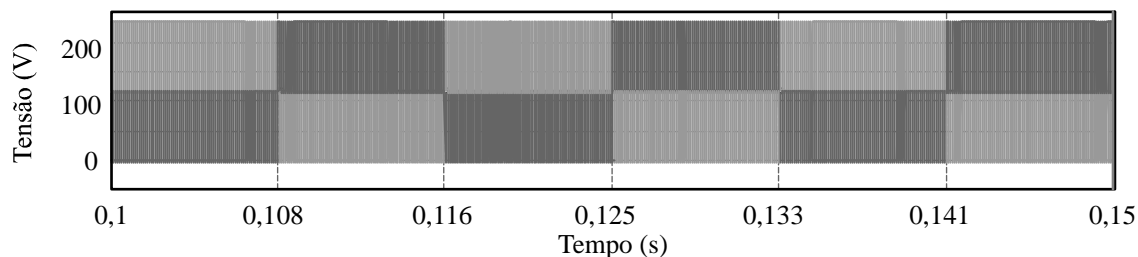


Figura 73 – Tensões V_{A0} e V_{B0}

Quando uma chave recebe o comando para entrar em condução com algum atraso em relação à outra, os valores de V_{A0} e V_{B0} não permanecem fixos na metade do valor do

barramento CC ($V_{CC}/2$). A Figura 74 exemplifica esse efeito, onde foi realizada a inserção de atrasos nos comando das chaves.

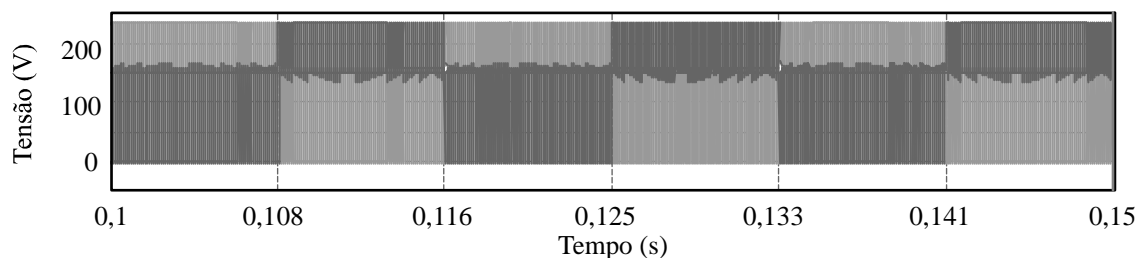


Figura 74 – Tensões V_{A0} e V_{B0} com comandos não simultâneos

Esse efeito causa a alteração da tensão de modo comum do inversor, que, ao deixar de possuir um valor constante, acaba por aumentar os problemas com a corrente de fuga. No entanto, só ocorrerão problemas se o sistema apresentar capacitâncias parasitas, quando é considerado um sistema ideal ($C_p = 0$), não existe a presença da corrente de fuga. Desta forma, foram realizadas simulações com atraso no comando de apenas um interruptor, considerando o sistema com a capacitância parasita de 200 nF.

Outro fator que deve ser levado em consideração, é que o atraso pode ocorrer em qualquer um dos interruptores do inversor, bem como em todas as chaves. Desta forma, para todas as simulações o problema foi ocasionado no interruptor S1 da ponte H com 100 ns.

A Figura 67 apresentou as formas de onda para a topologia HERIC apenas com o acoplamento de capacitâncias parasitas. A Figura 75(a) mostra a alteração ocorrida na tensão de modo comum considerando o efeito do atraso no comando de S1, e a Figura 75(b) mostra o aumento do valor da corrente de fuga.

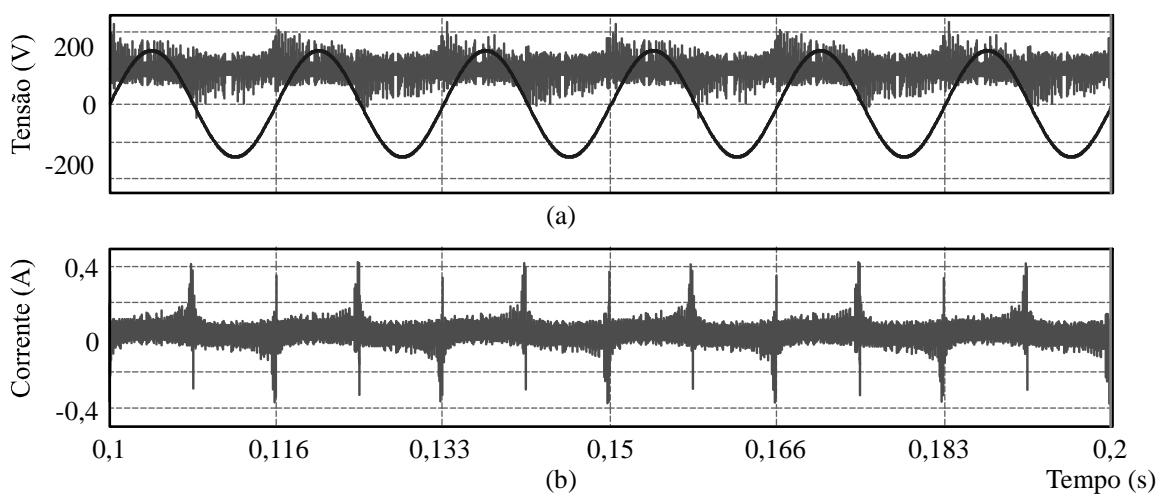


Figura 75 – HERIC com atraso no comando. (a) tensão da rede e V_{cm} , (b) corrente de fuga

A Tabela 14 apresenta os valores da corrente injetada na rede, corrente de fuga, percentual de corrente de fuga e THD, para variações da potência de funcionamento do inversor. Considerando o atraso no comando na chave S1, e a capacitância parasita de 200 nF. Observa-se que a THD atende a norma IEEE a partir de 500 W/m², e não atende a norma da ANEEL em 100 W/m².

Irradiação [W/m ²]	<i>i_{rede}</i> [A]	<i>i_{fuga}</i> [mA]	% <i>i_{fuga}</i>	THD %
1000	14,275	14,825	0,10	4,906
900	12,729	14,648	0,12	4,646
800	11,198	14,925	0,13	3,987
700	9,684	15,892	0,16	3,900
600	8,189	13,493	0,16	3,743
500	6,718	12,638	0,19	4,791
400	5,273	12,204	0,23	5,354 *
300	3,857	11,800	0,30	6,521 *
200	2,487	11,867	0,48	9,547 *
100	1,175	14,109	1,20	16,242 **

* Não atende a norma IEEE

** Não atende ambas

Da mesma forma, a Tabela 15 apresenta os valores obtidos com a simulação do inversor da topologia H5. Considerando o atraso no comando de apenas uma chave, e a capacitância parasita de 200 nF. A norma IEEE é atendida a partir de 400 W/m², e a norma da ANEEL não é atendida para irradiação de 100 W/m². Deve-se observar, que não existe diferença entre os resultados somente com a capacitância, e os resultados para capacitância parasita e atraso. Isso se deve ao fato do problema do atraso de 100 ns de ter sido inserido na chave S1, que nessa topologia opera em 60 Hz.

