

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA**

**André Pacheco Meurer**

**PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM MICROINVERSOR BUCK  
DE ELEVADO RENDIMENTO CONECTADO À REDE ELÉTRICA  
COM FILTRO LCL**

**Santa Maria, RS  
2018**

**André Pacheco Meurer**

**PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM MICROINVERSOR BUCK  
DE ELEVADO RENDIMENTO CONECTADO À REDE ELÉTRICA  
COM FILTRO LCL**

Dissertação apresentada ao Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para a obtenção do título de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

Orientador: Prof. Dr. Mário Lúcio da Silva Martins

**Santa Maria, RS  
2018**

Meurer, André  
PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM MICROINVERSOR BUCK  
DE ELEVADO RENDIMENTO CONECTADO À REDE ELÉTRICA COM FILTRO  
LCL / André Meurer.- 2018.  
94 p.; 30 cm

Orientador: Mário Lúcio da Silva Martins  
Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa  
Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica, RS, 2018

1. Microinversor Buck 2. Amortecimento Ativo 3.  
Filtro LCL I. da Silva Martins, Mário Lúcio II. Título.

**André Pacheco Meurer**

**PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM MICROINVERSOR BUCK  
DE ELEVADO RENDIMENTO CONECTADO À REDE ELÉTRICA  
COM FILTRO LCL**

Dissertação apresentada ao Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para a obtenção do título de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

**Aprovado em 06 de agosto de 2018:**

---

**Mário Lúcio da Silva Martins, Dr. (UFSM)**  
(Presidente/Orientador)

---

**Guilherme Sebastião da Silva, Dr. (UNIPAMPA)**

---

**Rodrigo Padilha Vieira, Dr. (UFSM)**

SANTA MARIA, RS  
2018

## **DEDICATÓRIA**

Aos meus pais, Werno e Vera, e meus irmãos, Adriano e Ariane.

## **AGRADECIMENTOS**

Primeiramente a DEUS, pelo dom da vida, aos meus pais, Werno e Vera os quais me deram todo incentivo e apoio para realização deste trabalho.

Agradeço a meu orientador, professor Mário Lúcio da Silva Martins, o qual sempre me orientou e me mostrou os caminhos a seguir durante esse processo de dois anos, fica minha eterna gratidão.

Aos colegas e professores do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC), o qual sempre tive um ótimo relacionamento e obtive sempre discussões proveitosas, em especial aos colegas Leandro Tomé Martins, William Venturin, Henrique Jank e António Manuel Spencer Andrade os quais tornaram esta tarefa mais fácil de ser realizada.

À minha namorada, Amanda, a qual esteve comigo em todos os momentos e me ajudou a passar pelas dificuldades encontradas ao longo do caminho.

A todos meus amigos de Panambi e Santa Maria, que sempre me incentivaram e ajudaram nos momentos de descontração.

*“Um homem nunca deve sentir  
vergonha de admitir que errou, o  
que é apenas dizer, noutros  
termos, que hoje ele é mais  
inteligente do que era ontem.”*

**Alexander Pope**

*“Aquele que não sabe, e não sabe que não sabe, é um tolo - evitem-no.  
Aquele que não sabe, e sabe que não sabe, é uma criança - ensine-o.  
Aquele que sabe, e não sabe que sabe, é um dormente – desperte-o.  
Aquele que sabe, e sabe que sabe, é um sábio – siga-o”*

**Provérbio Persa**

## RESUMO

### PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM MICROINVERSOR BUCK DE ELEVADO RENDIMENTO CONECTADO À REDE ELÉTRICA COM FILTRO LCL

AUTOR: André Pacheco Meurer

ORIENTADOR: Prof. Dr. Mário Lúcio da Silva Martins

Os microinversores são pequenos módulos fotovoltaicos monofásicos de geração de energia que se conectam diretamente a um painel fotovoltaico e a rede elétrica, que normalmente são compostos por um estágio CC-CC e um estágio CC-CA. A topologia do microinversor escolhida é com *link* CC, por sua simplicidade e por assegurar que somente componentes de corrente em alta frequência circulem pelo transformador do estágio CC-CC. Neste trabalho é abordada uma topologia de MIC com destaque para o estágio CC-CA, aonde é apresentada uma contribuição no desenvolvimento de microinversores com elevada eficiência na conversão de energia. Um dos principais objetivos é reduzir as perdas no estágio CC-CA por meio da utilização de um inversor *buck* em conjunto com um filtro LCL. O inversor tipo *buck* consiste na inclusão de apenas um interruptor em série com a ponte H de interruptores. Desta forma, o interruptor adicional é responsável por produzir uma forma de onda de corrente senoidal em módulo (sempre positiva) que é desdobrada (*unfolded*) pelos interruptores da ponte H. Portanto, o sistema opera com apenas um interruptor em alta frequência para fazer a modulação por largura de pulso, de maneira que os demais interruptores do inversor em ponte completa operem na frequência da rede, desdobrador (*unfolding*). Para se aumentar a densidade de potência deve-se aumentar a atenuação do filtro, reduzindo-se tanto o volume dos componentes quanto as perdas em condução do mesmo. Com base nisso, escolheu-se um filtro de terceira ordem LCL que possui uma atenuação de 60 dB/dec. O controle da corrente utiliza um controlador multi-ressonante o qual rastreia a referência senoidal em 60 Hz e também compensa os componentes harmônicos de corrente presentes nas frequências múltiplas da fundamental 3<sup>a</sup>, 5<sup>a</sup> e 7<sup>a</sup>. Além disto, para contornar os problemas de estabilidade referentes à resposta do filtro LCL é proposto uma malha de amortecimento ativo, a qual não necessita de elementos passivos nem de sensores adicionais para a realização da mesma, o que aumenta a eficiência e reduz os custos associados ao sistema. Em virtude de utilizar um microinversor com *link* CC uma malha externa de controle de tensão é implementada para regular a tensão do barramento capacitivo o qual é composto por um capacitor de filme ao invés de um capacitor eletrolítico, o que tende a elevar a vida útil do sistema. Resultados experimentais de um protótipo de 200 W demonstram a viabilidade da proposta. Por fim, é avaliado, segundo a norma europeia de eficiência, a comparação entre a eficiência do microinversor com amortecimento ativo e com amortecimento passivo.

**Palavras-chave:** Microinversores. Filtro LCL. Amortecimento Ativo.



## ABSTRACT

### DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A BUCK MICRO-INVERTER OF HIGH PERFORMANCE CONNECTED TO ELECTRICAL GRID WITH LCL FILTER

AUTHOR: André Pacheco Meurer

ADVISOR: Prof. Dr. Mário Lúcio da Silva Martins

Micro-inverters are small single-phase photovoltaic power generation modules that connect directly to a photovoltaic panel and the electrical grid, which typically consist of a DC-DC stage and a DC-AC stage. The topology of the chosen microinverter is DC link, for its simplicity and to ensure that only high frequency current components flow through the DC-DC stage transformer. In this work, a topology of MIC is presented, highlighting the CC-CA stage, where it presents a contribution in the development of microinverters with high energy conversion efficiency. One of the main goals is to reduce losses in the CC-CA stage by using a buck inverter in conjunction with an LCL filter. The buck-type inverter consists of the inclusion of only one switch in series with the H-bridge of switches. In this way, the additional switch is responsible for producing a (always positive) sine wave current that is unfolded by the switches on the H-bridge. Therefore, the system operates with only one high-frequency switch to make the pulse width modulation so that all other bridge inverter switches operate at the network frequency, unfolding. In order to increase the power density, the attenuation of the filter must be increased, reducing both the volume of the components and the losses in the conduction of the same. Based on this, a third-order LCL filter having an attenuation of 60 dB / dec was chosen. Current control uses a multi-resonant controller which tracks the sine-wave reference at 60 Hz and also compensates for current harmonic components present in the multiple frequencies of the 3rd and 5th fundamental. In addition, in order to overcome the stability problems related to the LCL filter response, an active damping loop is proposed, which does not require passive elements or additional sensors to perform the same, which increases efficiency and reduces associated costs to the system. Due to the use of a DC link micro-inverter, an external voltage control grid is implemented to regulate the voltage of the capacitive bus which is composed of a film capacitor instead of an electrolytic capacitor, which tends to increase the useful life of the system. Experimental results of a 200 W prototype demonstrate the feasibility of the proposal. Finally, the comparison between the efficiency of the micro-inverter with active damping and passive damping is evaluated, according to the European efficiency standard.

**Keywords:** Micro-inverters. LCL Filter. Active Damping.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1- Panorama energético mundial.....	15
Figura 2 - Capacidade de geração do Brasil .....	16
Figura 3 - Conexões com a rede por estado Brasileiro.....	17
Figura 4- Sistemas fotovoltaicos conectados a rede. a) Módulo Integrado (MIC). b) Inversor <i>string</i> c) Inversor <i>multistring</i> d) inversor central .....	18
Figura 5 –Topologia de MIC a) Com <i>link CC</i> , b) <i>pseudo link CC</i> e c) sem <i>link CC</i> .....	20
Figura 6 - <i>Unfolding Inverter</i> .....	25
Figura 7 - Inversor Buck.....	26
Figura 8 - Formas de onda do <i>Unfolding Inverter</i> .....	26
Figura 9 - Topologia do MIC proposto .....	31
Figura 10 - Inversor <i>buck</i> com filtro CL.....	32
Figura 11 - Conversor <i>buck</i> com <i>unfolding</i> . .....	32
Figura 12 - Inversor <i>buck</i> proposto.....	33
Figura 13- Inversor monofásico em ponte completa .....	34
Figura 14- Inversor monofásico em ponte completa com modulação bipolar .....	35
Figura 15- a) tensão $V_{ab}$ dois níveis. b) espectro harmônico de $V_{ab}$ .....	35
Figura 16- Modulantes $u_1$ e $u_2$ para gerar PWM unipolar .....	36
Figura 17- a)Tensão $V_{ab}$ de três níveis. b) espectro harmônico de $V_{ab}$ . .....	36
Figura 18- Portadora e modulantes para o inversor <i>buck</i> .....	37
Figura 19- a) tensão $V_{ab}$ três níveis. b) espectro harmônico de $V_{ab}$ .....	37
Figura 20- 1ª etapa de operação- $V_g$ positiva .....	38
Figura 21- 2ª etapa de operação- $V_g$ positiva .....	38
Figura 22- 1ª etapa de operação- $V_g$ negativa .....	39
Figura 23- 2ª etapa de operação- $V_g$ negativa .....	39
Figura 24-Diagrama de blocos para modelagem.....	41
Figura 25- Formas de onda da corrente no inversor.....	41
Figura 26- Diagrama de Bode de malha aberta .....	42
Figura 27- Diagrama de blocos da planta conectada à rede .....	43
Figura 28- Impedância Virtual .....	44
Figura 29- Diagrama de Blocos da Impedância Virtual.....	44
Figura 30- Bloco de realimentação da impedância virtual .....	44
Figura 31-Simplificação do diagrama de blocos .....	45
Figura 32- Resposta em frequência de $G_p$ e $G_{pi}$ .....	45
Figura 33- Resposta em frequência das funções $s^2$ e $G_x$ .....	47
Figura 34-Filtro passa baixas.....	47
Figura 35-Filtros utilizados para o amortecimento ativo .....	48
Figura 36- Circuito para modelagem da tensão do capacitor .....	49
Figura 37 - Diagrama de Blocos para as três malhas de controle.....	51
Figura 38 - Diferentes valores de amortecimento .....	53
Figura 39- Função $G_{psx}(z)$ proposta por (LIU, LIU, <i>et al.</i> , 2016).....	54
Figura 40—Mapa de polos e zeros da função $G_{psx}(z)$ .....	54
Figura 41 - Filtro digital passa-baixa em série com a função da impedância virtual.....	55
Figura 42 - Bloco de realimentação da impedância virtual $G_{pa}(z)$ .....	56

Figura 43 - Diagrama de polos e zeros para a função $G_{pa}(z)$ com diferentes coeficientes de amortecimento .....	56
Figura 44 - Diagrama de bode da planta original $G_p(z)$ e da planta amortecida $G_{pa}(z)$ .....	57
Figura 45 - Diagrama de blocos para a malha de controle .....	59
Figura 46 - Diagrama de blocos do Controlador de Corrente .....	60
Figura 47- Implementação em frações parciais .....	61
Figura 48 - Mapa de polos e zeros da planta compensada de malha fechada com variações paramétricas.....	63
Figura 49 - Planta não compensada e planta compensada.....	63
Figura 50- Blocos de Controle para estrutura da malha de tensão .....	64
Figura 51- Diferentes margens de fase para resposta ao degrau unitário .....	66
Figura 52- Blocos de Controle para estrutura da malha de tensão .....	67
Figura 53- Diagrama de bode de malha fechada da planta de tensão com compensador. ....	67
Figura 54- Planta simulada no software PSIM. ....	69
Figura 55- Planta simulada no <i>software</i> PSIM. ....	70
Figura 56 - Espectro harmônico .....	71
Figura 58- Inicialização do Sistema .....	72
Figura 57- <i>Step</i> na referência do conversor CC-CC .....	72
Figura 59- Tempo de execução da rotina de controle. ....	73
Figura 60- Tensão e corrente na rede. ....	74
Figura 60 - Tensão sintetizada na saída do <i>unfolding</i> e corrente da rede .....	74
Figura 61 - Corrente na chave $i_{sb}$ e corrente da rede $i_2$ . ....	75
Figura 62 - Curva experimental de rendimento dos MICs com amortecimento ativo e passivo .....	76
Figura 63- Relação entre a atenuação harmônica e o fator $r$ . ....	83

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1- Distorção máxima das componentes harmônicas de acordo com a norma IEEE1547. .....	27
Tabela 2- Coeficientes utilizados para projeto dos controladores ressonantes .....	62
Tabela 3- Grandezas utilizadas na discretização da malha de tensão.....	64
Tabela 4 - Valores utilizados no projeto dos componentes .....	68
Tabela 5 - Eficiência das Técnicas de Amortecimento ativo e amortecimento passivo.....	75

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
CC-CA	Corrente Contínua para Corrente Alternada
CC-CC	Corrente Contínua para Corrente Contínua
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> – Processador Digital de Sinais
FFT	Transformada rápida de Fourier
FV	Painel Solar
GEPOC	Grupo de Eletrônica de Potência e Controle
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MIC	Conversor Módulo Integrado
MF	Margem de Fase
MPP	Ponto de Máxima Potência
MPPT	Rastreamento do Ponto de Máxima Potência
PI	Proporcional Integral
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
PSIM	<i>Software for Power Electronics Simulation</i>
PRODIST	Procedimentos de Distribuição
THD	Taxa de Distorção Harmônica
UFSM	Universidade Federal de Santa Maria

## SUMÁRIO

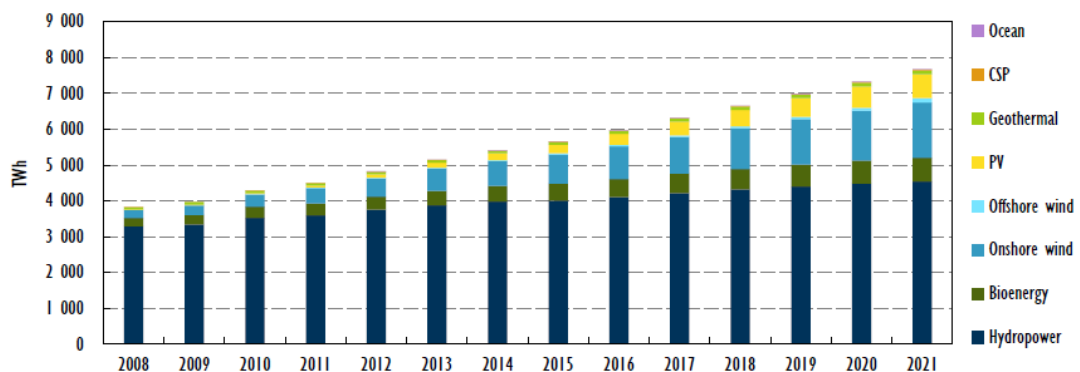
<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>15</b>
1.1	SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE ELÉTRICA .....	17
1.2	FILTROS PARA CONEXÃO COM A REDE ELÉTRICA .....	20
1.3	HIPÓTESES .....	22
1.4	OBJETIVOS .....	22
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA .....</b>	<b>24</b>
2.1	PRINCIPAIS TOPOLOGIAS DE MIC .....	24
2.2	NORMAS PARA CONEXÃO COM A REDE ELÉTRICA .....	27
2.3	AMORTECIMENTO DO FILTRO LCL .....	28
2.4	CONTROLADORES DE CORRENTE .....	29
<b>3</b>	<b>ANÁLISE DO INVERSOR BUCK.....</b>	<b>31</b>
3.1	INTRODUÇÃO .....	31
3.2	PROPOSTA DO MICROINVERSOR .....	31
3.3	MODULAÇÃO DE INVERSORES MONOFÁSICOS .....	34
3.4	OPERAÇÃO E MODULAÇÃO DO INVERSOR BUCK .....	38
3.5	MODELAGEM DA MALHA DE CORRENTE .....	39
3.6	MODELAGEM DA IMPEDÂNCIA VIRTUAL .....	43
3.7	MODELAGEM DA MALHA DE TENSÃO .....	49
<b>4</b>	<b>PROJETO DOS CONTROLADORES .....</b>	<b>51</b>
4.1	INTRODUÇÃO .....	51
4.2	MALHA DE AMORTECIMENTO ATIVO .....	53
4.3	CONTROLADOR DE CORRENTE .....	58
4.4	CONTROLADOR DE TENSÃO .....	64
<b>5</b>	<b>RESULTADOS .....</b>	<b>68</b>
5.1	INTRODUÇÃO .....	68
5.2	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO .....	69
5.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....	73
<b>6</b>	<b>CONCLUSÕES.....</b>	<b>77</b>
	<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>82</b>
	<b>APÊNDICES .....</b>	<b>83</b>

## 1 INTRODUÇÃO

O uso de energia elétrica no cenário mundial tem aumentado cada vez mais, devido às novas tecnologias que estão fazendo parte do cotidiano, como os *smartphones*, a automatização dos equipamentos residenciais e sua maior conectividade no mundo moderno. Com isso, tem-se um gradativo aumento no consumo de energia elétrica, necessitando cada vez mais de novas fontes para manter esse crescente aumento na demanda. O uso de energias renováveis tem ganhado espaço, principalmente pelo declínio das reservas de combustíveis fósseis e a importância da produção de energias sustentáveis (WORLD ENERGY COUNCIL, 2016).

Conforme evidencia o relatório *World energy perspective variable renewables integration in electricity systems: How to get it right*, as fontes de energias renováveis geram aproximadamente 1/4 da produção global de eletricidade (WORLD ENERGY COUNCIL, 2016). Segundo este relatório existe uma projeção de que as fontes de energia solar e eólica tenham um aumento significativo até o ano de 2021 (Figura 1).

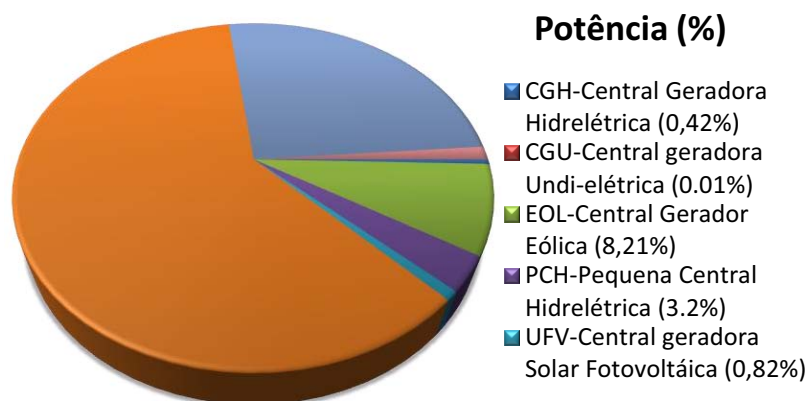
Figura 1- Panorama energético mundial



Fonte: (WORLD ENERGY COUNCIL, 2016).

Diferentemente da perspectiva a nível mundial, aproximadamente 75% da energia elétrica gerada no Brasil provém de recursos renováveis, sendo que a maior parte desses recursos provém de energia Hídrica (60,2%), seguida da energia gerada através de Termoelétricas (25,83%), energia Eólica (8,21%) e, somente com (0,82%) da produção encontra-se a energia Solar, conforme ilustrado na Figura 2 (ANEEL, 2018).

Figura 2 - Capacidade de geração do Brasil



Fonte: (ANEEL, 2018).

Contudo, apesar de produzir eletricidade renovável, a energia Hídrica faz uso de um modelo de geração centralizada, em que a geração é feita longe do ponto de consumo. Característica que demanda longas redes de transmissão que acabam aumentando as perdas e o custo do sistema elétrico de potência. Por outro lado, a energia Fotovoltaica se caracteriza pela flexibilidade do tamanho dos geradores e a sua localização que pode ser no próprio local de consumo, o que é muito benéfico em termos de perdas e custos.

Ao analisar a perspectiva em nível de energia Fotovoltaica, o Brasil é um dos países que possui as maiores irradiações solares, relativo a faixa de 5 a 6 kWh/m<sup>2</sup> anual médio, sendo considerada uma irradiação maior do que países desenvolvidos. A exemplo, a Alemanha gera mais energia solar que o Brasil e possui menos da metade da insolação anual, cerca de 2,5 kWh/m<sup>2</sup> (INPE, 2017).

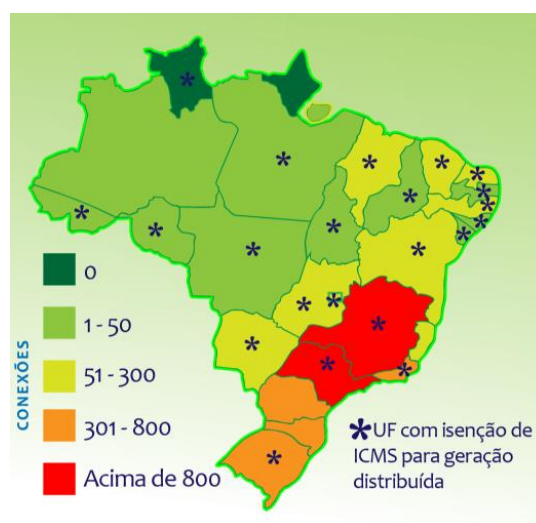
Um dos fatores que pode ser elencado como um marco da geração distribuída no Brasil foi a entrada em vigor da Resolução nº 482/2012, a partir de abril de 2012. Esta resolução estabeleceu os critérios que regulamentam o fornecimento de energia a partir da mini e microgeração de agentes consumidores (BRASIL, 2012). Ressalta-se que anteriormente a referida resolução, não era possível as mini e microgerações ser interligadas a rede, devendo fornecer energia apenas localmente a pequenos sistemas operando de forma ilhada.

Além disto, a partir do ano de 2016, alterações foram realizadas nas normas brasileiras, com vistas a diminuir os custos e tempo de implantação e incentivar para que mais



consumidores pudessem contribuir com sua própria geração fotovoltaica, mudanças que tem gerado um aumento de novas gerações distribuídas. A Figura 3 apresenta o panorama geral do país em relação à geração distribuída, em que, segundo a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), 77% da geração distribuída correspondem a fontes solares (ANEEL, 2018).

Figura 3 - Conexões com a rede por estado Brasileiro



Fonte: (ANEEL, 2016).

Os painéis fotovoltaicos fornecem energia em corrente contínua com uma amplitude baixa se comparada às características elétricas da rede. Portanto, para que a energia seja injetada na rede, a mesma deve ser condicionada. Além disto, a conexão com a rede de qualquer equipamento eletrônico deve obedecer a Normas que regulamentam a qualidade da energia.

### 1.1 SISTEMAS FOTOVOLTÁICOS CONECTADOS À REDE ELÉTRICA

Ao que se refere aos sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica, estes podem ser divididos em sistemas centralizados e descentralizados. Os sistemas centralizados são caracterizados por serem de grande porte contendo algumas centenas de kW, usualmente encontrado em usinas fotovoltaicas, enquanto os sistemas descentralizados, são de menor porte podendo ser de algumas centenas de watts até alguns kW (geração distribuída).

Segundo (ARAÚJO, ZACHARIAS e MALLWITZ, 2010) os sistemas descentralizados de geração fotovoltaica para a conexão com a rede podem ser classificados como: Módulo

Integrado (MIC) (ou módulo Corrente Alternada (CA), em linha (*String*), Multilinhas (*Multistring*). Essas configurações podem ser observadas na Figura 4.

No inversor em linha existe apenas um inversor e os painéis arranjados em série podem ser ligados diretamente ao inversor, ou a energia vinda dos painéis pode ser previamente processada por um estágio adicional de conversão de corrente contínua para corrente contínua (CC-CC) do tipo elevador de tensão. A vantagem de não utilizar o estágio CC-CC é a redução das perdas de conversão de energia, porém o sistema fica mais susceptível a sombreamentos por necessitar de um maior número de painéis fotovoltaicos conectados em série. Por outro lado, utilizando o estágio CC-CC, pode-se empregar um conversor com características elevadoras de tensão, permitindo uma redução do número de painéis em série e, portanto, podendo diminuir os problemas de sombreamento.

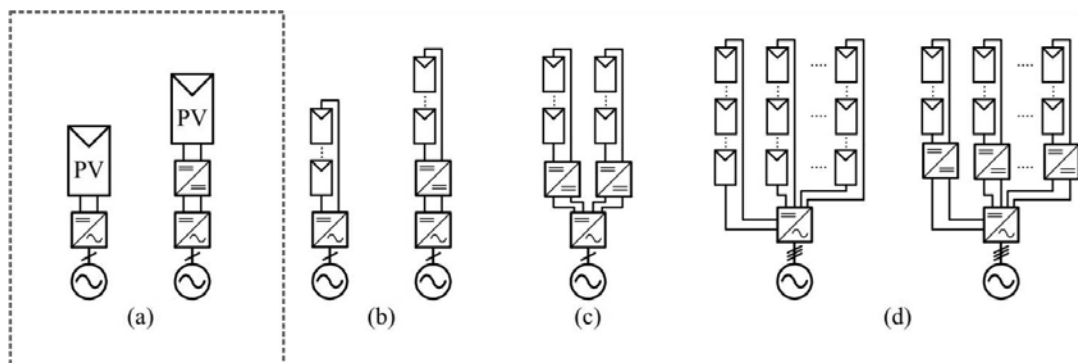
O inversor multilinhas consiste em separar o arranjo fotovoltaico em vários arranjos menores, com menor possibilidade de perdas devido a sombreamentos e com rastreamento do ponto de máxima potência individual.

O Inversor Central, diferentemente dos outros inversores que são utilizados para consumidores residenciais e locais, é utilizado em parques fotovoltaicos o qual não se enquadra em sistemas descentralizados.

O *Module Integrated Converter (MIC)* ou Conversor de Módulo Integrado é a configuração mais descentralizada das topologias apresentadas e, diferentemente dos outros inversores, possui apenas um inversor e um painel fotovoltaico. Neste caso cada painel busca o seu ponto de máxima potência.

Por possuir apenas um painel, tem como vantagem instalações em ambientes menores

Figura 4- Sistemas fotovoltaicos conectados a rede. a) Módulo Integrado (MIC). b) Inversor *string* c) Inversor *multistring* d) inversor central



Fonte: Adaptado de (MARANGONI, 2012).

para aproveitamento da irradiação solar, como perto de prédios e construções, por exemplo, em que outras topologias de inversores seriam prejudicadas devido a sombreamentos parciais. A conexão de vários MIC's é mais simples em relação aos outros inversores, já que cada um é independente do outro.

Os MICs operam na faixa de 200 a 500 W e possuem vantagens em relação às outras topologias de inversores, como fácil instalação, maior eficiência, baixo custo, rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) individual, aumentando assim sua eficiência (HU, CHEN, *et al.*, 2013). Além disso, pode-se destacar a simplicidade uma vez que não existem cabos associados ao lado CC, viabilizando assim a característica “*plug and play*” e modularidade para adicionar microinversores (HU, CHEN, *et al.*, 2013) (LI e ORUGANTI, 2012). Contudo, existe um maior custo associado do MIC em relação às outras topologias, em virtude do grande número de componentes eletrônicos.

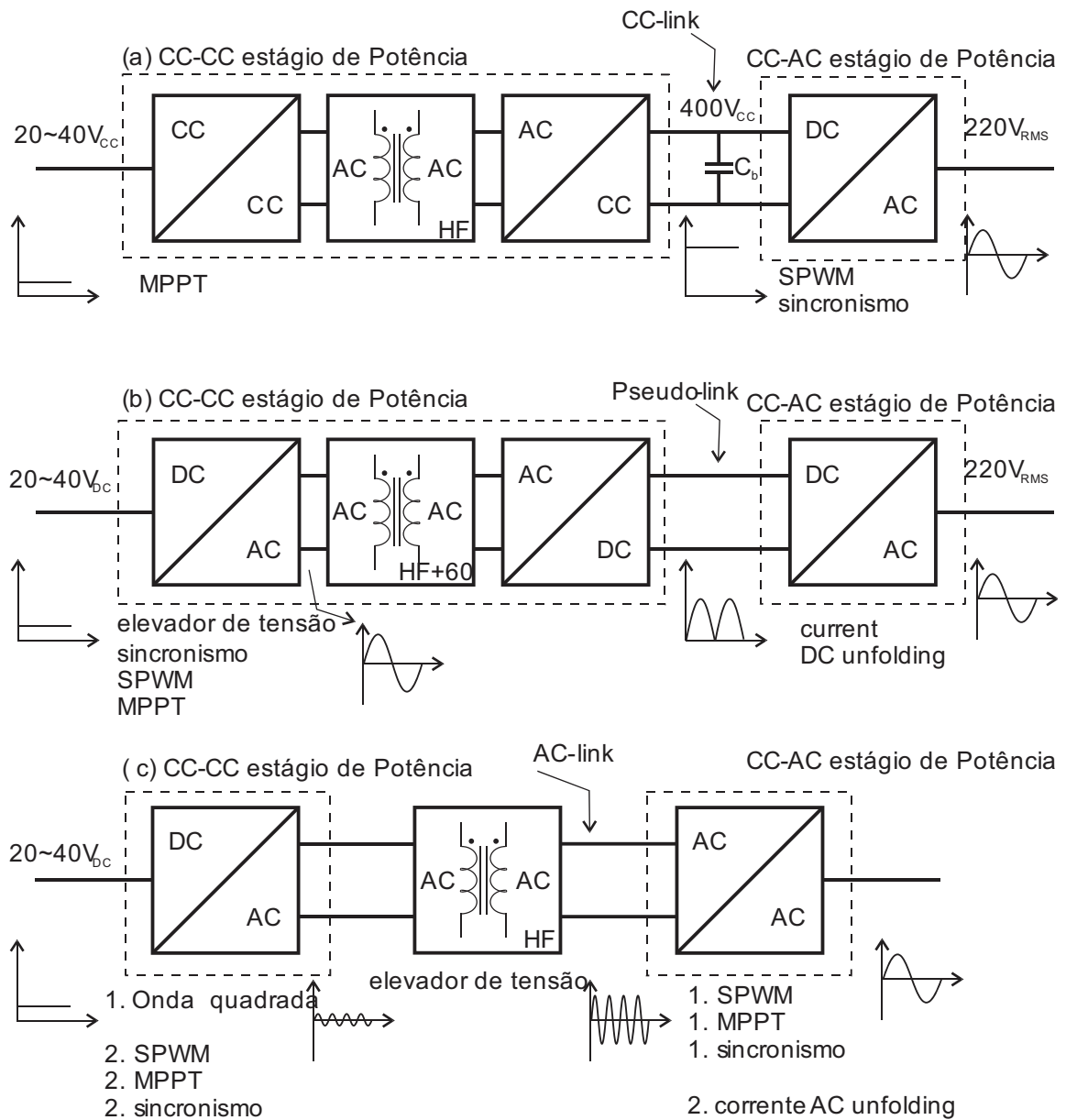
Ao que se refere aos tipos de MICs, eles podem ser classificados em três grupos de acordo com a configuração do *link* CC: sem *link* CC, com pseudo *link* CC e com *link* CC (LI e WOLFS, 2008), Figura 5.

No MIC com *link* CC a vantagem é somente componentes de potência na frequência de chaveamento, passam pelo transformador. Isto permite que o dimensionamento do transformador para a frequência de chaveamento, o que reduz o seu tamanho e custo conseqüentemente. Além disso, as oscilações de 120 Hz são desacopladas pelo capacitor do barramento, o que deixa o painel fotovoltaico livre dessas oscilações, porém necessita-se de um inversor em ponte completa para realizar a operação com PWM. Sua desvantagem está associada ao capacitor de desacoplamento, que em virtude de utilizar valores elevados de tensão, normalmente faz-se o uso de capacitores eletrolíticos, os quais tendem a diminuir a vida útil do MIC.

O MIC com pseudo *link* CC possui a Modulação por Largura de Pulso ou *Pulse Width Modulation* (PWM) do lado CC e utiliza um inversor com *unfolding* para injetar corrente na rede, o que reduz as perdas em chaveamento e aumenta a eficiência do sistema. No entanto, uma componente de potência pulsada de 120 Hz passa pelo transformador, aumentando seu volume que deve ser dimensionado para isso.

O MIC sem *link* CC utiliza um conversor CC-CA já no estágio primário e um conversor CA-CA no secundário, onde muitas chaves comutam em alta-frequência, o que gera uma complexidade de acionamento.

Figura 5 – Topologia de MIC a) Com *link CC*, b) *pseudo link CC* e c) sem *link CC*



Fonte: Elaborado pelo Autor.

## 1.2 FILTROS PARA CONEXÃO COM A REDE ELÉTRICA

Para atender a norma de conexão com a rede (IEEE nº1547/2003 - Norma para Interconexão de Fontes Distribuídas com o Sistema de Energia Elétrica) os inversores fotovoltaicos necessitam o uso de filtros que atenuem os harmônicos causados pela comutação em alta frequência dos interruptores. Basicamente dois tipos de filtros são

utilizados na saída do inversor em aplicações conectadas à rede de distribuição para atenuação harmônica, o filtro L e o filtro LCL.

O filtro L é a forma mais simples em virtude de possuir apenas um indutor, proporcionando projeto e modelagem fáceis de realizar. Porém, o filtro L possui uma atenuação de apenas 20 db/dec a qual pode obter um resultado não satisfatório no atendimento às normas de THD, principalmente quando o inversor operar em frequências de chaveamento baixas, o que muitas vezes é utilizado com o intuito de reduzir as perdas em comutação.

Outro problema associado ao filtro L é que para grandes potências o indutor é dimensionado para suportar grandes correntes e tende a ficar volumoso, necessitando ser implementado com um grande número de espiras de fio de cobre. Esse dimensionamento aumenta a resistência série deste componente causando uma queda de tensão, prejudicando a eficiência e o custo do sistema (BOUCHAFAA, 2010).

Por outro lado o filtro LCL tem uma maior atenuação dos harmônicos 60 db/dec, o que possibilita uma corrente com conteúdo harmônico com menor amplitude quando comparado com as mesmas frequências para um filtro L. (DIAZ, FREIJEDO, *et al.*, 2018), Além disso o filtro LCL possibilita uma maior densidade de potência, a qual é um indicador de compactação do micro inversor (BIELA, BADSTUBNER e KOLAR, 2009) e tem importante relevância em função de obter um reduzido tamanho. A desvantagem deste filtro é que a sua frequência de ressonância pode produzir instabilidade, pois a magnitude da resposta em frequência em torno desta é maior que 0 dB (HU, CHEN, *et al.*, 2013).

Dentre as técnicas utilizadas para amortecer o pico de ressonância do filtro LCL, basicamente se dividem em amortecimento passivo e amortecimento ativo. A técnica com amortecimento passivo consiste em inserir um resistor em série ou paralelo com algum elemento do filtro (BLAABJERG, LISERRE, *et al.*, 2016) e desta maneira, o pico de ressonância do filtro LCL é atenuado sem mexer nas suas características, desta técnica destaca-se a simplicidade (DIAZ, FREIJEDO, *et al.*, 2018).

Todavia, este método de amortecimento diminui a eficiência do sistema uma vez que o resistor dissipa uma parcela da energia que poderia ser entregue à rede. Por outro lado, a técnica de amortecimento ativo não utiliza elementos passivos que dissipam energia, estas usam técnicas de amortecimento na malha de controle que eliminam o efeito da ressonância causada pelo filtro LCL (DIAZ, FREIJEDO, *et al.*, 2018).

### 1.3 HIPÓTESES

No desenvolvimento desse sistema são consideradas as seguintes hipóteses:

- É possível utilizar o inversor com *unfolding* desde que seja incluído um estágio CC-CC (*buck*) com modulação PWM senoidal e com menos interruptores comutando em alta frequência que um inversor em ponte H.
- É possível integrar o estágio adicional CC-CC à ponte H, reduzindo o número de semicondutores, bem como os elementos armazenadores de energia ao filtro da rede, reduzindo o número de componentes do circuito.