Irradiação [W/m ²]	<i>i_{rede}</i> [A]	<i>i_{fuga}</i> [mA]	% <i>i_{fuga}</i>	THD %
1000	14,290	27,516	0,19	4,970
900	12,743	25,363	0,20	4,532
800	11,212	23,128	0,21	3,936
700	9,699	20,296	0,21	3,663
600	8,204	18,411	0,22	3,536
500	6,732	16,081	0,24	3,783
400	5,286	13,820	0,26	4,314
300	3,871	12,487	0,32	5,472 *
200	2,497	10,256	0,41	7,862 *
100	1,190	9,761	0,82	14,662 *

* Não atende a norma IEEE

** Não atende ambas

A Tabela 16 apresenta os valores referentes a topologia H6, para as variações da potência de funcionamento do inversor. Da mesma forma mencionada para a topologia H5, a chave S1 da ponte H é operada com frequência de 60 Hz. A THD não atende a norma IEEE para valores menores de 500 W/m², e a norma da ANEEL para valores de 100 W/m².

Tabela 16 – H6 com Cp de 200 nF e atraso no comando de 1 chave

Irradiação [W/m ²]	i_{rede} [A]	i_{fuga} [mA]	% i_{fuga}	THD %
1000	14,262	12,414	0,09	4,930
900	12,715	14,656	0,12	4,635
800	11,183	14,136	0,14	3,989
700	9,670	15,107	0,16	3,977
600	8,174	16,075	0,20	3,571
500	6,703	12,549	0,19	4,207
400	5,257	12,007	0,23	5,708 *
300	3,840	9,882	0,26	6,966 *
200	2,469	9,843	0,40	9,565 *
100	1,150	9,645	0,48	15,681 *

* Não atende a norma IEEE

** Não atende ambas

A Tabela 17 apresenta os valores referentes a topologia H6D2. Considerando o atraso no comando de apenas uma chave, e a capacitância parasita de 200 nF. A norma IEEE deixa de ser atendida para valores menores que 700 W/m², enquanto a normal da ANEEL não é atendida em 100 e 200 W/m².

Tabela 17 – H6D2 com Cp de 200 nF e atraso no comando de 1 chave

Irradiação [W/m ²]	i_{rede} [A]	i_{fuga} [mA]	% i_{fuga}	THD %
1000	14,258	51,357	0,36	3,793
900	12,714	49,499	0,39	3,729
800	11,186	47,706	0,43	3,991
700	9,673	46,724	0,48	4,439
600	8,180	45,536	0,56	5,202 *
500	6,711	44,367	0,66	6,095 *
400	5,266	42,876	0,81	7,312 *
300	3,855	40,215	1,04	9,829 *
200	2,486	37,246	1,50	12,967 *
100	1,166	33,066	2,84	17,864 *

* Não atende a norma IEEE

** Não atende ambas

A Tabela 18 apresenta os valores referentes a topologia H6D2 que opera com a utilização do PWM unipolar. Deve-se lembrar, que nesse caso todas as chaves do inversor operam em alta frequência, desta forma, se os comandos não forem simultâneos, haverá maiores problemas para o funcionamento do inversor. Os limites de THD para a norma IEEE não foram atendidos para nenhum valor de irradiação, enquanto os limites da norma da ANEEL são atendidos para a irradiação de 900 e 1000 W/m².

Tabela 18 – H6D2 com PWM unipolar, Cp de 200 nF e atraso no comando de S1

Irradiação [W/m ²]	i_{rede} [A]	i_{fuga} [mA]	% i_{fuga}	THD %
1000	14,048	63,983	0,46	8,431 *
900	12,514	62,075	0,50	9,483 *
800	11,006	62,057	0,56	10,408 **
700	9,485	58,283	0,61	10,224 **
600	7,980	51,617	0,65	12,888 **
500	6,485	46,316	0,71	8,580 **
400	5,066	42,299	0,83	11,278 **
300	3,661	34,335	0,94	11,799 **
200	2,318	31,176	1,34	12,342 **
100	1,054	24,110	2,29	25,044 **

* Não atende a norma IEEE

** Não atende ambas

Para corrigir esse problema, é necessária a adição de uma estratégia de correção junto ao controle da corrente, que monitore as tensões em V_{A0} e V_{B0} e realize individualmente a compensação dos tempos em cada chave [52]. Isso mostra que a utilização do PWM unipolar, quando são considerados os problemas que podem ser encontrados, é de maior complexidade em relação as demais.

5.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Inicialmente pretendia-se realizar o desenvolvimento de protótipos de todas as topologias simuladas. No entanto, antes do desenvolvimento dos protótipos havia a necessidade de se programar o DSC e de se implementar o algoritmo de sincronismo com a rede e o algoritmo de controle da corrente injetada. Desta forma foi desenvolvido um protótipo da topologia HERIC com capacidade de operar com potência máxima de 1 kW (ligeiramente superior a potência atribuída à irradiação de 500 W/m²).

Com o início dos testes, verificou-se a existência de um ruído que podia ser encontrado por todo o circuito montado. A partir de uma tensão de barramento superior a 60 V (aproximadamente) esse ruído, que também era observado no gate dos IGBTs, impedia o correto funcionamento do inversor. Depois de muito tempo gasto com testes, troca de componentes, blindagem de cabos de sinais e de comandos, o efeito do ruído sobre o protótipo foi controlado.

A partir daí, iniciou-se a etapa de implementação do controle da corrente e do sincronismo com a rede, que também exigiu muitos testes e tomou muito tempo até realizar a sua operação adequadamente.

Os protótipos da topologia H5 e H6 começaram a ser desenvolvidos, porém, novamente foi enfrentado o problema com o ruído que era observado por todo o circuito. Infelizmente após muitas tentativas, essas duas topologias continuavam impossibilitadas de operar a partir de uma tensão de barramento CC superior a 60 V.

Muito tempo foi gasto na tentativa de se encontrar uma solução para os problemas de ruído e interferência presentes na montagem experimental, também com a programação do DSC, os ajustes necessários para a implementação do controle digital do inversor, e com o algoritmo de sincronismo com a rede. Com a diminuição do tempo hábil e a grande probabilidade de que um novo protótipo da topologia HERIC (para a potência de projeto)

também necessitaria de muitos ajustes para a eliminação do ruído, o protótipo que já estava em funcionamento (para metade da potência de projeto) foi utilizado para a realização dos ensaios experimentais.

O protótipo utiliza seis IGBTs da marca International Rectifier, do modelo IRG4PC40UD (600 V, 40 A); trabalha com frequência de operação de 10 kHz; possui quatro indutores como filtro de saída, com uma indutância total de 5,569 mH e resistência equivalente de 85,6 m Ω ; possui a malha de controle da corrente com *feedforward*, com os ganhos do PI obtidos para os valores de $\omega_c = 90$ e $\xi = 2$.

As próximas figuras mostram detalhes do funcionamento do inversor. Inicialmente na Figura 76, é mostrada a forma de onda da tensão V_{A0} , que ultrapassa o limite de $V_{CC}/2$, e apresenta valor máximo de 224 V.

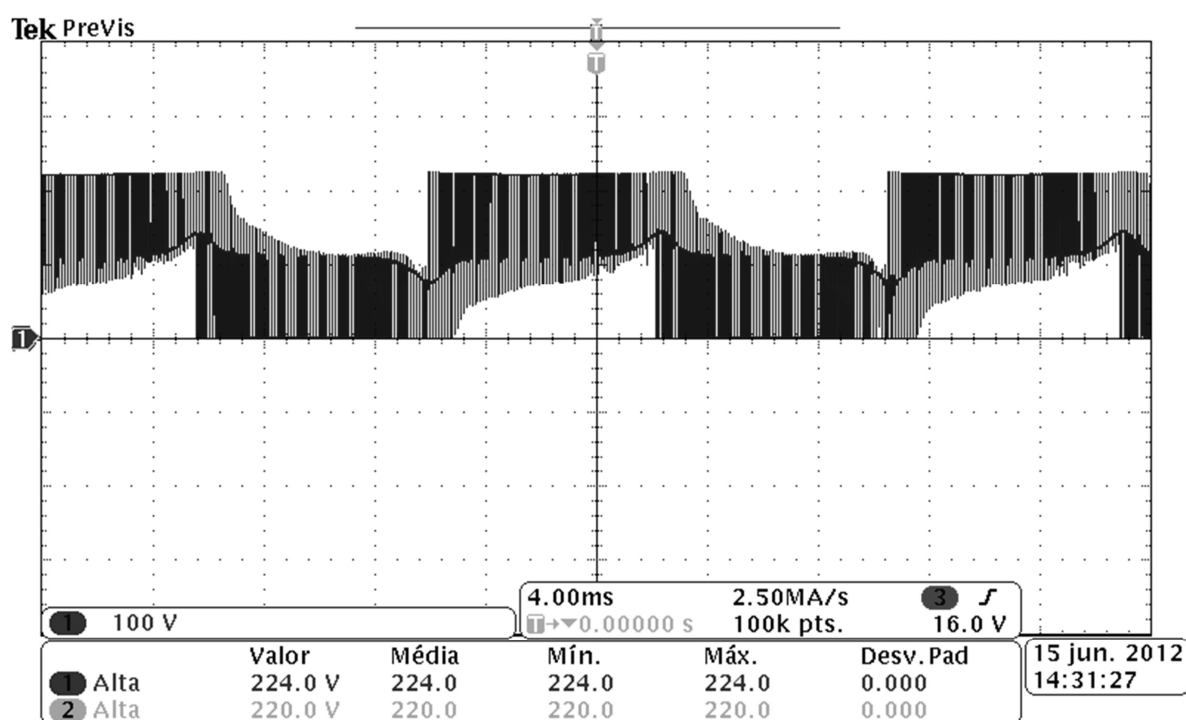


Figura 76 – Tensão V_{A0} obtida experimentalmente

A Figura 77 apresenta a tensão V_{B0} , que possui seu valor máximo de tensão de 220 V_{CC}, portanto, 4 V a menos no ponto médio de um braço do inversor em relação ao outro.

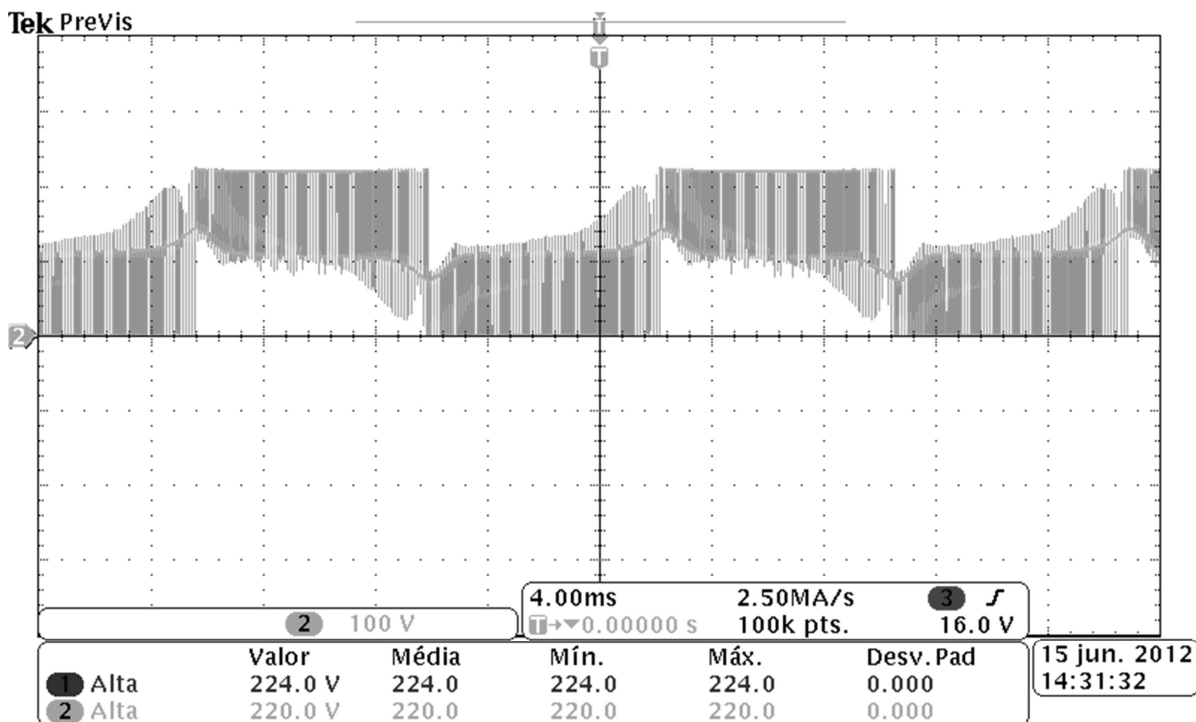


Figura 77 – Tensão V_{B0} obtida experimentalmente

A Figura 78 apresenta a tensão de modo comum (V_{cm}) do inversor. Observa-se que ela não apresenta um valor fixo, essa variação aumenta os problemas com correntes de fuga.