### 1.4 OBJETIVOS

Esta dissertação possui como **objetivo geral** a integração de um estágio adicional CC-CC em um MIC (200W) com link CC, no intuito de reduzir as perdas de comutação. Para atender esses critérios os, os **objetivos específicos** são:

- Reduzir as perdas em comutação usando a técnica do *unfolding*, inserindo um estágio *buck* senoidal.
- Definir a modulação do inversor *buck* para que seja possível a integração com o inversor em ponte H;
- Reduzir volume, aumentando a densidade de potência usando filtro LCL ao invés de um filtro L;
- Garantir a estabilidade da planta empregando técnicas de amortecimento ativo sem aumentar o custo (sem necessidade de sensores adicionais).

A fim de responder estes objetivos, esta dissertação foi organizada da seguinte forma:

No **Capítulo 1**, foi apresentado o panorama energético mundial e brasileiro, enfatizando o crescimento gradativo da instalação de inversores fotovoltaicos desde 2012. Apresentou-se, também, os principais tipos de inversores conectados à rede elétrica, com foco nos microinversores (MICs) onde foi demonstrada a relevância destes sistemas para aplicações onde o sistema fotovoltaico sofre uma grande incidência de sombreamento parcial. Também foi apresentada as principais arquiteturas de MIC, onde observou-se que os MIC com pseudo-link CC tem como vantagem a redução das perdas em chaveamento, enquanto que os MIC com link CC tem menores esforços de corrente no primário do transformador e,

que o mesmo esta sujeito somente a correntes em alta-frequência, o que possibilita a redução de volume do mesmo.

No **Capítulo 2**, Revisão bibliográfica, são apresentadas as topologias de MICs de acordo com *link* CC (com link CC, sem link CC e com *pseudo* link CC), a operação do *unfolding inverter* e a norma que regulamenta os limites de harmônicos que podem ser injetados na rede, bem como seus demais aspectos. Por fim, apresenta-se uma revisão dos principais tipos de controladores lineares utilizados para seguir referências senoidais.

No **Capítulo 3**, Análise do Inversor Buck, é apresentada as modelagens do sistema. Inicialmente, uma modelagem referente ao inversor com *unfolding* é validada com resultados de simulação, em que é obtida a função de transferência referente a corrente injetada na rede  $i_2$  em função da razão cíclica da chave do conversor *buck*  $S_b$ . Além disto, apresenta-se a modelagem da malha de amortecimento ativo, a qual utiliza a própria corrente da rede para amortecimento ativo, sem o uso de sensores adicionais. E, realiza-se a modelagem da malha externa, a qual controla a tensão de entrada  $V_{cc}$ .

O **Capítulo 4**, Projeto dos Controladores, apresenta as estratégias de Controle ao que se refere ao detalhamento do projeto para a malha de amortecimento-controlador de corrente e o projeto do controlador de tensão do barramento CC.

O **Capítulo 5**, Resultados, Apresenta os resultados de simulação obtidos para as malhas de amortecimento ativo, corrente e tensão, bem como os resultados práticos que foram obtidos em um protótipo de bancada. Ao final deste capítulo, apresenta-se uma comparação entre o rendimento do microinversor utilizando amortecimento ativo e amortecimento passivo e as suas respectivas eficiências.

O **Capítulo 6**, Conclusões, finaliza essa Dissertação, destacando os resultados que foram obtidos ao longo da dissertação, bem como as contribuições do trabalho.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A seguir é apresentada uma breve revisão sobre três topologias básicas de MICs (com *link* CC, sem *link* CC e com pseudo *link* CC)

### 2.1 PRINCIPAIS TOPOLOGIAS DE MIC

A topologia com *link* CC apresenta dois estágios de conversão de energia, sendo que o primeiro estágio é composto por um conversor CC-CC isolado do tipo elevador que opera em alta frequência e eleva a tensão do capacitor acima da tensão de pico da rede (A. CH. KYRITSIS, 2008); (KASA, IIDA e CHEN, 2005). O segundo estágio é composto por um conversor CC-CA, o qual necessita de um inversor em ponte completa. Esta topologia apresenta como vantagem a busca do ponto de máxima potência efetuado pelo primeiro estágio de conversão de energia e o segundo estágio responsável pelo sincronismo e modulação PWM do inversor.

Além disso, as ondulações de 120 Hz provenientes da potência pulsada produzida pela corrente de saída do inversor em fase com a rede, estão grampeadas no capacitor do link CC, não degradando o capacitor em paralelo com o painel fotovoltaico. Porém, essa topologia apresenta como desvantagem o uso de um capacitor eletrolítico, que muitas vezes é a principal causa de falha em conversores estáticos (BLAABJERG e WANG, 2014).

A configuração sem *link* CC requer ao menos dois estágios a mais de processamento de energia, sendo que o primeiro estágio consiste em um inversor CC-CA de alta frequência, em seguida um estágio isolado de elevação de tensão e por fim um estágio de regulação de tensão. Esta topologia de MIC pode trabalhar de dois modos distintos.

Em um primeiro modo, o conversor CC-CA de entrada produz uma onda quadrada de baixa amplitude e alta frequência, em um segundo estágio ela é elevada pelo transformador e o terceiro estágio é responsável por realizar o MPPT sincronismo e PWM. Uma segunda possibilidade desta topologia é o primeiro estágio de realizar o MPPT, sincronismo e PWM. A que se refere ao segundo estágio, este é utilizado para operar como elevador de tensão e o terceiro estágio é utilizado para realização do *unfolding*.

Essa topologia tem como principal vantagem a eliminação do barramento CC, o que evita o uso de capacitores eletrolíticos. Isto reduz o custo e aumenta a confiabilidade do microinversor. Porém, o regulador de frequências requer o dobro de chaves se comparado



com um inversor em ponte completa, aspecto que pode prejudicar a eficiência do sistema (LI e WOLFS, 2008).

A topologia com pseudo *link* CC apresenta dois estágios de processamento de energia. No primeiro estágio um conversor CC-CC isolado do tipo elevador realiza o estágio de *Maximum Power Point Tracking* (MPPT), sincronismo com a rede e ainda regula a corrente de saída retificada com o dobro da frequência da rede.

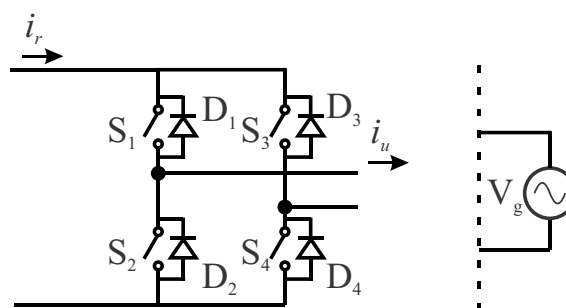
Neste tipo de topologia duas desvantagens são encontradas, o transformador tende a ficar mais volumoso em virtude da frequência de 60 Hz do sincronismo ter suas componentes passando pelo transformador. A segunda desvantagem é a potência pulsada em 120 Hz é desacoplada no capacitor do painel fotovoltaico, o que degrada o mesmo e prejudica a eficiência do sistema.

No segundo estágio o inversor com um *unfolding* coloca a corrente CC retificada do primeiro estágio em formato senoidal utilizando um inversor em ponte H comutando em baixa frequência, o que reduz as perdas de chaveamento, tendo este benefício de reduzir as perdas em qualquer faixa de potência.

O *unfolding inverter* constituído por um inversor em ponte H - Figura 6, opera na frequência da rede e tem a exclusiva função de inverter o sentido da corrente de acordo com a polaridade da rede. A entrada do *unfolding* apresenta uma forma de onda retificada no dobro da frequência da rede, produzida pelo estágio CC-CC e a saída do *unfolding* produz uma forma de onda senoidal, em fase com a tensão da rede.

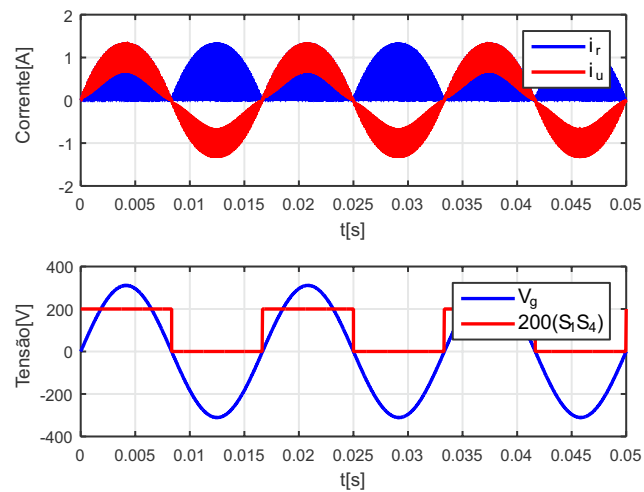
Quando a tensão da rede é positiva os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  são acionados e os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  estão bloqueados, quando a tensão da rede inverte o seu sentido, os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  são bloqueados e os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  são acionados. A Figura 7 apresenta o sinal de acionamento das chaves  $S_1$  e  $S_4$  multiplicados por 200 para uma melhor

Figura 6 - *Unfolding Inverter*



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 7-Formas de onda do *Unfolding Inverter*



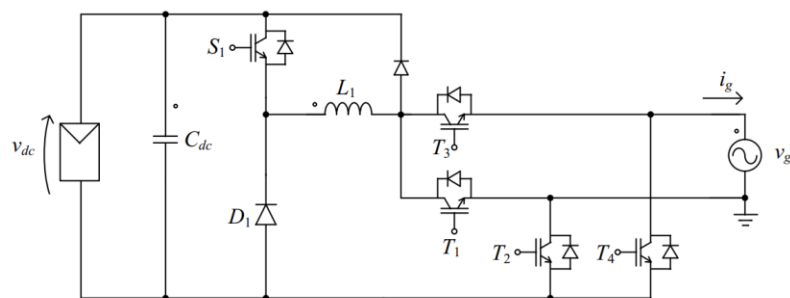
Fonte: Elaborado pelo Autor.

visualização.

Convencionalmente, para o controle de corrente, coloca-se um indutor na saída do estágio CC-CC e realiza-se um controle indireto da corrente da rede, onde é controlado a corrente  $i_r$  no dobro da frequência da rede, de maneira que o *unfolding* apenas inverta a corrente de acordo com o sentido da tensão da rede. Diversos inversores com *unfolding* são utilizados em conjunto com os MICs, de acordo com Li e Oruganti (2012) e Park *et al* (2014) conversores tipo *Flyback* mais *unfolding* foram utilizados para controlar a corrente na rede, mas em virtude de conter apenas um indutor para filtrar as harmônicas do conversor a frequência de chaveamento necessitou ser elevada, na faixa de 100 e 50 kHz respectivamente o que prejudicou a eficiência de ambos conversores, com rendimentos próximos de 90%.

Conforme referido por Han, Lai e Kim (2017) um conversor Cúk foi utilizado para

Figura 8 - Inversor Buck



Fonte: (BELLINASO, 2014)

uma potência de 500W, com frequência de chaveamento de 40 kHz e foi obtido uma eficiência máxima de 96% para o estágio CC-CC com uma potência de aproximadamente 200W. Em estudo desenvolvido por Bellinaso (2014) é proposto o inversor *buck* Figura 8, este inversor é composto por uma chave semicondutora que opera em alta frequência ( $S_I$ ) fazendo a operação SPWM e quatro chaves  $T_1 - T_4$  que operam na frequência da rede fazendo o *unfolding* da corrente controlada por  $L_1$ . A utilização de apenas um indutor para conexão com a rede requer que este seja necessariamente grande, o que tende a aumentar as perdas de conversão CC-CA.

## 2.2 NORMAS PARA CONEXÃO COM A REDE ELÉTRICA

As normas nacionais e internacionais que delimitam os padrões mínimos necessários para a interconexão com a rede elétrica, são muito semelhantes à norma americana do Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (IEEE) 1547/2003 (FIGUEIRA, HEY, *et al.*, 2015), portanto esta norma será a referência utilizada neste trabalho.

A norma IEEE nº1547/2003 - Norma para Interconexão de Fontes Distribuídas com o Sistema de Energia Elétrica (*Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems*) é utilizada para estabelecer os padrões necessários que a geração de energia em fontes distribuídas deve atender. Aprovada no ano de 2003, a norma define as principais características que o sistema distribuído deve atender tais como: Sincronismo, Regulação de Tensão, Distorção Harmônica Total (THD), Nível de corrente contínua injetada, dentre outros. A Tabela 1 mostra os níveis máximos de harmônicos permitidos segundo a IEEE 1547-2003.

No entanto, para que o inversor atenda as especificações referentes às normas, o uso de filtros na saída do inversor é necessário para atenuação do conteúdo harmônico.

Tabela 1- Distorção máxima das componentes harmônicas de acordo com a norma IEEE1547.

<i>Harmônica Individual de ordem h</i>	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	<i>Distorção Harmônica Total (THD)</i>
Ímpares	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
Pares	1,0	0,5	0,375	0,15	0,075	

Fonte: (IEEE 1547).

Usualmente, dois filtros são utilizados para a conexão do inversor com a rede filtro de 1ª ordem com apenas um indutor, filtro L e um filtro de 3ª ordem com dois indutores e um capacitor (LCL). O filtro do tipo L é mais simples, porém, possui uma baixa atenuação de harmônicos em altas frequências. Sendo assim, necessita-se de uma alta frequência de chaveamento dos interruptores para que o filtro não fique demasiadamente grande.

Para os filtros LCL, consegue-se uma maior atenuação dos harmônicos em altas frequências sem diminuir a eficiência do sistema (BLAABJERG, TEODORESCU, *et al.*, 2006). No entanto, o filtro LCL gera um problema referente à estabilidade do sistema, pois o arranjo LCL gera uma frequência de ressonância, a qual pode levar o sistema a instabilidade.

### 2.3 AMORTECIMENTO DO FILTRO LCL

O amortecimento ativo possui como objetivo a resolução do problema das perdas causadas por resistores junto aos elementos do filtro LCL. Para tanto, uma modificação na malha de controle é proposta com uma malha de amortecimento que modifica a estrutura da planta, amortecendo o pico de ressonância do filtro LCL. Sua desvantagem é que o algoritmo de controle fica mais complexo e, por vezes, necessita-se do uso de sensores adicionais para realizar a malha de amortecimento ativo. Diversos trabalhos propõem técnicas de amortecimento ativo, realimentando a corrente do capacitor (PAN, RUAN, *et al.*, 2014) ou da própria corrente da rede (WANG, BLAABJERG e LOH, 2016) e, ainda, utilizando filtros do tipo *notch* (DIAZ, FREIJEDO, *et al.*, 2018).

Dentre os casos de amortecimento ativo, destaca-se a realimentação da corrente do capacitor, a qual passa por um ganho  $k$  constante, a saída deste bloco é descontada diretamente da ação de controle que da malha de corrente (JIA, ZHAO e FU, 2014), porém, o ônus desta técnica é que necessita de um sensor adicional para medir a corrente do capacitor do filtro LCL, o que, por vezes, pode tornar o custo do sistema inviável.

Quando a própria corrente da rede é realimentada para a malha de amortecimento, não há necessidade de sensor adicional, uma vez que a corrente injetada na rede precisa ser medida para o controle de corrente. No entanto, esse método é complexo devido a função de transferência associada à realimentação da corrente da rede. Esta amplifica os ruídos de alta frequência em virtude do termo de segunda ordem  $s^2$ , o qual aparece no numerador da função de transferência (WANG, BLAABJERG e LOH, 2016).

No entanto, segundo (HOLMES, MCGRATH e PARKER, 2014) o pico de ressonância causado pelo filtro LCL não torna o sistema instável se este se encontrar dentro

de uma região específica e apenas uma malha de controle é suficiente para controlar a corrente da rede. Este trabalho embasa-se na presença intrínseca que ocorre nos controladores digitais, devido ao atraso de implementação da malha de controle.

Desta maneira, encontra-se uma relação direta entre a frequência de ressonância do filtro LCL ( $f_r$ ) e a frequência de chaveamento ( $f_s$ ) utilizada para o controle de corrente. Além disto, é encontrada uma frequência crítica ( $f_{crit}$ ), a qual é igual a um sexto da frequência de chaveamento, de modo que a estabilidade do filtro LCL pode ser dividida em dois casos:

$$\text{Caso 1} \quad f_r < \frac{f_s}{6} \quad (1)$$

Se a frequência de ressonância do filtro LCL for menor que um sexto da frequência de chaveamento, então o amortecimento do pico de ressonância é necessário e apenas uma malha de controle não é suficiente para controlar a corrente da rede.

$$\text{Caso 2} \quad f_r > \frac{f_s}{6} \quad (2)$$

Se a frequência de ressonância for maior que um sexto da frequência de amostragem e não é necessário fazer o amortecimento do filtro LCL e apenas uma malha de controle é suficiente para controlar a corrente da rede. Além destes dois critérios estabelecidos, existe uma região próxima de  $f_{crit}$  em que é incerta a operação do filtro LCL e é aconselhável o uso de amortecimento (HOLMES, MCGRATH e PARKER, 2014).

No entanto, devido às incertezas paramétricas que existem no ponto de conexão do filtro LCL com a rede, mesmo que a condição esteja dentro do Caso 2, aplicações em redes fracas podem afetar significativamente a frequência de ressonância do filtro LCL, fazendo com que um sistema que estava inserido no Caso 2 passe para o Caso 1 e o sistema fique instável. Para isso, é aconselhável o uso de algum tipo de amortecimento (LISERRE, TEODORESCU e BLABJERG, 2006).

## 2.4 CONTROLADORES DE CORRENTE

Sistemas conectados à rede elétrica necessitam de controladores que consigam seguir a referência de corrente com mínimo erro e menor distorção (ZAMMIT, SPITERI STAINES e

APAP, 2014), a fim de que a corrente fique dentro dos limites estabelecidos pelas normas de conexão com a rede mencionadas anteriormente. Existem diversos controladores que são capazes de executar essa tarefa, dentre os controladores lineares (os quais serão os controladores utilizados neste trabalho), um dos mais simples é o controlador proporcional-integral (PI). No entanto o PI não garante erro nulo em regime permanente, em virtude de seu modelo interno não possuir o sinal da referência senoidal, utilizando sistemas em coordenadas estacionárias. Para contornar este problema de erro de rastreamento, um dos controladores utilizados na literatura é o controlador proporcional-ressonante (PR).

O controlador PR foi inicialmente proposto como um regulador de sinais senoidais (ZMOOD, HOLMES e BODE, 2001), este controlador introduz alto ganho na frequência desejada, conseguindo rastrear/rejeitar os sinais de interesse. Em virtude de o controlador PR possuir alto ganho na frequência de interesse, ele praticamente não possui influência nas outras frequências. Em vista disto, ele possibilita a implementação de múltiplos controladores ressonantes juntos, os quais são implementados normalmente em paralelo denominados controlador proporcional multi-ressonante (YUHIMENKO, MORDECHAI PERETZ, *et al.*, 2017).