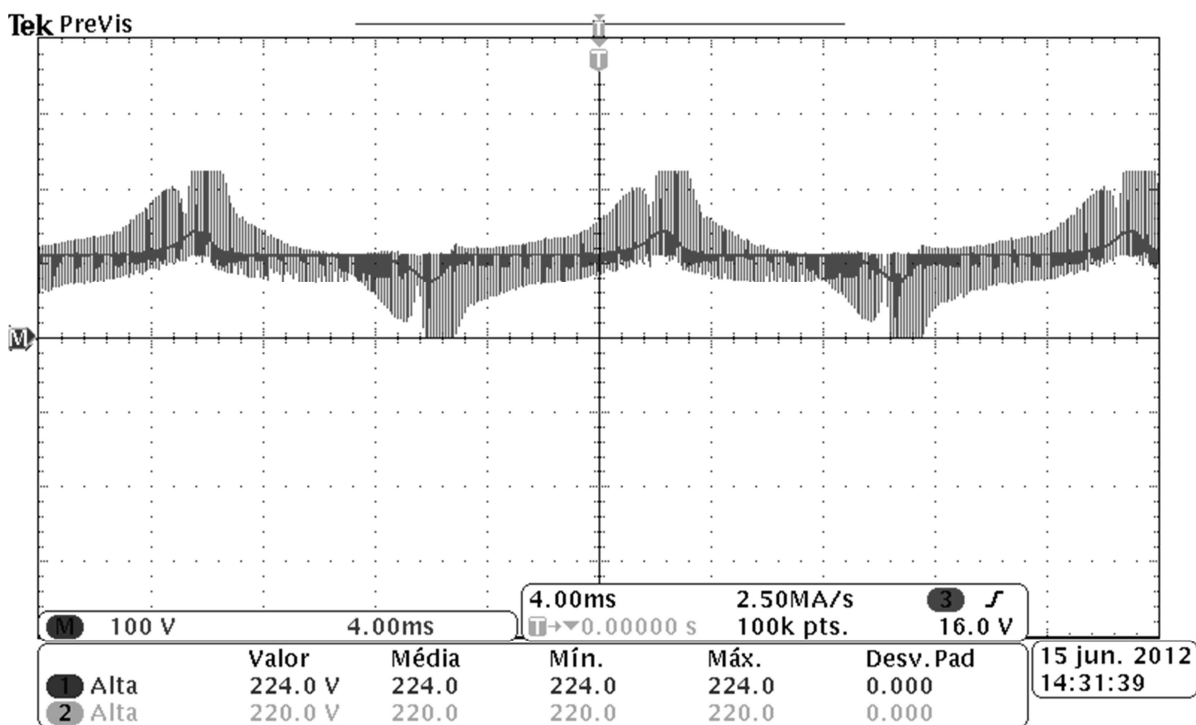


Figura 78 – Tensão de modo comum (V_{cm}) obtida experimentalmente

A Figura 79 mostra a tensão V_{AB} , ou seja, a tensão de saída do inversor antes do filtro indutivo. Observa-se os três níveis da tensão ($+V_{CC}$, zero $-V_{CC}$).

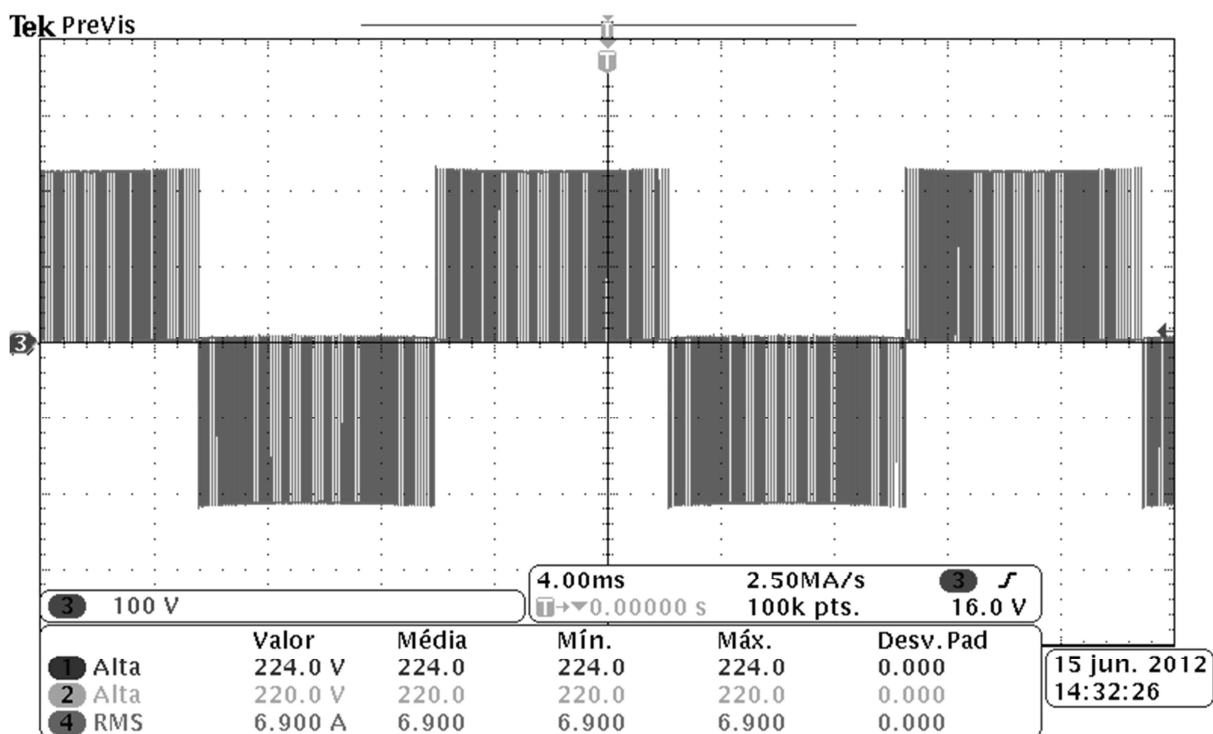


Figura 79 – Tensão V_{AB} obtida experimentalmente

A Figura 85 mostra a corrente injetada na rede pelo inversor (de 6,814 A), em fase com a tensão da rede (de 127,6 V).

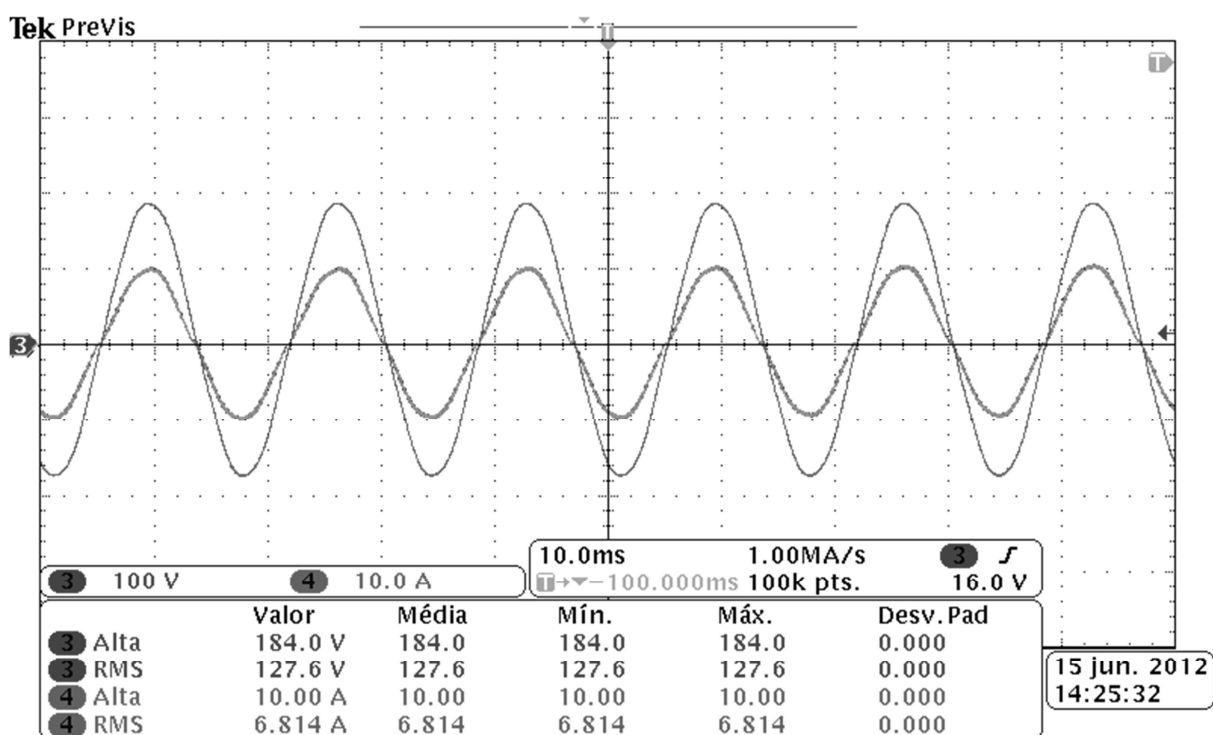


Figura 80 – Tensão da rede e corrente injetada obtidas experimentalmente

A Tabela 19 mostra os valores de potência, eficiência, e THD, considerando os cinco valores de potência de entrada referentes às irradiações de 100 a 500 W/m². A norma internacional da IEEE limita a THD máxima em 5%, nesse caso, a norma seria atendida

somente para a irradiação de 500 W/m². O limite de THD máximo de acordo com a resolução normativa 482 da ANEEL é de 10%, portanto, para irradiação de 100 W/m² o inversor deixa de atender a norma.

Tabela 19 – Resultados experimentais da eficiência e THD para a topologia HERIC

Irradiação [W/m ²]	P _{entrada} [W]	P _{saída} [W]	η [%]	THD
500	950,2	913	96,063	4,373
400	746,8	718	96,186	5,781 *
300	537,8	519	96,421	6,101 *
200	341,3	331	97,018	8,302 *
100	151,1	148	97,923	14,571 **

* Não atende a norma IEEE ** Não atende ambas

Deve-se observar que os valores obtidos experimentalmente ficaram muito próximos dos valores obtidos através das simulações.

A Figura 81 apresenta a THD individual de corrente para irradiação de 500 W/m², em comparação com os valores estipulados pelas normas da ANEEL e da IEEE. Todos os valores atendem as normas.

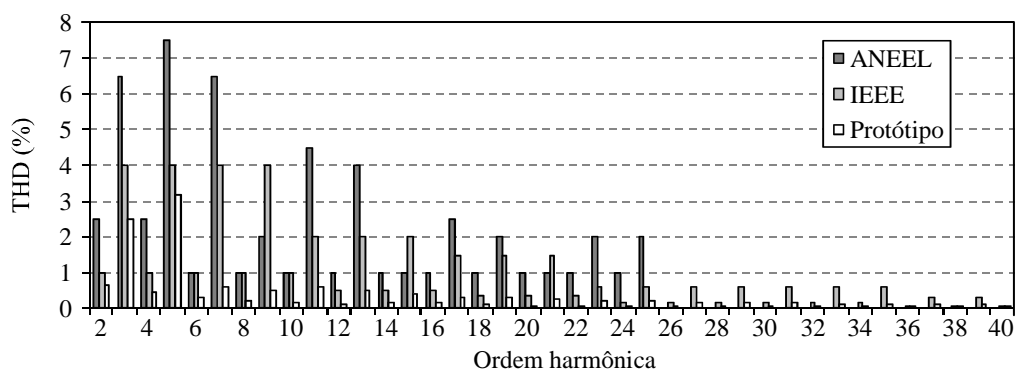


Figura 81 – THD individual de corrente para irradiação de 500 W/m² para a topologia HERIC

A Figura 82 apresenta a THD individual de corrente para irradiação de 400 W/m², em comparação com os valores estipulados pelas normas. Observa-se que a THD da segunda harmônica (1.691 %) é superior ao limite da norma IEEE (1 %).

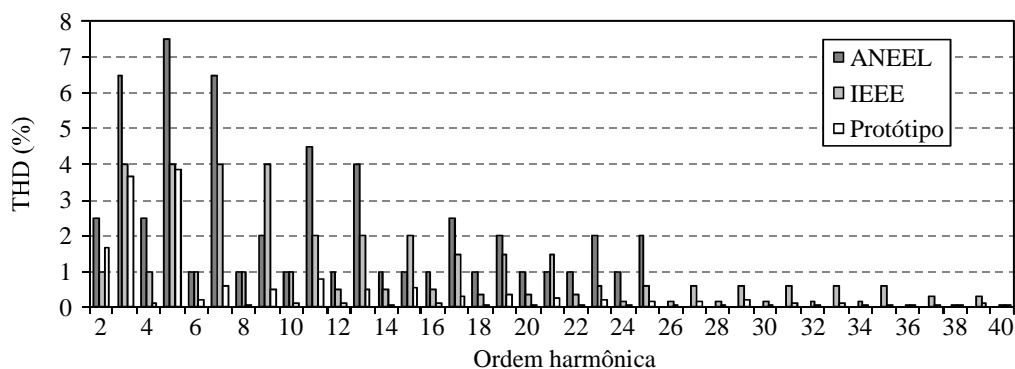


Figura 82 – THD individual de corrente para irradiação de 400 W/m² para a topologia HERIC

A Figura 83 apresenta a THD individual de corrente para irradiação de 300 W/m²,

em comparação com os valores estipulados pelas normas da ANEEL e da IEEE. Nesse caso, os valores da segunda, quinta e trigésima oitava harmônicas superam os limites da norma IEEE. Todos os valores para a norma da ANEEL são atendidos.