Como já mencionado anteriormente a rede monofásica, por vezes pode ter harmônicos múltiplos da fundamental devido a cargas locais ou algum desbalanceamento, dependendo do ponto de conexão. Em razão desta incerteza, controladores multi-ressonantes são utilizados para rejeitar estes harmônicos de baixa ordem (BLAABJERG, TEODORESCU, *et al.*, 2006).

### 3 ANÁLISE DO INVERSOR BUCK

#### 3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo, primeiramente será apresentada a topologia do inversor *buck*, posteriormente será exposto uma discussão a respeito das modulações em inversores monofásicos, e em seguida apresentadas as etapas de operação referentes ao inversor *buck*.

No que se refere à modelagem das malha de controle, inicialmente é feita a modelagem da malha de corrente a partir das matrizes em espaços de estados por modelo de grandes sinais, posteriormente é realizado a inclusão da malha de amortecimento ativo na malha de corrente, e por fim a malha de tensão é modelada por pequenos sinais.

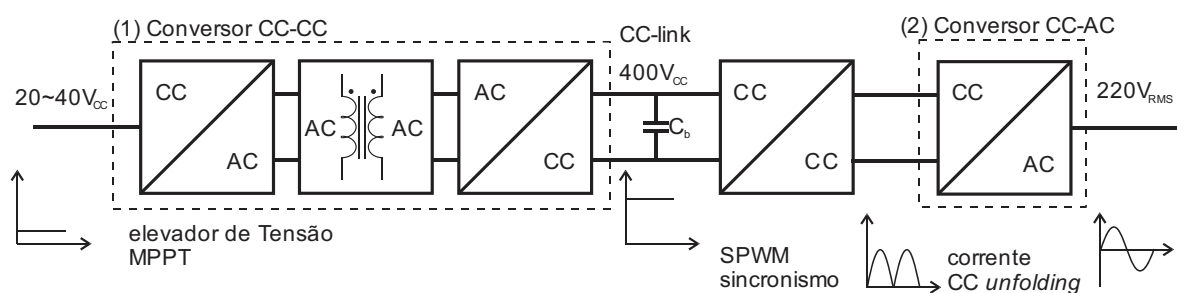
Para a modulação, etapas de operação, modelagem das malhas de corrente e de amortecimento ativo o conversor CC-CC isolado e o capacitor de entrada são substituídos por uma fonte estabilizada de tensão, e os interruptores são considerados ideais.

#### 3.2 PROPOSTA DO MICROINVERSOR

Conforme apresentado na revisão, o inversor com *unfolding* tende a diminuir as perdas de chaveamento em virtude dos interruptores do inversor em ponte completa operar em baixa frequência. No entanto, para utilizar o *unfolding* é necessário um estágio adicional CC-CC para gerar uma corrente retificada. A Figura 9 apresenta a proposta de topologia do MIC para inclusão do *unfolding*.

Vale ressaltar que adicionar um estágio para a conversão de energia pode acarretar em maiores perdas de comutação e condução. Para contornar este problema, pretende-se utilizar uma topologia de conversores CC-CC mais simples, por possuir menor número de componentes.

Figura 9 - Topologia do MIC proposto

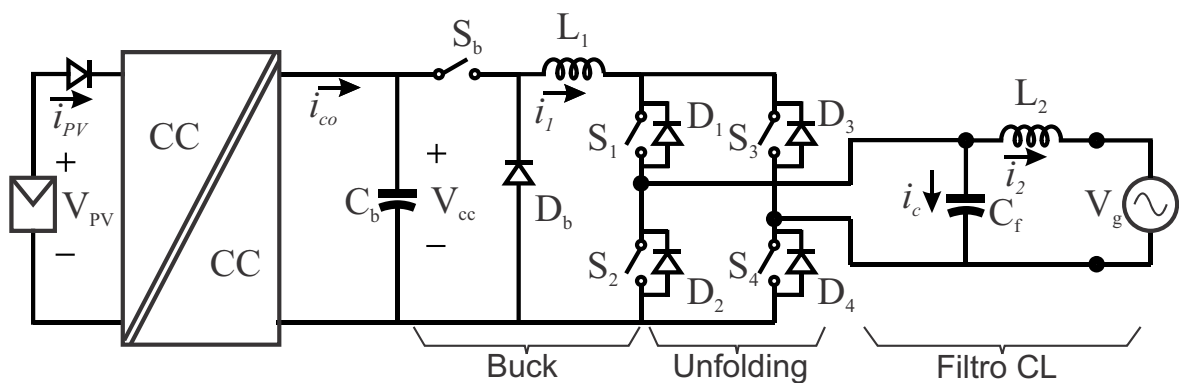


Fonte: Elaborado pelo Autor.

Uma visão geral de um conversor *buck* com *unfolding* é apresentada na Figura 10 em que é colocado um filtro CL para a conexão com a rede. Apesar do controle de corrente pelo indutor  $L_1$  ser mais simples, em virtude de operar como um conversor CC-CC *buck* e não possuir o problema de ressonância associada ao filtro LCL, o controle indireto de corrente ( $i_1$ ) tende a inserir uma fase entre a corrente controlada e a corrente injetada na rede  $i_2$  causada pela queda de tensão do filtro CL e das incertezas paramétricas da rede, o que não vai garantir um fator de potência unitário entre a corrente da rede e a tensão da rede.

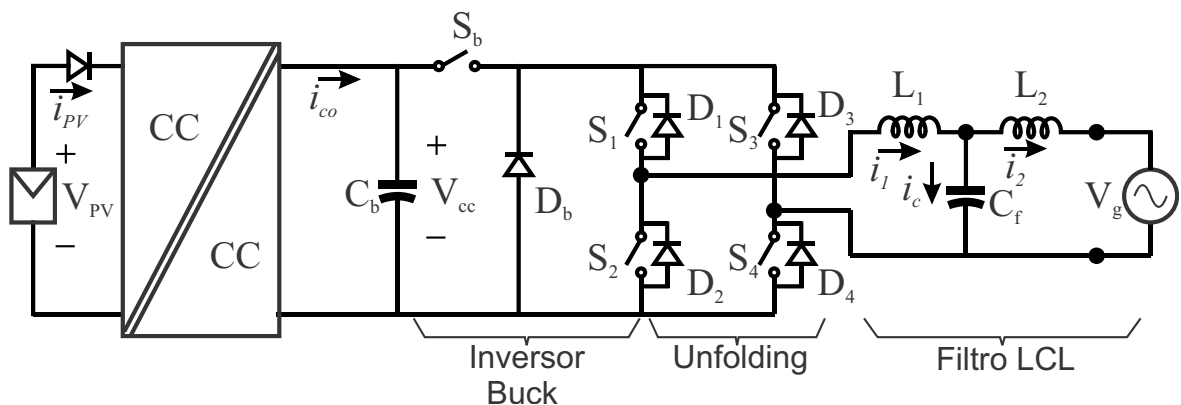
Para atingir um dos objetivos deste trabalho (elevada eficiência), é necessário reduzir as perdas de condução associadas ao estágio CC-CC adicional. Para isso, algumas modificações na topologia do conversor *buck* da Figura 10 são propostas.

Figura 10 - Inversor *buck* com filtro CL



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 11 - Conversor *buck* com *unfolding*.



Fonte: Elaborado pelo Autor.



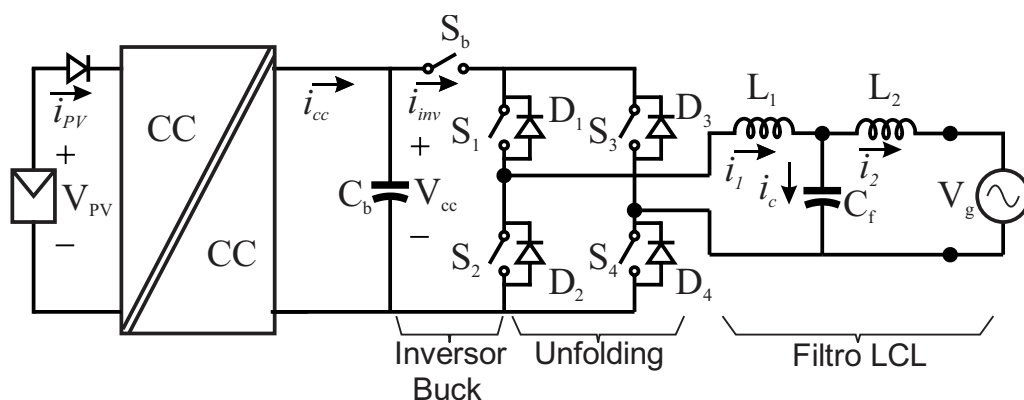
O indutor  $L_1$  será deslocado do estágio CC-CC para o estágio CC-CA conforme Figura 11 caracterizando um filtro de saída LCL o que tende a diminuir o volume do filtro de conexão com a rede (comparado a um filtro L), além disso, irá diminuir as perdas associadas ao estágio CC-CC.

Em virtude de  $L_1$  ser deslocado para a saída do *unfolding* o diodo intrínseco do conversor *buck* ( $D_b$ ) é retirado do circuito, de maneira que a etapa de roda livre será realizada pelos diodos em anti-paralelo  $D_1$  e  $D_4$ .

Considerando as modificações apresentadas, este trabalho propõe desenvolver um microinversor de elevado rendimento com link CC e topologia de inversor *buck*. A Figura 12 apresenta o MIC proposto, em que a fonte primária de energia vem dos painéis fotovoltaicos ligados diretamente ao conversor CC-CC isolado. O primeiro estágio é composto por um conversor CC-CC elevador isolado, responsável pelo algoritmo de MPPT. Depois deste estágio é utilizado um capacitor de desacoplamento  $C_b$  responsável por desacoplar o sistema e regular a tensão  $V_{cc}$  através da malha externa de tensão bem como absorver as oscilações de 120 Hz provenientes da potência pulsada de saída. A tecnologia utilizada para este capacitor de desacoplamento é de filme, o que tende a elevar a vida útil do sistema comparado ao uso de capacitores eletrolíticos.

O estágio CC-CC não isolado é responsável pelo sincronismo com a rede utilizando modulação PWM bipolar, este estágio é configurado apenas pela chave do inversor *buck* e os diodos em antiparalelo das chaves do inversor em ponte completa. Por fim, o estágio CC-CA

Figura 12 - Inversor *buck* proposto



Fonte: Elaborado pelo Autor.

possui o *unfolding* operando na frequência da rede (60 Hz) e é responsável por colocar a corrente retificada em formato senoidal de acordo com a polaridade da rede.

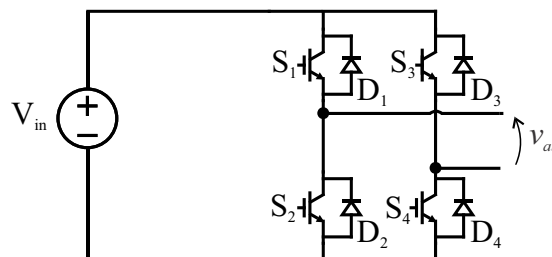
Para a operação do MIC serão utilizadas três malhas de controle: a primeira e a segunda malha, são de controle de corrente e amortecimento ativo, respectivamente, e funcionam na mesma frequência, com o objetivo de injetar potência ativa na rede e amortecer a ressonância intrínseca do filtro LCL. A terceira malha é responsável por regular a tensão do barramento CC  $V_{cc}$ , a qual opera em uma frequência suficientemente mais baixa que as malhas de corrente e amortecimento ativo.

### 3.3 MODULAÇÃO DE INVERSORES MONOFÁSICOS

Para a modulação de inversores monofásicos em ponte completa, o qual pode ser observado pela Figura 13, basicamente utilizam-se dois tipos modulação, PWM bipolar e PWM unipolar, as quais geram o PWM fazendo a comparação entre uma portadora triangular de alta frequência (utilizada para demonstração como 5 kHz) com a modulante na frequência em que se deseja sintetizar na saída do inversor (60 Hz).

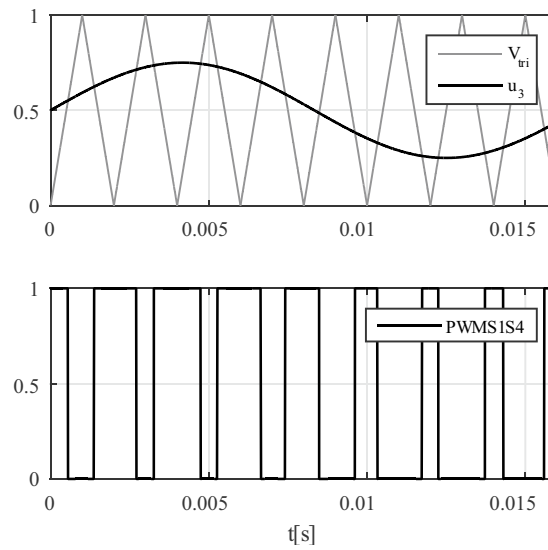
Para o PWM bipolar (Figura 14) o par de chaves  $S1S4$  e  $S2S3$  comutam de forma complementar, tem-se uma portadora em alta frequência e uma modulante ( $u_3$ ), dessa forma é produzida uma tensão de saída  $V_{ab}$  de 2 níveis de tensão ( $V_{in}$  e  $-V_{in}$ ) onde o espectro de  $V_{ab}$  produz componentes harmônicas na frequência de chaveamento (Figura 15).

Figura 13- Inversor monofásico em ponte completa



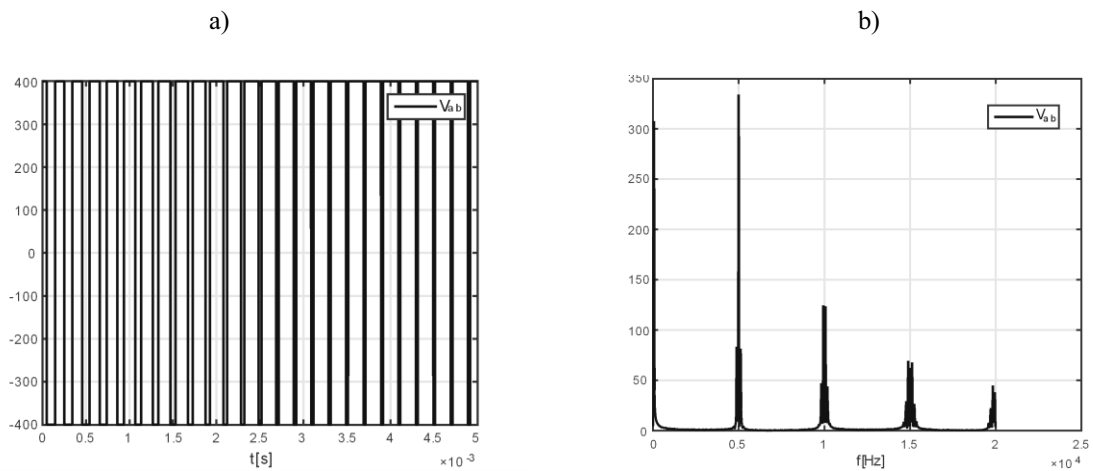
Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 14- Inversor monofásico em ponte completa com modulação bipolar



Fonte: Elaborado pelo Autor.

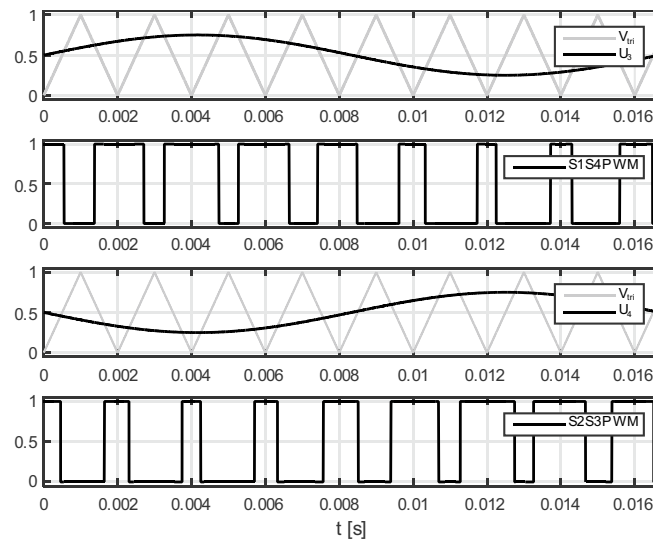
Figura 15- a) tensão  $V_{ab}$  dois níveis. b) espectro harmônico de  $V_{ab}$



Fonte: Elaborado pelo Autor.

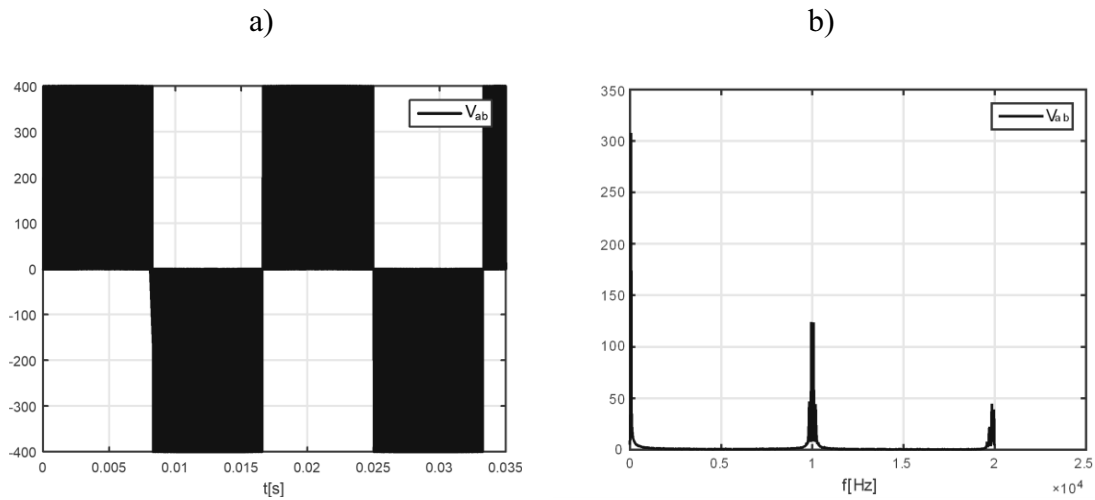
O PWM unipolar da Figura 16 possui uma portadora, e duas modulantes  $u_3$  e  $u_4$  defasadas de 180 graus, de maneira que o PWM aplicado na saída do inversor é a diferença entre as modulantes. A Figura 17 apresenta a tensão  $V_{ab}$  sintetizada na saída do inversor ( $V_{in}$ , 0 e  $-V_{in}$ ), e seu espectro apresenta componentes harmônicas no dobro da frequência de chaveamento em virtude do cancelamento harmônico causado pelas modulantes que estão em contra fase.