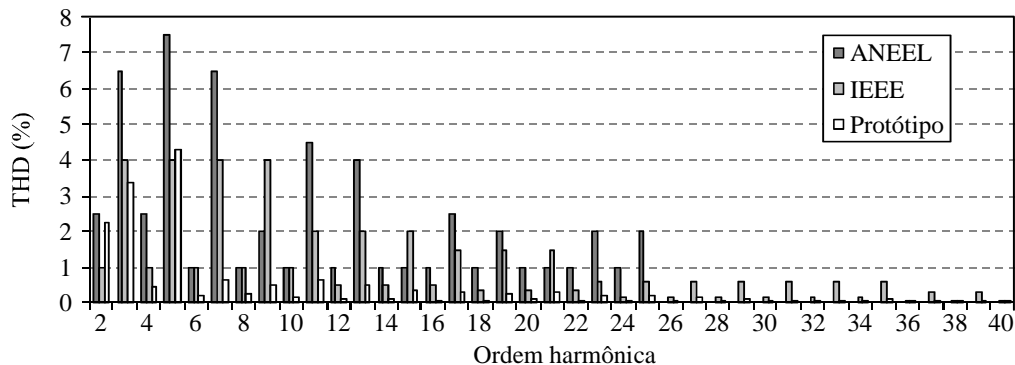


Figura 83 – THD individual de corrente para irradiação de 300 W/m² para a topologia HERIC

A Figura 84 apresenta a THD individual de corrente para irradiação de 200 W/m², em comparação aos valores estipulados pelas normas. Nesse caso, a segunda harmônica também foi superior ao limite da norma da ANEEL.

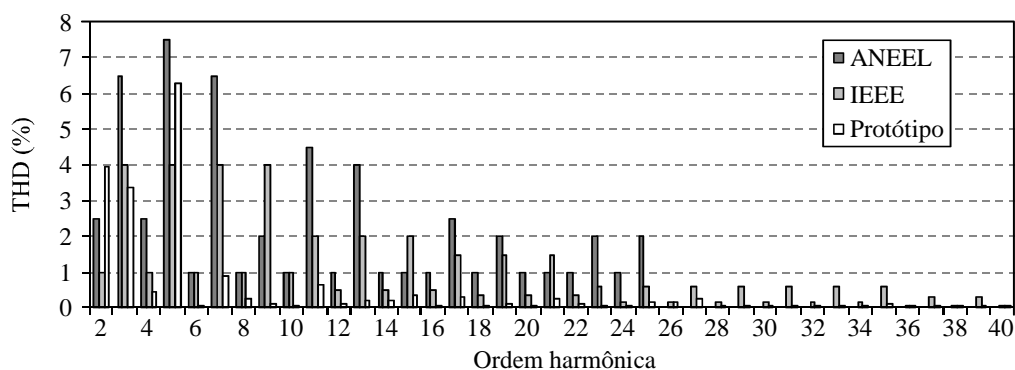


Figura 84 – THD individual de corrente para irradiação de 200 W/m² para a topologia HERIC

A Figura 85 apresenta a THD individual de corrente para irradiação de 100 W/m², em comparação com os valores estipulados pelas normas da ANEEL e da IEEE. Para esse caso os limites da norma nacional foram ultrapassados em quatro pontos, enquanto na normal internacional foram ultrapassados quatorze valores.

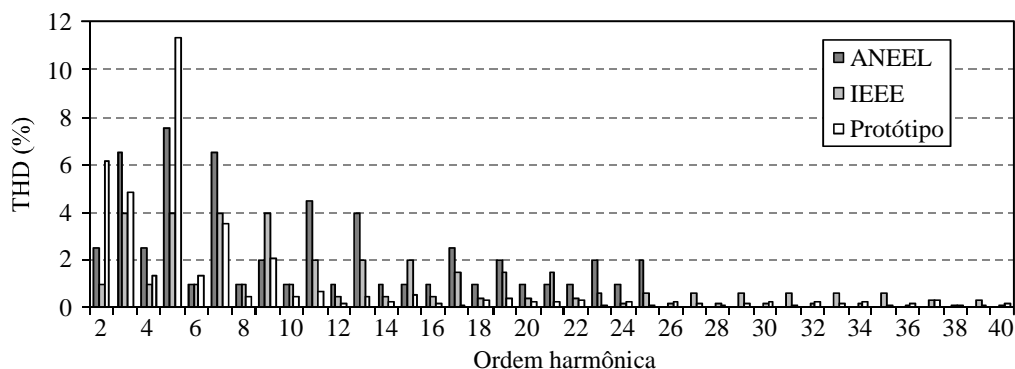


Figura 85 – THD individual de corrente para irradiação de 100 W/m² para a topologia HERIC

6 CONCLUSÕES

Diversos estudos apontam que para acompanhar o aumento do desenvolvimento industrial e a expansão demográfica, bem como para assegurar o fornecimento de energia elétrica, faz-se necessária a ampliação do sistema de geração, seja no Brasil ou no mundo.

No Brasil a principal fonte de geração de energia elétrica são as Usinas Hidrelétricas. Apesar de serem fontes renováveis e não poluentes, sua construção encontra problemas sociais e ambientais. Com a necessidade de uma grande área alagada para servir de reservatório, populares são transferidos para outras áreas, animais perderão seu habitat natural, e grande quantidade de florestas e mata nativa serão submersas. Além disto, são necessários grandes investimentos em longas redes de transmissão e distribuição, o que eleva os custos e as perdas deste tipo de geração. Estes custos não são compatíveis com a sustentabilidade da sociedade.

Uma alternativa para o aumento da produção de energia elétrica vem sendo utilizada em países desenvolvidos desde a década de 90. Trata-se da geração descentralizada, onde diversas fontes de geração fotovoltaica são conectadas à rede elétrica da concessionária.

Painéis fotovoltaicos são instalados diretamente nos consumidores, ou seja, nos telhados das casas, estabelecimentos comerciais e indústrias. Desta forma o consumidor passa a ser também fornecedor de energia.

A geração descentralizada é uma ótima opção para ampliação da geração, sem a necessidade de alterações ou ampliações nas linhas de transmissão e distribuição. Sua utilização está sendo estudada pela ANEEL, que em 2008 lançou os Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST). Em 2012 as concessionárias iniciaram o estudo e elaboração de normas sobre a conexão de geração distribuída à rede elétrica. Algumas concessionárias e instituições de ensino já possuem plantas piloto de geração fotovoltaica descentralizada para realização de testes.