Figura 16- Modulantes  $u_1$  e  $u_2$  para gerar PWM unipolar



Fonte: Elaborado pelo Autor.

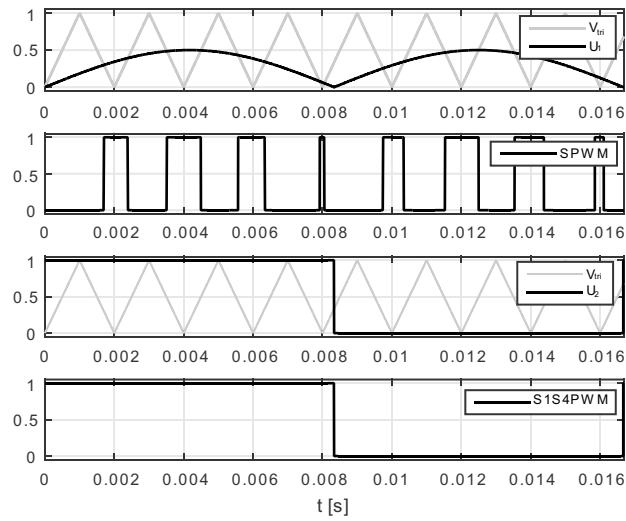
Figura 17- a) Tensão  $V_{ab}$  de três níveis. b) espectro harmônico de  $V_{ab}$ .



Fonte: Elaborado pelo Autor.

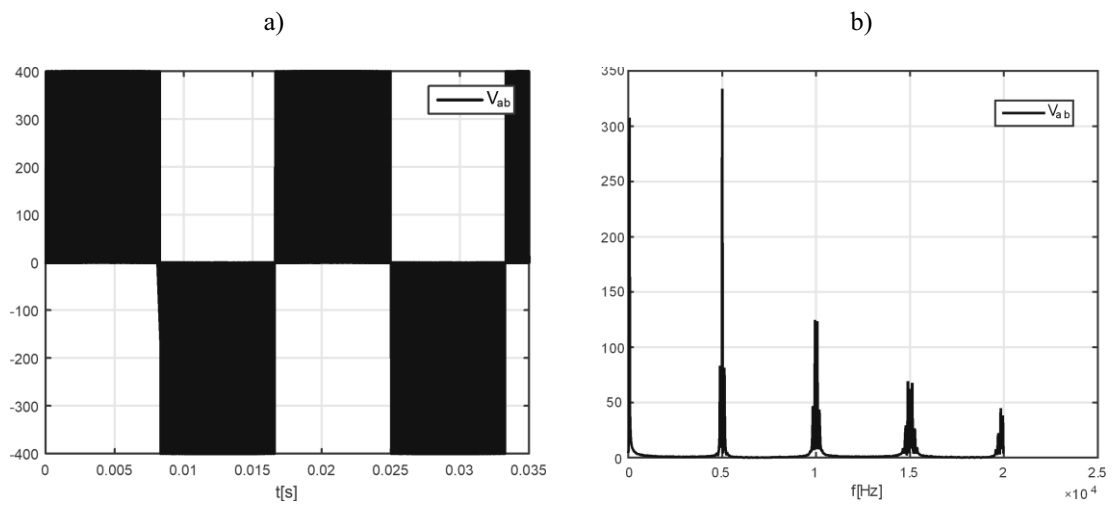
O inversor *buck* da Figura 12 utiliza o PWM bipolar (Figura 18) em função de possuir apenas uma chave operando em alta frequência, além disso para a operação do inversor é necessário mais duas modulantes operando em baixa frequência  $u_2$  e  $u_3$ . Devido a operação do *unfolding* a tensão sintetizada na saída do filtro é de três níveis, no mesmo formato de um inversor PWM com modulação unipolar, porém em virtude de existir apenas uma modulante não existe cancelamento de harmônicos na frequência de chaveamento tal como acontece em um na modulação unipolar Figura 19. Outra característica do inversor *buck* é que a modulante  $u_1$ , em virtude do fluxo de potência ser unidirecional, necessita ser retificada, de maneira que

Figura 18- Portadora e modulantes para o inversor *buck*



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 19- a) tensão  $V_{ab}$  três níveis. b) espectro harmônico de  $V_{ab}$ .



Fonte: Elaborado pelo Autor.

a portadora triangular opere apenas na região positiva, pois o *unfolding* será responsável por inverter o sentido das chaves e o fluxo de corrente.

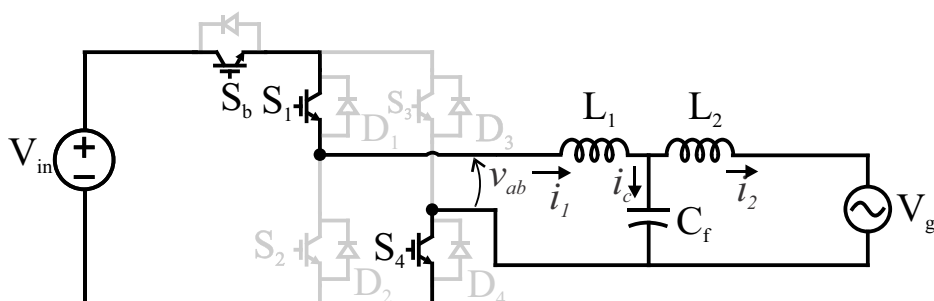
### 3.4 OPERAÇÃO E MODULAÇÃO DO INVERSOR BUCK

Para observar as etapas de operação, inicialmente considera-se que o estágio CC-CC e o capacitor de desacoplamento são equivalentes a uma fonte de tensão contínua  $V_{in}$ , os interruptores  $S_1 - S_4$  e  $S_b$  são consideradas como curto-circuito ou circuito aberto, dependendo da polaridade da tensão da rede  $V_g$ .

Considerando o semi-ciclo positivo da rede  $V_g$  os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  estão acionados e os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  estão bloqueados. Na primeira etapa de operação a chave  $S_b$  está acionada, e a corrente é drenada da fonte  $V_{in}$  diretamente para a rede  $V_g$ , os diodos  $D_2$  e  $D_3$  estão reversamente polarizados e a tensão  $V_{ab}$  é igual a  $V_{in}$ , esta etapa de operação pode ser observada através da Figura 20. Na segunda etapa de operação a chave  $S_b$  está aberta, os diodos  $D_2$  e  $D_3$  estão diretamente polarizado pela etapa de roda-livre e a tensão  $V_{ab}$  é igual a zero, conforme Figura 21.

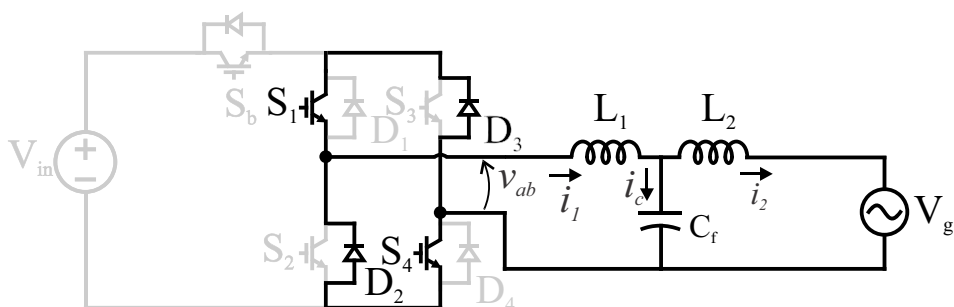
Analogamente ao semi-ciclo positivo, quando a tensão da fonte senoidal  $V_g$  é negativa, os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  estão acionados e os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  estão bloqueados. Ao acionar

Figura 20- 1ª etapa de operação-  $V_g$  positiva



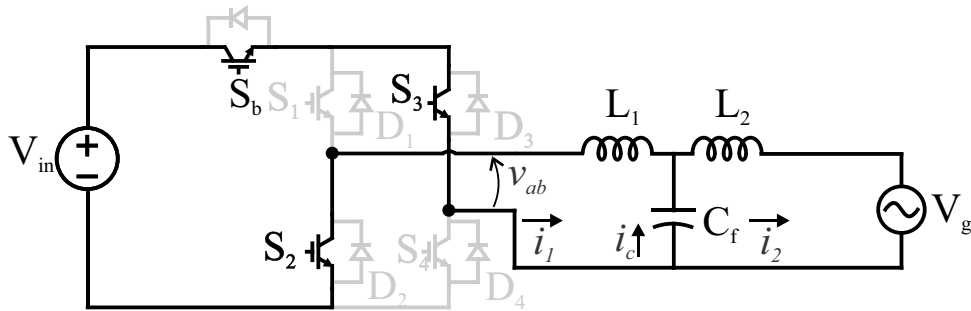
Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 21- 2ª etapa de operação-  $V_g$  positiva



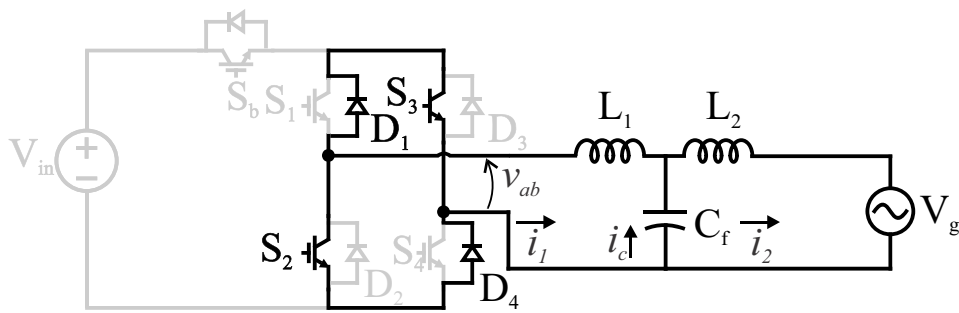
Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 22- 1ª etapa de operação-  $V_g$  negativa



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 23- 2ª etapa de operação-  $V_g$  negativa



Fonte: Elaborado pelo Autor.

a chave  $S_b$  a corrente é drenada da fonte  $V_{in}$  diretamente para a rede  $V_g$ , os diodos  $D_1$  e  $D_4$  estão reversamente polarizados e a tensão  $V_{ab}$  é igual a  $-V_{in}$ , de acordo com Figura 22. Na segunda etapa de operação chave  $S_b$  esta bloqueada, os diodos  $D_1$  e  $D_4$  estão diretamente polarizado pela etapa de roda-livre e a tensão  $V_{ab}$  é igual a zero, conforme Figura 23.

### 3.5 MODELAGEM DA MALHA DE CORRENTE

Para a modelagem da malha de corrente duas entradas são consideradas, a tensão da rede  $V_g$  e a entrada de controle  $V_{ab}$ , além disso o painel fotovoltaico o conversor CC-CC e o capacitor são substituídos por uma fonte idela de tensão conforme figuras 20-23. O inversor em ponte completa com *unfolding* opera em baixa frequência (60 Hz), o qual não insere dinâmica no circuito e sua operação pode ser desconsiderada para a modelagem .

As figuras 20-23 representam o conversor modelado para a malha de corrente onde a tensão de entrada é fixa, e aplicando as leis de *Kirchoff* das tensões e correntes para o inversor considerado, pode-se encontrar (3), (4) e (5).

$$\frac{L_1 di_1(t)}{dt} = V_{ab}(t) - V_{C_f}(t) \quad (3)$$

$$\frac{C_f dV_{C_f}(t)}{dt} = i_1(t) - i_2(t) \quad (4)$$

$$\frac{L_2 di_2(t)}{dt} = V_{C_f}(t) - V_g(t) \quad (5)$$

$$V_{ab} = dV_{in} \quad (6)$$

Utilizando a modelagem por grandes sinais, em virtude do inversor em ponte completa ter o mesmo modelo de um conversor *buck*, a tensão PWM vista pelo filtro LCL é a tensão da fonte vezes a razão cíclica ( $d$ ) da chave  $S_b$ , onde  $d$  varia de -1 até 1 conforme equação (6). A partir das equações (3), (4), (5) e (6) o sistema é colocado de acordo com a forma matricial de controle em:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \mathbf{A}x + \mathbf{B}u \\ y &= \mathbf{C}x + \mathbf{E}u \end{aligned} \quad (7)$$

onde:

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} 0 & -1/L_1 & 0 \\ 1/C_f & 0 & -1/C_f \\ 0 & 1/L_2 & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{B} &= \begin{bmatrix} \frac{V_{in}}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ \frac{-1}{L_2} \end{bmatrix}, \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{E} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (8)$$

Os termos  $[iL_1, V_{C_f}, iL_2]^T$  são os estados  $x$  da planta,  $u$  representa a entrada do sistema, e  $y$  a saída do mesmo. A matriz  $A$  é a matriz dinâmica ou de estados, a matriz  $B$  é a matriz de entrada, a matriz  $C$  é a matriz de saída e a matriz  $E$  é a matriz de avanço. (OGATA, 2010). Como se deseja a função de transferência referente à corrente  $i_2$ , seleciona-se a terceira saída da matriz  $C$  em relação à primeira entrada ( $d$ ), equação (9). Considerando a tensão da rede como entrada é selecionado a corrente da rede  $i_2$  em relação à segunda entrada ( $V_g$ ), equação (10).

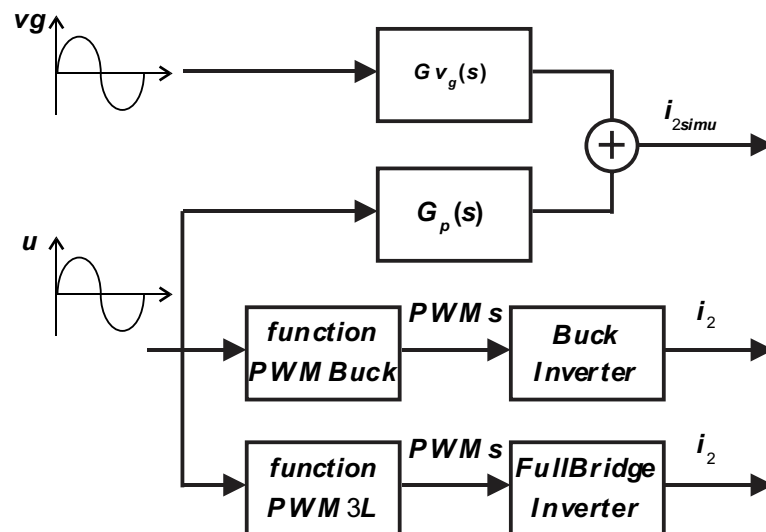


$$G_p(s) = \frac{i_2(s)}{d(s)} = \frac{V_{in}}{C_f L_1 L_2 s^3 + (L_1 + L_2)s} \quad (9)$$

$$G_{v_g}(s) = \frac{i_2(s)}{v_g(s)} = \frac{-(s^2 C_f L_1 + 1)}{s(s^2 C_f L_1 L_2 + L_1 + L_2)} \quad (10)$$

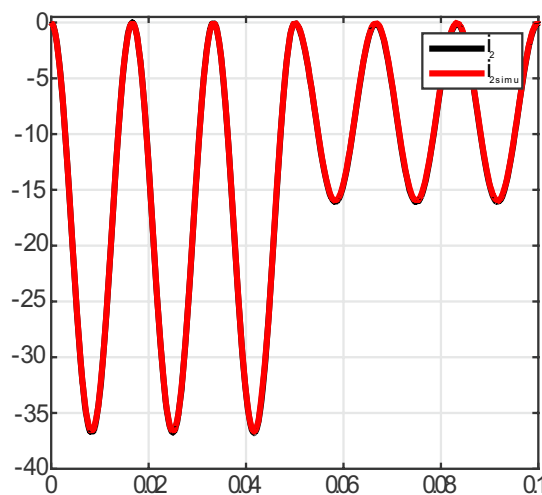
Para a modelagem do inversor é considerado o circuito da Figura 24 onde o sinal de entrada  $u$  equação (11) é aplicado na planta real e nas funções de transferência associadas a

Figura 24-Diagrama de blocos para modelagem



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 25- Formas de onda da corrente no inversor



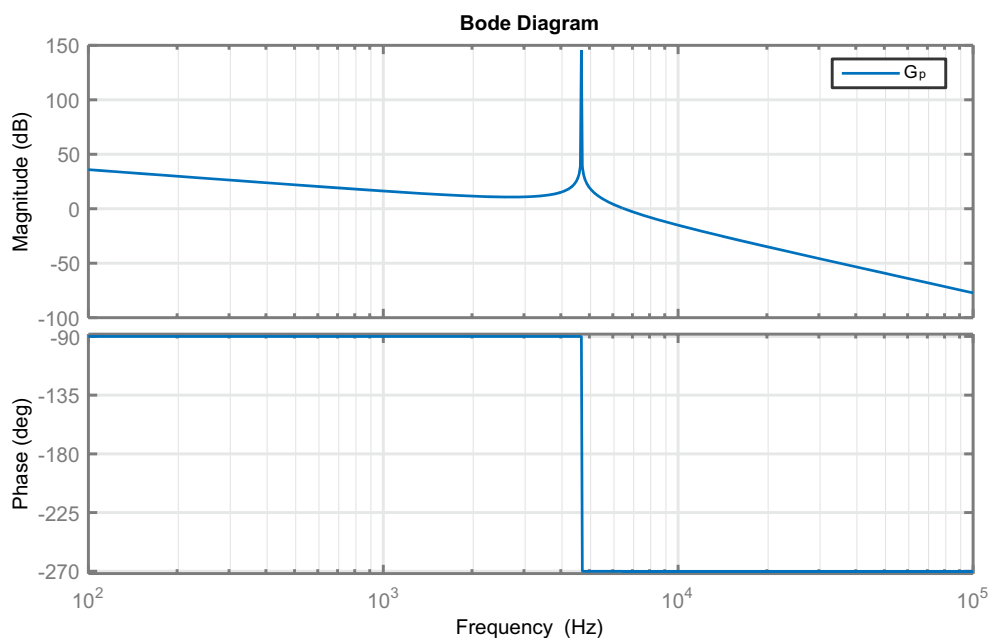
Fonte: Elaborado pelo Autor.

corrente da rede. Para comprovar a modelagem das funções de transferência em 0.05s foi aplicado um degrau na entrada de controle ( $u$ ), onde  $u$  representa a ação de controle variando conforme equação (11),  $\omega = 2\pi 60$ . A Figura 25 apresenta as formas de onda na saída das funções de transferência e da corrente medida no circuito.

$$u = 0,5 \text{ sen}(\omega t) \quad (11)$$

A Tabela 4 apresenta os valores práticos utilizados no decorrer do trabalho para validar as equações no decorrer dos próximos capítulos, onde um projeto detalhado dos componentes será apresentado no APÊNDICE A. De posse desses valores é plotado o diagrama de bode da equação (9) onde percebe-se pela Figura 26 que existe um pico de ressonância em virtude da planta ser de 3ª ordem sem amortecimento, esta ressonância deve ser evitada pois pode levar o sistema à instabilidade (BLAABJERG, TEODORESCU, *et al.*, 2006).

Figura 26- Diagrama de Bode de malha aberta



Fonte: Elaborado pelo Autor.

### 3.6 MODELAGEM DA IMPEDÂNCIA VIRTUAL

Modelando o sistema das figuras 20-23 em diagrama de blocos chega-se ao digrama da Figura 27. Por questões de facilidade e entendimento de controle, a partir de agora o sistema será representado por suas impedâncias  $Z_1, Z_2$  e  $Z_f$  as quais representam as impedâncias de  $L_1, L_2$  e  $C_f$  respectivamente as quais estão descritas pelas equações (12) e (13)

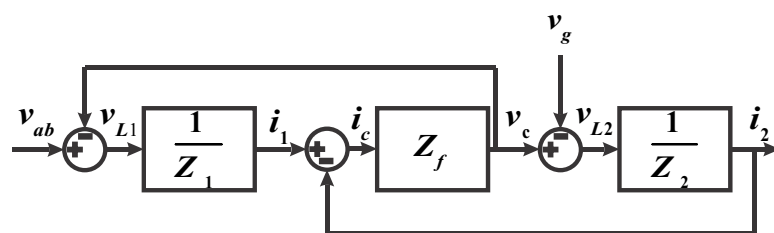
$$\frac{i_2(s)}{V_{ab}(s)} = G_p(s) = \frac{Z_c}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_c + Z_2 Z_c} \quad (12)$$

$$\frac{-i_2(s)}{V_g(s)} = G_{v_g}(s) = \frac{Z_1 + Z_c}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_c + Z_2 Z_c} \quad (13)$$

O propósito da impedância virtual é amortecer o pico de ressonância causado pelo filtro LCL, o que pode levar o sistema a instabilidade, sem utilizar elementos adicionais que possam causar perdas no sistema (DIAZ, FREIJEDO, *et al.*, 2018). Para tanto é adicionado uma impedância virtual  $Z_s$  em série com o indutor  $L_2$  conforme Figura 28, onde a impedância virtual é um ganho que será incluído na malha de amortecimento, o qual foi denominado de  $Z_s$ . A Figura 29 descreve o sistema da em diagramas de blocos de controle onde é incluído uma queda de tensão referente a  $Z_s$  na malha da corrente  $i_2$ .

Evidenciando o bloco  $Z_s$  para a malha de realimentação de  $i_2$ , chega-se ao diagrama de blocos da Figura 30. O bloco da malha de realimentação da Figura 30 é descontado diretamente da ação de controle,  $u_i$  a qual é a saída do controlador de corrente. Substituindo as impedâncias  $Z_1, Z_2, Z_f$  e  $Z_s$  por seus equivalentes no domínio da frequência e utilizando a

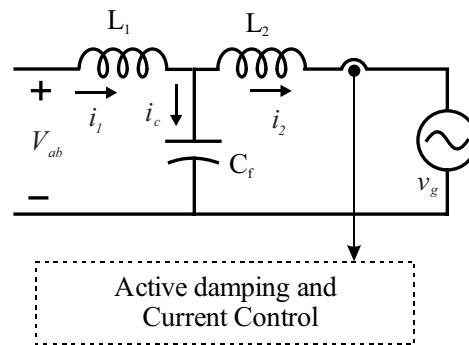
Figura 27- Diagrama de blocos da planta conectada à rede



Fonte: Elaborado pelo Autor.

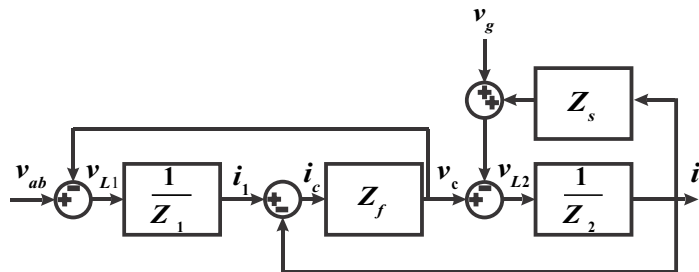
transformada de Laplace encontra-se  $sL_1, sL_2, \frac{1}{sC_f}$  e  $R_v$  respectivamente. Fazendo simplificações dos diagramas de blocos pode-se encontrar a equação (14) e realizando a simplificação de blocos para a Figura 30 (zerando a entrada  $V_g$ ) encontra-se a equação (15)

Figura 28- Impedância Virtual



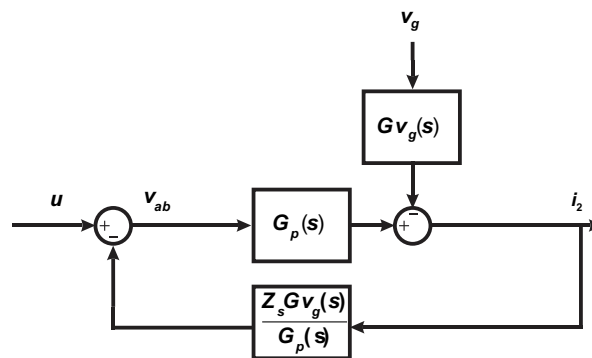
Fonte: Adaptado de (LIU, LIU, *et al.*, 2016)

Figura 29- Diagrama de Blocos da Impedância Virtual



Fonte: Adaptado de (LIU, LIU, *et al.*, 2016).

Figura 30- Bloco de realimentação da impedância virtual



Fonte: Adaptado de (LIU, LIU, *et al.*, 2016)

que relaciona a corrente de saída  $i_2$  com a ação de controle  $u_i$ .

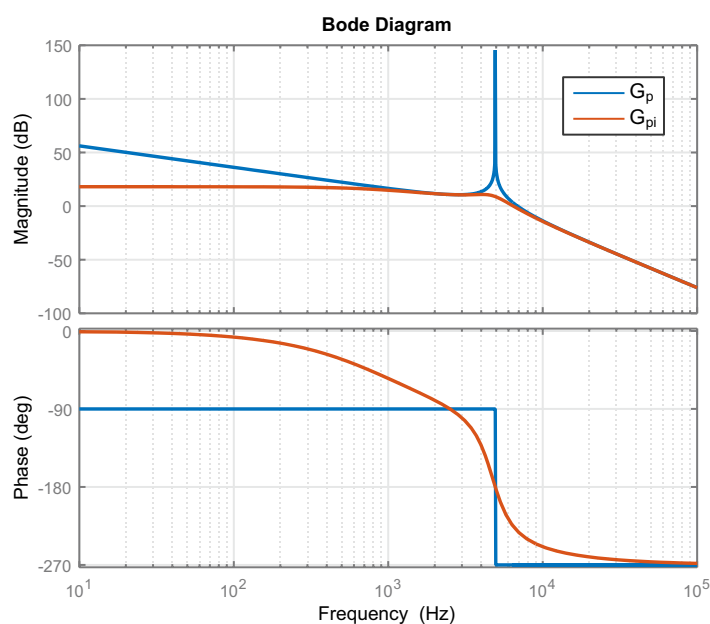
$$G_i = \frac{Z_s G_{v_g}(s)}{G_p(s)} = (S^2 L_1 C_f + 1) Z_s \quad (14)$$

$$G_{pi}(s) = \frac{G_p(s)}{G_p(s)G_i(s) + 1} = \frac{1}{S^3 L_1 L_2 C_f + S^2 L_1 C_f Z_s + S(L_1 + L_2) + Z_s} \quad (15)$$

A Figura 32 representa o diagrama de bode para a planta não compensada e a planta com a impedância virtual. Percebe-se que a ressonância do filtro LCL é amortecida, porém o ganho em baixas frequências da planta compensada é menor do que o ganho da planta em malha aberta, além disso, a fase está adiantada em 90 graus. Para corrigir esta diferença um controlador do tipo proporcional-integral será adicionado ao controlador de corrente, conforme será descrito na seção de projeto do controlador.

Um dos principais desafios de realimentar a própria corrente da rede para fazer o amortecimento ativo é como implementar o termo  $s^2$  que aparece na função de transferência da malha de realimentação equação (14), este termo amplifica ruídos de alta frequência que

Figura 32- Resposta em frequência de  $G_p$  e  $G_{pi}$



Fonte: Elaborado pelo Autor

estejam presentes na malha de realimentação. Para solucionar este problema em (LIU, LIU, *et al.*, 2016) é proposto o uso da equação (16) onde o termo  $\omega_c$  é a frequência de interesse até onde se tem o comportamento de um termo de segunda ordem. Substituindo  $s = j\omega$  percebe-se pelas equações (17) e (18) que para as baixas frequências a equação (16) é aproximadamente  $20\lg\omega^2$  e a fase é de  $-180^\circ$ .

$$G_\omega(s) = \frac{\omega_c^2 s^2}{s^2 + \omega_c^2} \quad (16)$$

$$20\lg|G_\omega(s)|_{s=j\omega} = 20\lg\left|\frac{\omega^2 \omega_c^2}{\omega^2 - \omega_c^2}\right| \quad (17)$$

$$\angle G_\omega(s) \Big|_{s=j\omega} = \angle \frac{\omega^2 \omega_c^2}{\omega^2 - \omega_c^2} = \begin{cases} -180^\circ (\omega < \omega_c) \\ 0^\circ (\omega > \omega_c) \end{cases} \quad (18)$$

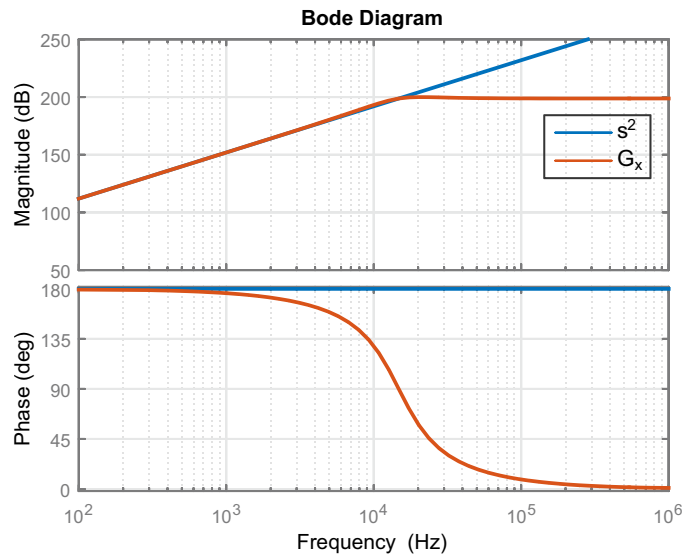
Para resolver o problema de amplificações de ruídos em altas frequências, é proposta uma modificação na equação (16), onde é incluído um termo de amortecimento  $s$ , para evitar ganhos em finitos na frequência de  $\omega_c$  resultando na equação (19). A Figura 33 faz uma comparação entre o termo de segunda ordem  $s^2$  e a função proposta  $G_x(s)$ .

$$G_x(s) = \frac{\omega_c^2 s^2}{s^2 + \sigma s + \omega_c^2} \quad (19)$$

Percebe-se que até  $\omega_c$  as duas funções são equivalentes em módulo e fase, porém a partir de  $\omega_c$  a função  $G_x(s)$  começa a ser atenuada e sua fase vai tendendo a zero, ou seja, a função  $G_x$  não tem mais o comportamento de uma reta para altas frequências. Substituindo a equação (19) (a qual simula o termo  $s^2$ ), em (14) chega-se a equação (20) a qual é utilizada para realizar o amortecimento ativo.

$$G_x(s) = \left( L_1 C_f \frac{\omega_c^2 s^2}{s^2 + \sigma s + \omega_c^2} \right) Z_s \quad (20)$$

Figura 33- Resposta em frequência das funções  $s^2$  e  $G_x$ .

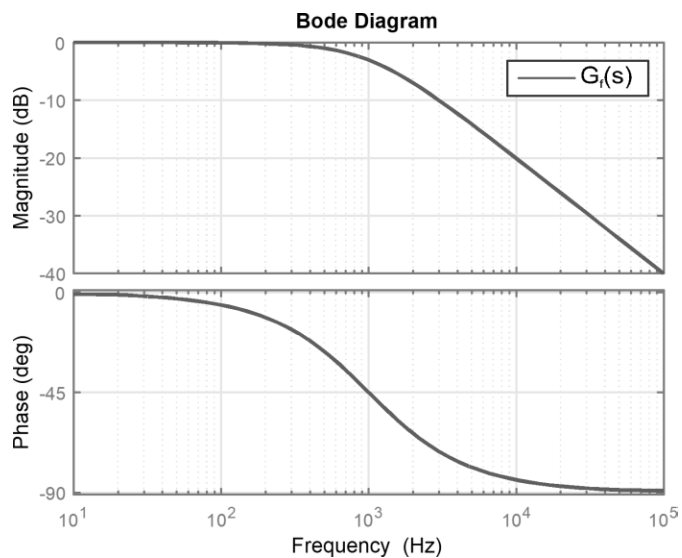


Fonte: Elaborado pelo Autor

Além do amortecimento da função  $G_i(s)$  foi adicionada a estrutura do amortecimento ativo um filtro passa-baixas de primeira ordem, conforme Figura 34 e equação (21).

$$G_f(s) = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (21)$$

Figura 34-Filtro passa baixas



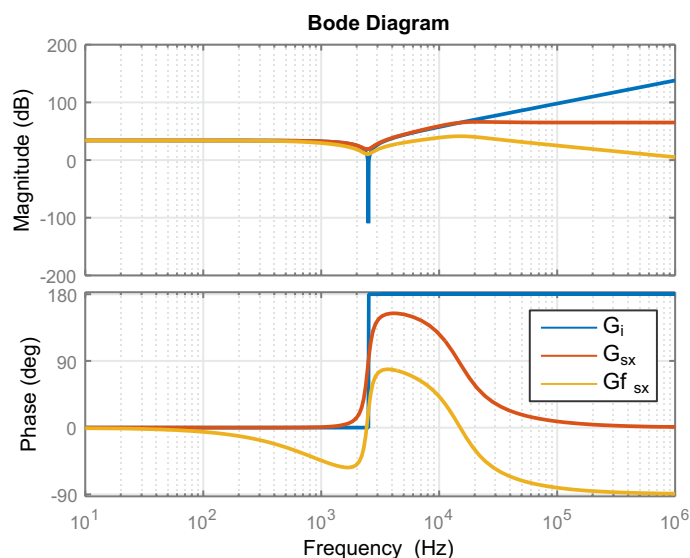
Fonte: Elaborado pelo Autor

Dessa maneira todo o ganho da função  $G_{sx}$  a partir da frequência de corte do filtro passa-baixas foi deslocado para baixo, atenuando mais as altas frequências. Multiplicando a função  $G_f(s)$  pela função  $G_{sx}(s)$  encontra-se a função de transferência utilizada para realizar o amortecimento ativo, equação (22).

$$Gf_{sx}(s) = \frac{(C_f L_l Z_s \omega_c^2 + Z_s) s^2 + Z_s \sigma s + Z_s \omega_c^2}{\tau s^3 + (\sigma \tau + 1) s^2 + (\tau \omega_c^2 + s) s + \omega_c^2} \quad (22)$$

A Figura 35 apresenta a função de transferência original  $G_i(s)$ , a função de transferência proposta por (LIU, LIU, *et al.*, 2016)  $G_{sx}(s)$  e a função transferência  $G_{sx}(s)$  mais o filtro passa-baixas  $Gf_{sx}(s)$ . A função  $G_{sx}(s)$  é muito semelhante à função de  $G_i(s)$ , porém devido à função de  $G_x(s)$  na frequência de  $\omega_c$  a função  $G_{sx}(s)$  deixa de continuar amplificando os sinais de alta frequência. Percebe-se que ambas as três funções tem respostas semelhantes em baixas frequências, e que as funções  $G_{sx}(s)$  e  $Gf_{sx}(s)$  ambas atenuam o pico de ressonância negativo da função original. Além disso, a função  $Gf_{sx}(s)$  consegue uma atenuação melhor das altas frequências em relação às outras duas funções de transferência.

Figura 35-Filtros utilizados para o amortecimento ativo



Fonte: Elaborado pelo Autor



### 3.7 MODELAGEM DA MALHA DE TENSÃO

Para a modelagem da malha de tensão considera-se o circuito da Figura 36 onde se deseja encontrar a função de transferência que relacione a tensão do capacitor  $C_b$  com a corrente injetada na rede  $i_2$ . As perdas do inversor são desprezadas e sua dinâmica é desconsiderada por possuir uma dinâmica muito mais rápida quando comparada com a velocidade da malha de tensão. Dessa forma, o modelo matemático pode ser encontrado fazendo o balanço energético entre o lado CC e o lado AC (ANDRES, 2018), onde o traço em cima da variável representa o valor médio da mesma.

$$\overline{v_{cc} i_{inv}} = V_{g,rms} \overline{i_{2,rms}} \quad (23)$$

Reescrevendo a equação (23) pode se isolar a corrente média do PV (24)

$$\overline{i_{inv}} = \frac{V_{g,rms} \overline{i_{2,pk}}}{v_{cc} \sqrt{2}} \quad (24)$$

Considerando a lei de *kirchhoff* das correntes no capacitor  $C_b$ .