Um grande obstáculo, que será encontrado após a regulamentação, é o alto custo dos painéis, que tornará o sistema inacessível para grande parte da população, a não ser que sejam desenvolvidos programas de incentivo.

A utilização de diversas fontes geradoras “espalhadas” pela rede pode diminuir a sobrecarga do sistema, mas ao mesmo tempo pode inserir incertezas e instabilidade. O

Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS) monitora e supervisiona todas as fontes de geração, mas não teria o controle e nem informações sobre o status dos sistemas distribuídos. Desta forma, torna-se clara a necessidade da utilização de *smartgrids* (redes inteligentes). Portanto, a utilização de geração distribuída no Brasil está em sua fase inicial, ainda existem diversos estudos a serem realizados e normas a serem definidas, até a utilização da geração fotovoltaica descentralizada se tornar algo popular.

Os países que já utilizam geração fotovoltaica possuem grandes investimentos no desenvolvimento de novas tecnologias que diminuam o preço e aumentem a eficiência do sistema. Uma característica importante é a utilização de inversores com alta eficiência e alta confiabilidade. Topologias especiais para os sistemas fotovoltaicos foram desenvolvidas, principalmente topologias sem transformadores de acoplamento.

Os sistemas residenciais e comerciais utilizam inversores monofásicos sem transformador para a conexão do sistema de geração fotovoltaica a rede elétrica da concessionária. Esse trabalho apresentou algumas das principais topologias utilizadas.

As topologias HERIC, H5 e H6D2 são utilizadas comercialmente, enquanto a H6 e H6D1 são estudadas e apresentadas com redução de componentes e diferentes formas de chaveamento. A obtenção dos resultados experimentais para a topologia HERIC comprova sua alta eficiência, permanecendo entre 96 e 97%.

Os resultados experimentais também comprovam a interferência dos problemas apresentados, ou seja, o problema da corrente de fuga do sistema fotovoltaico relacionado com as capacitâncias parasitas, provenientes dos painéis fotovoltaicos; e o problema que diz respeito a construção (montagem) do inversor, referente a não simetria entre com sinais de comando para os interruptores.

Pôde-se observar que as topologias reduzem os valores da corrente de fuga, porém, nunca os eliminam totalmente. Maiores serão os problemas com a corrente de fuga, quanto maiores forem os valores das capacitâncias parasitas. Da mesma forma que maiores serão os problemas com a corrente de fuga, quando menores forem os valores da corrente injetada na rede, pois o percentual da corrente de fuga aumenta, e desta forma reduz a qualidade da corrente injetada, aumentando a THD.

A topologia de inversor H6D2, com utilização da modulação unipolar, apresenta menores valores de corrente de fuga e THD por possuir dobro da frequência de saída em relação às outras topologias, mas mostrou-se mais susceptível a não simetria no comando das chaves. Desta forma, torna-se necessária a adição de outra malha de controle, aumentando a complexidade de desenvolvimento.

6.1 TRABALHOS FUTUROS

Com este trabalho pode-se observar que existem lacunas com relação ao projeto adequado do filtro de saída do inversor. O atendimento das Normas não é garantido para todas as condições de irradiação, possibilitando que melhorias com relação ao sistema de controle ou com relação a topologias com menores variações de tensão ou maiores frequências beneficiem o desempenho do inversor. Algumas propostas de continuidade envolvem:

- Metodologia de projeto para baixas e médias irradiações;
- Metodologia de projeto de controladores sintonizados para operação em baixas e médias irradiações;
- Topologias de inversores multiníveis;

6.2 PUBLICAÇÕES

Algumas publicações relacionadas a este trabalho que foram divulgadas no período que compreendeu o seu desenvolvimento:

MARANGONI, Filipe; DREHER, J. R.; SCHUCH, L.; MARTINS, M. L. S.; DELLA FLORA, L. Comparison of H-Bridge Single-phase Transformerless PV String Inverters. In: **IEEE / IAS International Conference on Industry Applications**, 2012, Fortaleza - CE. X INDUSCON 10th. IEEE / IAS International Conference on Industry Applications, 2012. v. único. p. 1-8.

MARANGONI, Filipe; DREHER, J. R.; ORTIZ, J. L. R.; MARTINS, M. L. S.; DELLA FLORA, L. String PV Inverters for Single-Phase Transformerless Grid Connected Applications In: **Power Electronics South America**, 2012, São Paulo - SP. PESA, 2012. v. único. p. 1-8.

MARANGONI, Filipe; DREHER, J. R.; FERLA, P. A. B.; MARTINS, M. L. S.; DELLA FLORA, L. Design and Losses Comparison in H-bridge Single-Phase Grid Connected Transformerless PV Inverters In: **IV Congresso Brasileiro de Eficiência Energética**, 2011, Juiz de Fora - MG. IV CBEE, 2011. v. único. p.1-7