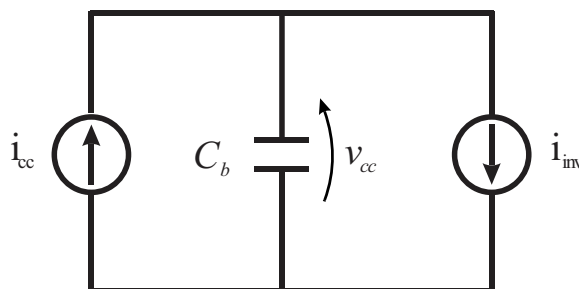
$$i_{cc} - C_b \frac{d\overline{v_{cc}}}{dt} - \overline{i_{inv}} = 0 \quad (25)$$

Substituindo (24) em (25).

$$i_{cc} - C_b \frac{d\overline{v_{cc}}}{dt} = \frac{V_{g,rms} \overline{i_{2,pk}}}{v_{cc} \sqrt{2}} \quad (26)$$

Aplicando uma perturbação o modelo de pequenos sinais, uma variável média é representada

Figura 36- Circuito para modelagem da tensão do capacitor



Fonte: Elaborado pelo Autor.

por uma componente invariável somada a uma componente de pequenos sinais, onde o acento circunflexo denota a variável perturbada.

$$\overline{V_{cc}} = V_{cc} + \hat{V}_{cc} \quad (27)$$

Desprezando os termos de baixa frequência e de segunda ordem e encontra-se a função de transferência de interesse.

$$G_{vi}(s) = \frac{\hat{V}_{cc}}{i_{2,pk}} = \frac{V_{g,rms}}{SC_b V_{cc} \sqrt{2}} \quad (28)$$

## 4 PROJETO DOS CONTROLADORES

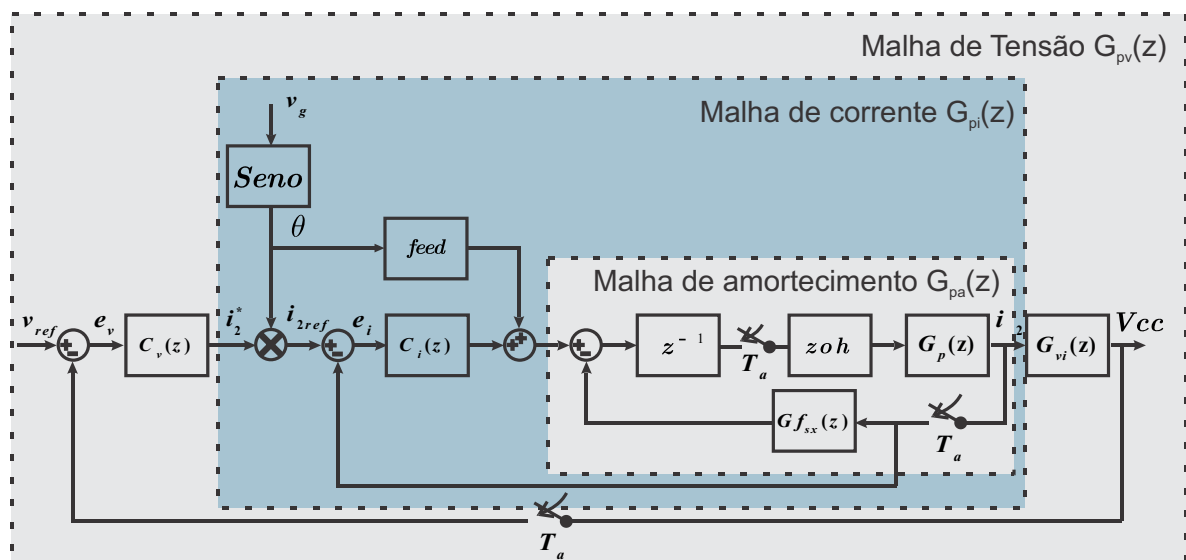
### 4.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta as estruturas para os controladores de corrente, amortecimento ativo e controle de tensão. O projeto dos controladores foi realizado considerando as técnicas do projeto no domínio da frequência. Além disso, por questões de facilidade, os projetos serão implementados diretamente no plano digital ( $z$ ), não necessitando fazer transformações adicionais ou usar o plano auxiliar ( $w$ ).

Para o controle da malha de corrente foi utilizado um controlador Proporcional-Integral + Multi-Ressonante + *Feedforward* juntamente com a malha de amortecimento, para a malha de tensão, foi utilizado um controlador Proporcional-Integral, o qual possui uma banda de no mínimo uma década a baixo da banda passante da malha de corrente, garantindo desacoplamento entre as malhas de corrente e tensão.

Visando um melhor entendimento das malhas de controle, a Figura 37 apresenta a estrutura em diagrama de blocos utilizada para fazer o controle das três malhas do MIC. Internamente, tem-se a malha de amortecimento ativo, a qual utiliza a própria corrente da rede para amortecer a ressonância do filtro LCL, denominada de  $G_{pa}(z)$ . Externamente, à malha de amortecimento opera a malha de corrente  $G_{pi}(z)$ , responsável por controlar a corrente

Figura 37 - Diagrama de Blocos para as três malhas de controle.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

injetada na rede. Juntamente com esta malha uma parcela *feed-forward* foi adicionada ao controlador de corrente, denominada *feed*.

Externamente uma terceira malha  $G_{pv}(z)$  controla a tensão no barramento capacitivo de entrada  $V_{cc}$ . Esta terceira malha opera em uma velocidade de aproximadamente 100 vezes mais lenta que as malhas de corrente e de amortecimento ativo caracterizando um desacoplamento entre as malhas de corrente e tensão.

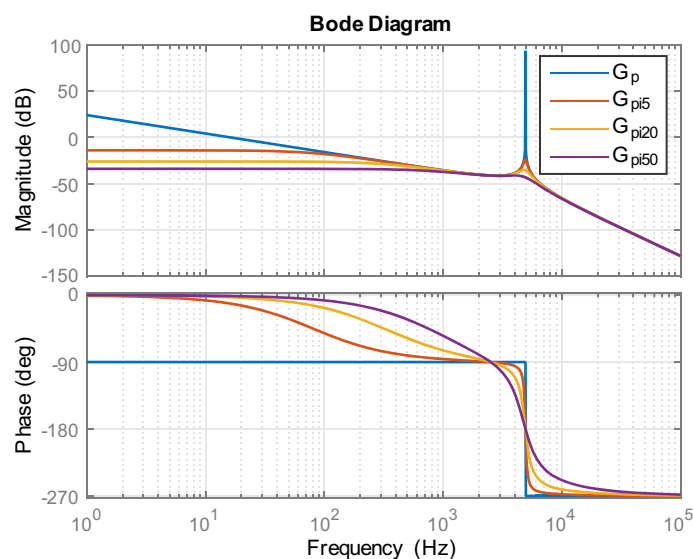
Em virtude de utilizar um controlador digital (DSP) para fazer o controle das malhas, as equações serão demonstradas diretamente no plano Z. No entanto, como deseja-se realizar o amortecimento da planta em tempo discreto, algumas considerações foram feitas. Primeiramente, a planta  $G_p(s)$  foi discretizada inserindo a dinâmica do ZOH e, também, o atraso de implementação de uma amostra, referente ao atraso intrínseco dos controladores digitais. Além disso, a taxa de amostragem, foi implementada com uma atualização de uma vez a cada período de chaveamento, operando na frequência de comutação do PWM da chave do inversor *buck*.  $F_s = F_a = 20kHz$ .

## 4.2 MALHA DE AMORTECIMENTO ATIVO

Para demonstrar a operação da malha de amortecimento ativo, uma escolha do resistor virtual foi necessária. Para tanto, foram traçados alguns valores de resistores virtuais  $R_v$  para amortecimento da planta, os quais podem ser observados na Figura 38 pelos diagramas de bode para a planta não compensada  $G_p(s)$ , e para a planta com amortecimento ativo  $G_{pi}(s)$  para diferentes valores de  $Z_s$  (5, 20 e 50). Com  $Z_v$  igual a 5 e 20 os quais correspondem as plantas de  $G_{pi5}$  e  $G_{pi20}$  respectivamente, o pico de ressonância é amortecido em grande parte, porém ainda existem um pequeno sobressinal. No entanto, com o valor de  $Z_s$  igual a 50 correspondente a planta  $G_{pi50}$  obtém-se um maior amortecimento e este valor será adotado para a malha de amortecimento ativo.

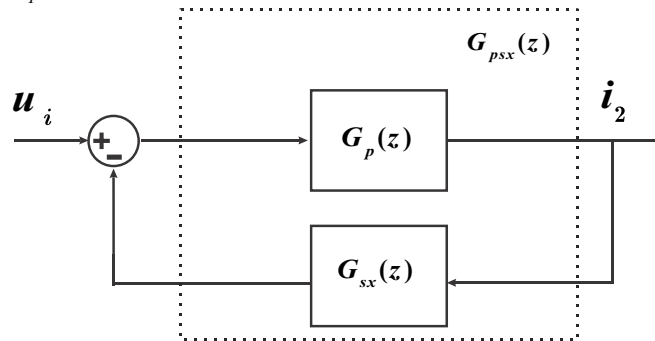
Ao realizar a discretização das funções de transferências  $G_p(z)$  e  $G_{sx}(z)$  propostas por Liu et al (2016) o sistema fica instável e não é possível realimentar a corrente do lado da rede da mesma maneira que é feita no plano contínuo, conforme o diagrama de blocos da Figura 39.

Figura 38 - Diferentes valores de amortecimento



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 39- Função  $G_{psx}(z)$  proposta por (LIU, LIU, *et al.*, 2016)

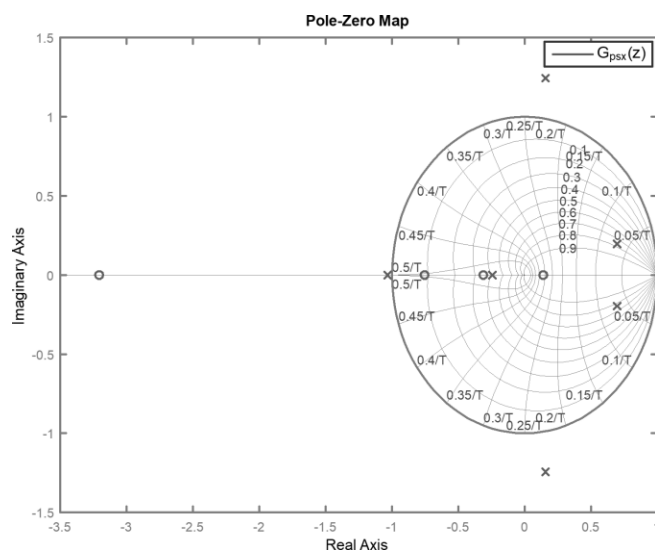


Fonte: Elaborado pelo Autor com base em Liu et al (2016).

A Figura 40 mostra o diagrama de polos e zeros da função de transferência  $G_{psx}(z)$  onde observa-se a presença de um par de polos fora do círculo de raio unitário, o que leva o sistema à instabilidade.

Com vistas a contornar o problema da instabilidade este trabalho propõem a implementação de um filtro digital passa-baixas o qual foi projetado para uma frequência de corte ( $f_{cut}$ ) de 1000 Hz (29) e (30), onde  $1/\tau$  corresponde a frequência de amortecimento  $\omega_r$  de um circuito de primeira ordem onde  $\tau = 1.5915e-04$ . Substituindo o valor de  $\tau$  na equação (21) encontra-se a função de transferência associada ao filtro passa-baixas.

Figura 40—Mapa de polos e zeros da função  $G_{psx}(z)$



Fonte: Elaborado pelo Autor.

$$f_{cut} = \frac{\omega_r}{2\pi} \quad (29)$$

$$\tau = \frac{1}{f_{cut} 2\pi} \quad (30)$$

Para a malha de amortecimento funcionar adequadamente uma escolha conveniente de  $\omega_c$  deve ser feita, onde  $\omega_c$  é a frequência em que a função  $s^2$  deixa de amplificar os ruídos de alta frequência conforme equação (19) e Figura 33. Sendo assim, o valor de  $\omega_c$  necessita ser suficientemente grande para que esteja acima da frequência de ressonância do filtro LCL (LIU, LIU, *et al.*, 2016). Porém um valor muito alto de  $\omega_c$  amplifica demasiadamente os ruídos de alta frequência, o que é prejudicial para o controle. Para tanto o valor de  $\omega_c$  foi escolhido como três vezes a frequência de ressonância do filtro LCL (LIU, LIU, *et al.*, 2016).

Discretizando a função  $G_f(s)$  da equação e multiplicando pela função da impedância virtual  $G_{sx}(z)$  encontra-se uma nova função de amortecimento para a corrente da rede, a qual é uma das contribuições deste trabalho, conforme pode ser observada pelos diagramas de blocos da Figura 41 e Figura 42.

Dentre os valores do amortecimento ativo o projeto adequado de sigma ( $\sigma$ ) faz com a planta fique estável, o qual pode ser encontrado nas equações (31) e (32). Para a escolha de  $\xi$  foram plotados iterações variando  $\xi$  de zero até dois com incremento de 0.2 a cada iteração o qual pode ser observado pela Figura 43.

Figura 41 - Filtro digital passa-baixa em série com a função da impedância virtual

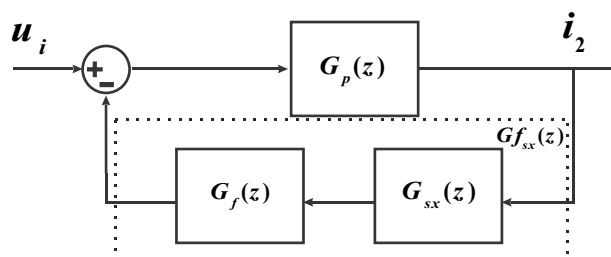
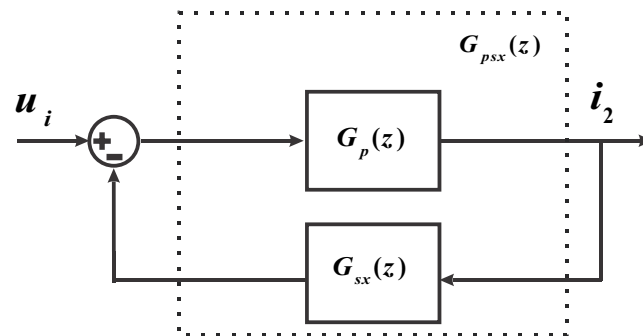


Figura 42 - Bloco de realimentação da impedância virtual  $G_{pa}(z)$



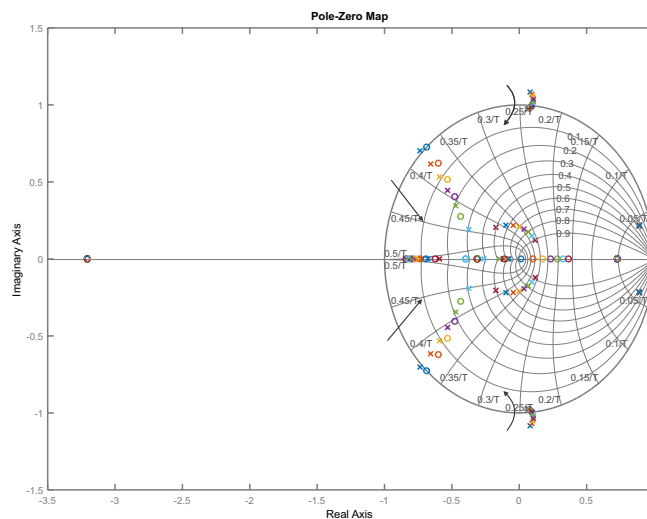
Fonte: Elaborado pelo Autor.

$$\frac{\omega_c^2}{s^2 + \sigma s + \omega_c^2} \quad (31)$$

$$2\xi\omega_c = \sigma \quad (32)$$

As setas presentes na figura indicam a variação dos polos e zeros da função  $G_{pa}$  a cada iteração, onde percebe-se que dependendo do valor projetado a planta pode ficar estável ou instável. Com o objetivo de ter uma planta estável é escolhido um  $\xi$  de 0,85 o qual coloca as raízes da planta dentro do círculo de raio unitário.

Figura 43 - Diagrama de polos e zeros para a função  $G_{pa}(z)$  com diferentes coeficientes de amortecimento



Fonte: Elaborado pelo Autor



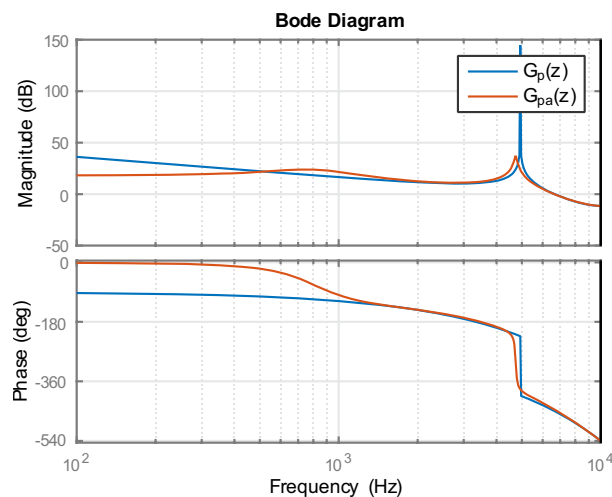
A Figura 44 apresenta o digrama de bode da planta não compensada e da planta com a inclusão do amortecimento ativo, as equações das funções de transferência associadas a malha de amortecimento  $G_{f_{sx}}(z)$  e da planta amortecida  $G_{pa}(z)$ , a qual é de sétima ordem devido a inclusão do atraso de implementação e do amortecimento ativo, são (33) e (34) respectivamente.

$$G_{f_{sx}}(z) = \frac{0.05817z^3 - 0.01379z^2 - 0.03254z + 0.003942}{z^3 - 0.1132z^2 - 0.05532z + 0.07649} \quad (33)$$

$$G_{pa}(z) = \frac{0.7163z^5 + 2.439z^4 + 0.03469z^3 - 1.42z^2 - 0.2035z + 0.05479}{z^7 - 1.157z^6 + 0.6503z^5 - 0.3277z^4 - 0.5603z^3 + 0.5694z^2 - 0.0004826z + 0.02823} \quad (34)$$

Observa-se que a malha de amortecimento ativo consegue atenuar em grande parte a ressonância do filtro LCL. Além disso, para as baixas frequências, o comportamento é muito semelhante entre as duas plantas, com exceção do ganho, o que será compensado utilizando um controlador PI, o qual vai atrasar a fase da planta em 90 graus e fará que seu comportamento se aproxime mais da planta não compensada.

Figura 44 - Diagrama de bode da planta original  $G_p(z)$  e da planta amortecida  $G_{pa}(z)$



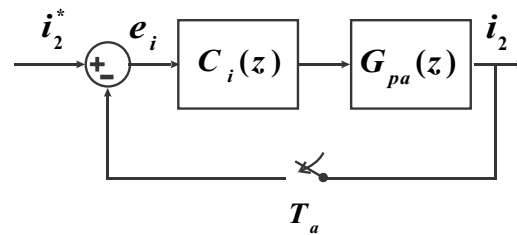
### 4.3 CONTROLADOR DE CORRENTE

Para o projeto da malha de controle, a malha interna de amortecimento ativo é considerada como a planta de corrente a ser controlada  $G_{pa}(z)$ , pelo controlador  $C_i(z)$  conforme diagrama de blocos da Figura 45, onde internamente a planta já contém o atraso de implementação referente a uma amostra de controle, e também a dinâmica do ZOH a qual foi utilizada para discretizar a planta.