REFERÊNCIAS

1. RENEWABLE ENERGY POLICY NETWORK FOR THE 21ST CENTURY. **Renewables 2011 Global Status Report**. Paris, p. 116. 2011.
2. BOSE, B. K. Global Warming – Energy, Environmental Pollution, and the Impact of Power Electronics. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, Março 2010. 6-17.
3. IEA, INTERNATIONAL ENERGY AGENCY. World Energy Outlook 2007, China and India Insights. **Relatório anual da Agência Internacional de Energia**, 207.
4. MARTINOT, E. et al. Renewable Energy Markets in Developing Countries, 2002. 39–48.
5. ANDERSON, D. Renewable Energy Technology and Policy for Development, 1997. 187–215.
6. IEA, INTERNATIONAL ENERGY AGENCY. **Renewables Information, 2010 – IEA Statistics**. [S.l.]: [s.n.], 2010.
7. ANEEL. **Atlas de Energia Elétrica no Brasil**. 3°. ed. Brasília: [s.n.], 2008.
8. RAHMAN, S. Green Power: What is it and where can we find it. **IEEE power & energy magazine**, janeiro/fevereiro 2003. 30-37.
9. MARTINOT, E. et al. Renewable Energy Futures: Targets, Scenarios, and Pathways, 2007. 25-39.
10. LISERRE, M.; SAUTER, T.; HUNG, J. Y. Future Energy Systems - Integrating Renewable Energy Sources into the Smart Power Grid Through Industrial Electronics. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, Março 2010. 18-37.
11. KROPOSKI, B.; ET ALL. Making Microgrids Work. **IEEE power & energy magazine**, Maio/Junho 2008. 41-53.
12. KATIRAEI, F.; ET ALL. Microgrid Management - Control and Operation Aspects of Microgrids. **IEEE power & energy magazine**, may/june 2008. 54-65.
13. CHIRADEJA, P.; RAMAKUMAR, R. An approach to quantify the technical benefits of distributed generation. **IEEE Trans. Energy Convers**, v. 19, n. 4, p. 764–773, dec 2004.
14. SIMONS, G. et al. The role of renewable distributed generation in California’s electricity system. **Proc. IEEE Power Eng. Soc. Summer Meeting**, v. 1, p. 546–547, Julho 2001.
15. NIKKHAJOEI, H.; LASSETER, R. H. Distributed Generation Interface to the CERTS Microgrid. **IEEE Trans. on Power Delivery**, v. 24, n. 3, p. 1598-1608, Julho 2009.
16. DUGAN, R. C.; PRICE, S. K. Issues for distributed generation in the US. **Proc. IEEE Power Eng. Soc. Winter Meeting**, v. 1, p. 121–126, Janeiro 2002.
17. BAE, I.-S.; KIM, J.-O. Reliability Evaluation of Customers in a Microgrid. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 23, n. 3, p. 1416-1422, Agosto 2008.
18. MAJUMDER, R. et al. Load sharing and power quality enhanced operation of a distributed microgrid. **IET Renew. Power Gener**, v. 3, n. 2, p. 109-119, 2009.
19. LI, Y. W.; KAO, C.-N. An Accurate Power Control Strategy for Power-Electronics-Interfaced Distributed Generation Units Operating in a Low-Voltage Multibus Microgrid. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 12, p. 2977-2988, Dezembro 2009.
20. IEEE STD 1547.1. IEEE Standard Conformance Test Procedures for Equipment Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems, 2005.
21. IEEE. The Authoritative Dictionary of IEEE Standards Terms, n. 7, Dezembro 2000.
22. VILLALVA, M. G.; GAZOLI, E. R.; FILHO, E. R. Comprehensive Approach to

- Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 24, n. 5, p. 1198-1208, Maio 2009.
23. KYOCERA. High Efficiency Multicrystal Photovoltaic Module. **Datasheet**.
 24. FARANDA, R.; LEVA, S.; MAUGERI, V. MPPT techniques for PV systems: Energetic and cost comparison. **IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century**, Pittsburgh, p. 1-6, 2008.
 25. SMA TECHNOLOGIE AG. Gestão de Sombras. **Material desenvolvido pela empresa**, v. 1, 2010.
 26. ROCA BAXI GROUP. Apresentação FOTON. **Material desenvolvido pela empresa**, 2008.
 27. THINK TECH. Catálogo Fotovoltaico. **Material desenvolvido pela empresa**.
 28. ARAÚJO, S. V.; ZACHARIAS, P.; MALLWITZ, R. Highly Efficient Single-Phase Transformerless. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 9, Setembro 2010.
 29. SMA TECHNOLOGIE AG. Técnica de Sistemas para Aplicaciones Fotovoltaicas. **Material desenvolvido pela empresa**, 2005.
 30. WALKER, G. R.; SERNIA, P. C. Cascaded DC-DC Converter Connection of Photovoltaic Modules. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 19, n. 4, p. 1130-1139, Julho 2004.
 31. GONZALEZ, R. et al. High-Efficiency Transformerless Single-phase Photovoltaic Inverter. **Power Electronics and Motion Control Conference**, p. 1895-1900, 2006.
 32. YANG, B. et al. novel single-phase transformerless photovoltaic inveter connected to grid. **5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010)**, 19-21 Abril 2010. 1-6.
 33. SMA TECHNOLOGIE. Correntes de fuga capacitivas. **Material desenvolvido pela empresa**, v. 1.
 34. CALAIS, M.; AGELIDIS, V. Multilevel converters for single-phase grid connected photovoltaic systems, an overview. **IEEE - International Symposium on Industrial Electronics**, p. 224-229, Julho 1998.
 35. BARATER; FRANCESCHINI, G.; LORENZANI, E. Unipolar PWM for transformerless grid-connected converters in photovoltaic plants. **Clean Electrical Power, 2009 International Conference on**, 9-11 Junho 2009. pp.387-392.
 36. KARSCHNY, D. **Wechselrichter**. DE19732218 C1, Março 1999.
 37. LAI, J.; PENG, F. Multilevel converters – a new breed of power converters. **IEEE Trans. Ind. App**, v. 32, n. 3, p. 509-517.
 38. HANTSCHHEL, J. **Direct current-voltage converting method for use in inverter, involves clocking switch units such that high potential and input direct current voltage lie at inputs of storage reactor in magnetized and free-wheel phases, respectively**. DE 102006010694 A1, 20 Setembro 2007.
 39. GONZALEZ, R. et al. Transformerless Inverter for Single-Phase Photovoltaic Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, n. 2, p. 693-697, Março 2007.
 40. LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; EHANSEN, S. Design and control of an LCL-filter based active rectifier. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Setembr/Outubro 2005. 1281-1291.
 41. MOHAN, N.; UNDELAND, T.; ROBBINS, W. **Power Electronics: converters, applications and design**. New York: John Wiley & Sons Inc., 1995.

42. BLAABJERG, F. et al. Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems. **IEEE Tansaction on Industrial Electronics**, v. 53, n. 5, p. 1398-1409, Outubro 2006.
43. FILHO, R. M. S. et al. Comparison of Three Single-Phase PLL Algorithms for UPS Applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 8, p. 2923-2932, Agosto 2008.
44. HSIEH, H.-S.; HUNG, J. C. Phase-Locker Loop Techniques - A Survey. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 43, n. 6, p. 609-615, Dezembro 1996.
45. OGATA, K. **Modern Control Engineering**. 4^a. ed. Upper Saddle River: Prentice Hall, 2002.
46. TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. **Grid Converters for Photovoltaic and Wild Power Systems**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2010.
47. CARDOSO, R. et al. Kalman filter based synchronization methods. **IET Generation, Transmission & Distribution**, v. 2, n. 4, p. 542-555, Julho 2008.
48. KREIN, P. T. et al. On the uso of averaging for the analysis of power electronics systems. **IEEE Transaction on Power Electronics**, v. 5, p. 182-190, Abril 1990.
49. CAMARGO, R. F.; PINHEIRO, H. Synchronization method for tree-phase PWM converters under unbalanced and distorted grid. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, v. 153, n. 5, p. 763-772, Setembro 2006.
50. ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. [S.l.]: [s.n.], 1999.
51. DANISH ENERGY AGENCY. **Optimisation of Design of Grid-Connected PS Systems under Danish Conditions**. Energy Research Programme (EFP). Malling, p. 104. 2009.
52. BUTICCHI, G.; FRANCESCHINI, G.; LORENZANI, E. Compensation Strategy of Actual Commutations. **Internacional Conference on Electrical Machines**, Roma, 2010. 1-5.