Com o objetivo de injetar potência ativa na rede deseja-se um controlador que seja capaz de seguir uma referência senoidal, a qual esteja em fase com a tensão da rede e que tenha capacidade de rejeitar distúrbios que possam estar presentes na tensão da rede. A partir do objetivo definido para a realização do projeto do controlador de corrente, alguns parâmetros são estabelecidos:

- Frequência de cruzamento por zero máxima 2 kHz o que vai estabelecer uma banda passante suficiente para sintonização do controlador(uma década abaixo da frequência de comutação do inversor 20 kHz);
- Elevado ganho em 60 Hz para sintonizar a frequência desejada (frequência da rede monofásica) e também elevado ganho nas harmônicas múltiplas da fundamental que se deseja cancelar 3<sup>a</sup>, 5<sup>a</sup> e 7<sup>a</sup>.
- Elevado ganho em baixas frequências, para ajudar na correção de distúrbios;
- Correção da fase da planta nas baixas frequências, conforme explicado no Capítulo 3 seção 3.3 e Figura 32.
- Margem de fase mínima de 30 graus, garantindo uma boa resposta transitória.

Figura 45 - Diagrama de blocos para a malha de controle



Fonte: Elaborado pelo Autor,

Para o projeto da malha de corrente foram projetados controladores ressonantes nas frequências de 60, 180, 300 e 420 Hz. Dessa maneira, deseja-se sintonizar a frequência de rede 60hz e rejeitar conteúdos harmônicos que estejam presentes nas harmônicas de 180, 300 e 420 Hz. Visto que estes podem estar presentes na tensão da rede elétrica de distribuição devido a cargas lineares locais e saturações de núcleos magnéticos de transformadores de distribuição.

Devido ao uso de controladores ressonantes sintonizados até 420 Hz, a frequência de cruzamento ( $F_c$ ) necessariamente precisa ser maior que 420 Hz. Porém, uma frequência de cruzamento muito alta pode trazer problemas de instabilidade para o controle devido a elevada banda passante. Como a frequência de chaveamento utilizada é de 20 kHz, pode-se utilizar banda passante de uma década a baixo da frequência de chaveamento. Sendo assim, a banda passante para o controlador de corrente fica limitada conforme equação (35).

$$420\text{Hz} < F_c < 2000\text{Hz} \quad (35)$$

Em virtude de a malha de amortecimento ativo provocar um deslocamento na fase de 90 graus, um controlador proporcional-integral também foi adicionado a malha de controle. Assim, a fase começará atrasada em 90 graus contendo as mesmas características da fase do filtro LCL e aumentará o ganho em baixas frequências.

Em função de controlar diretamente a corrente injetada na rede  $i_2$ , o controle percebe distúrbios periódicos a cada meio ciclo da rede (120 Hz) em função da passagem por zero da corrente, momento em que o *unfolding* inverte o sentido da corrente  $i_2$ . Para ajudar na rejeição

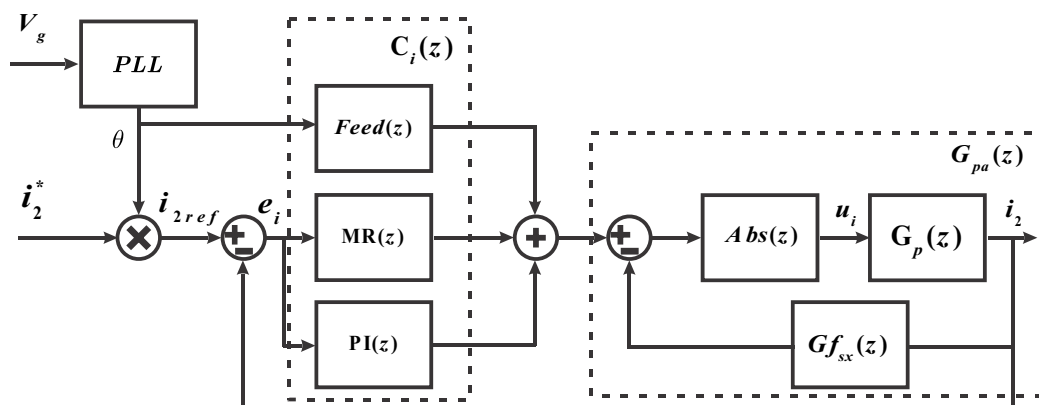
de distúrbios uma ação de controle *feed-forward* foi adicionada juntamente com a malha de corrente, aumentando a capacidade do controlador rejeitar os distúrbios mais rapidamente.

Para que seja possível injetar corrente em fase com a rede, é necessário o uso de um algoritmo de sincronismo que possa extrair a fase da mesma, comumente denominado de *phase locked loop (PLL)*. O algoritmo tem que ser capaz de desprezar os possíveis harmônicos de tensão presentes na rede e sintonizar apenas a frequência fundamental. Para este trabalho foi utilizado o filtro de Kalmann, o qual se mostrou muito eficiente para o propósito estabelecido.

A Figura 46 apresenta o diagrama de blocos do controlador de corrente que foi utilizado neste trabalho. O controlador utiliza o algoritmo de *PLL* o qual captura a tensão da rede e a saída do bloco denominado PLL normaliza a tensão da rede em um sinal que varia de menos um até um, este sinal é multiplicado pela corrente de referência para gerar  $i_{2ref}$  a qual é referência para o controlador  $C_i(z)$ . Além disso, o sinal de saída do *PLL* é utilizado na ação *feed-forward* na qual o bloco  $feed(z)$  possui ganho  $k = 0,5$  para ajudar o controlador a convergir com maior velocidade.

Os controladores  $MR(z)$  o qual contém os controladores multi-ressonantes e o bloco  $PI(z)$  o qual contém o controlador proporcional-integral atuam em malha fechada através do erro de corrente gerado pela corrente medida e a corrente de referência  $i_{2ref}$ . A saída de cada bloco do controlador de corrente  $C_i(z)$  é somada gerando a ação de controle. Esta ação de controle é descontada do bloco da impedância virtual  $Gf_{sx}$  o qual realimenta a corrente da

Figura 46 - Diagrama de blocos do Controlador de Corrente



Fonte: Elaborado pelo Autor.

rede para efetuar a malha de amortecimento ativo.

Por fim, este sinal gerado pela diferença da ação de controle do controlador de corrente e da impedância virtual é a entrada do bloco  $Abs(z)$ , o qual não insere nenhuma dinâmica no circuito, apenas retifica a ação de controle gerando um sinal apenas positivo  $u_i$  que vai passar pelo comparador e gerar o PWM para a chave  $S_b$  do inversor *buck*.

Em virtude do controlador  $MR(z)$  ser de 8ª ordem devido a quatro controladores ressonantes (2ª ordem cada um) e o controlador  $PI(z)$  (1ª ordem), a implementação em equações diferenças ficaria bastante difícil devido a complexidade numérica, sendo assim a implementação foi realizada através de funções parciais, separando assim cada ação de controle em um bloco, conforme Figura 47.

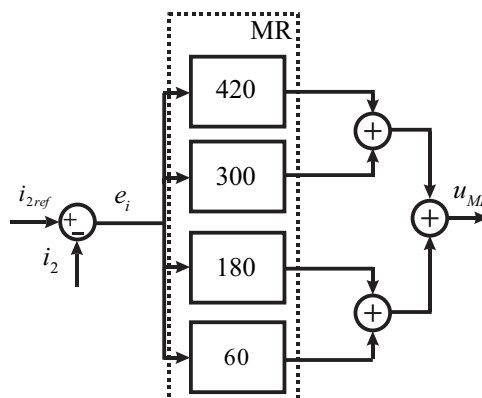
A implementação do controlador ressonante foi feita de acordo com a equação em tempo contínuo (36) a qual pode ser escrita em tempo discreto (37)

$$MR(s) = \frac{s^2 - 2\pi\xi_z\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 - 2\pi\xi_p\omega_n s + \omega_n^2} \quad (36)$$

$$MR(z) = \frac{(z - z_1)(z - z_2)}{(z - p_1)(z - p_2)} \quad (37)$$

Em que  $\omega_n$  é a frequência a qual se deseja sintonizar os controladores ressonantes e  $\xi_p$  e  $\xi_z$  são os coeficientes de amortecimento dos polos e zeros dos controladores ressonantes, os quais foram projetados de acordo com a Tabela 2. A escolha de diferentes coeficientes de

Figura 47- Implementação controlador MR em frações parciais



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Tabela 2- Coeficientes utilizados para projeto dos controladores ressonantes

<b>Controlador</b>	$\omega_n$	$\xi_p$	$\xi_z$
$MR(z)_{60}$	$2\pi 60$	0,001	0,6
$MR(z)_{180}$	$2\pi 180$	0,01	0,5
$MR(z)_{300}$	$2\pi 300$	0,05	0,4
$MR(z)_{420}$	$2\pi 420$	0,1	0,3

Fonte: Elaborado pelo Autor.

amortecimento para evitar dos ganhos dos controladores de  $MR(z)_{180}$ ,  $MR(z)_{300}$  e  $MR(z)_{420}$  não fiquem maior que o ganho associado ao controlador  $MR(z)_{60}$  o qual é responsável por sintonizar a frequência da rede.

Para o projeto do controlador  $PI(z)$ , é representado pela equação (38).

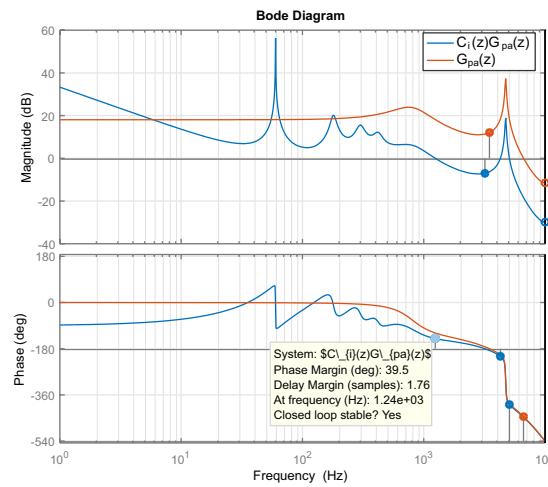
$$PI(z) = k_p(z) \frac{z - z_1}{z - 1} \quad (38)$$

O ganho do controlador foi ajustado para uma frequência de cruzamento de 1.2 kHz e o zero do controlador  $PI(z)$  foi ajustado para elevar a margem de fase na frequência de cruzamento. O controlador implementado  $C_i(z)$  é apresentado pela equação (39).

$$C_i(z) = PI(z) + MR(z) + Feed(z) \quad (39)$$

A Figura 49 apresenta a planta de corrente compensada com os controladores  $PI(z) + MR(z)$  e a planta de corrente em malha aberta não compensada  $G_{pa}(z)$ . Onde foi conseguido alcançar uma margem de fase de 40 graus com frequência de cruzamento em 1,2 kHz, atendendo os parâmetros estabelecidos no projeto.

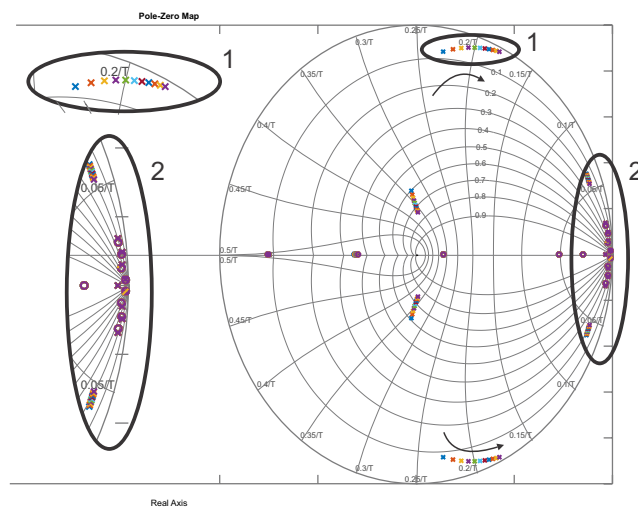
Figura 49 - Planta não compensada e planta compensada



Fonte: Elaborado pelo Autor

Para avaliar as variações paramétricas da rede, a indutância do lado da rede foi variada de 0 a 100%  $L_2$ , onde a Figura 48 apresentam o mapa de polos e zeros da planta compensada de malha fechada. De acordo com os polos da planta, os quais ficam todos dentro do círculo de raio unitário, conclui-se que a planta é estável independente da variação paramétrica da rede, o que demonstra que o amortecimento ativo evita que incertezas da rede levem o controle à instabilidade.

Figura 48 - Mapa de polos e zeros da planta compensada de malha fechada com variações paramétricas

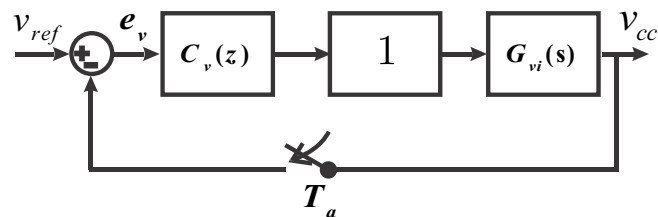


Fonte: Elaborado pelo Autor

#### 4.4 CONTROLADOR DE TENSÃO

Para o projeto da malha de tensão foi considerado o circuito da Figura 51 em que a malha de corrente é considerada como uma função de transferência de malha fechada com ganho unitário, em virtude de os ganhos dos sensores de corrente e os sensores serem compensados internamente no código do DSP.

Figura 50- Blocos de Controle para estrutura da malha de tensão



Fonte: Elaborado pelo Autor

Para realizar a implementação do controlador, primeiro é preciso discretizar a planta  $G_{vi}(s)$  a qual já foi previamente modelada e tem sua função de transferência dada pela equação (28). Na Tabela 3 encontram-se os valores utilizados para encontrar a equação discreta, a qual foi discretizada em torno do ponto de operação para a máxima potência do inversor (200 *Watts*), inserido o *ZOH* e também o atraso de implementação.

Para o controlador de tensão, será utilizado um controlador do tipo Proporcional-Integral (PI) em virtude da referência a ser controlada ter formato contínuo, conseguindo

Tabela 3- Grandezas utilizadas na discretização da malha de tensão

<b>Grandeza</b>	<b>Valor</b>
$C_b$	$220\mu F$
$V_{cc}$	$400V$
$i_{cc}$	$0.909A$
$V_g(rms)$	$220V$
$F_a$	$20kHz$

Fonte: Elaborado pelo Autor



assim seguir a referência com erro nulo em regime permanente, em função do modelo interno do controlador possuir o mesmo formato do modelo interno da referência ao degrau unitário.

Para que as malhas de corrente e tensão possam funcionar adequadamente, é necessário que as mesmas estejam em frequências suficientemente distantes, podendo assim considerar o sistema de controle desacoplado e cada malha possa funcionar adequadamente sem interferir uma na outra. Para tanto, a malha de tensão deve estar em uma frequência de cruzamento pelo menos uma década a baixo da frequência de cruzamento da malha de corrente.

Para sistemas conectados na rede, como inversores monofásicos, a potência instantânea pode ser escrita como a soma das potências médias mais uma parcela pulsada no dobro da frequência fundamental (HU, HARB, *et al.*, 2013) conforme equação (40)

$$P_o(t) = \frac{1}{2} v_g i_g \cos(\varphi) + \frac{1}{2} v_g i_g \cos(2\omega t + \varphi) \quad (40)$$

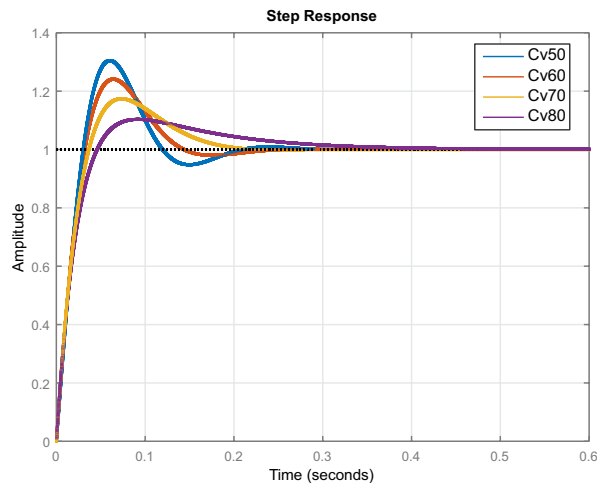
Onde  $v_g$  e  $i_g$  representam a tensão e a corrente da rede respectivamente,  $\omega$  representa a frequência angular da rede, e  $\varphi$  o ângulo de defasagem entre a componente fundamental da tensão e da corrente. Considerando que o ângulo de defasagem é zero, pois o inversor está injetando somente potência ativa, a equação (40) pode ser escrita como (41).

$$P_o(t) = \frac{1}{2} v_g i_g + \frac{1}{2} v_g i_g \cos(2\omega t) \quad (41)$$

O primeiro termo refere-se à potência média e o segundo termo refere-se à potência pulsada no dobro da frequência da rede. Esta potência pulsada reflete diretamente no barramento capacitivo  $C_b$ , e é função do controlador de corrente conseguir rejeitar essa frequência.

Neste trabalho, optou-se por reduzir a banda passante do controlador de tensão, conseqüentemente, a malha de tensão diminui sua velocidade de convergência, porém aumenta-se o ganho negativo em 120 Hz e não se faz necessário o uso do filtro *notch*. A  $f_c$  da malha de tensão foi projetada para 8 Hz e sua margem de fase foi escolhida observando a Figura 51, em que é apresenta quatro controladores de tensão com frequência de cruzamento de oito Hertz e margens de fase de 50,60,70 e 80 graus.

Figura 51- Diferentes margens de fase para resposta ao degrau unitário



Fonte: Elaborado pelo Autor.

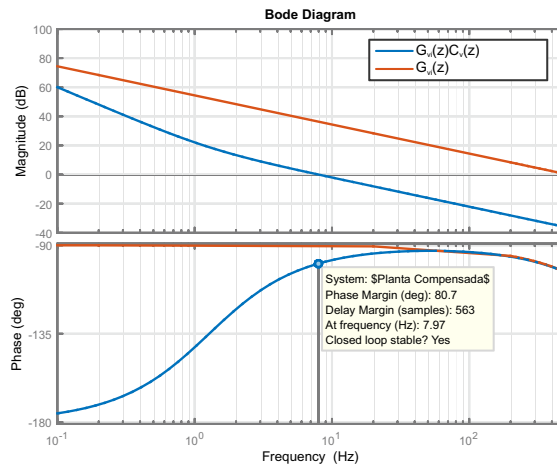
O critério estabelecido para a escolha do controlador foi o menor sobressinal a resposta ao degrau dentre as respostas dos controladores plotadas na Figura 51, diminuindo a sobre tensão no capacitor do barramento  $C_b$  em regimes transitórios.

A Figura 52 apresenta a planta não compensada  $G_v(z)$  e a planta compensada de laço aberto que é a multiplicação do controlador  $C_v(z)$  representado pela equação (42) multiplicado pela planta  $G_v(z)$ .

$$C_v(z) = -\frac{0,015(z - z_1)}{z - 1} \quad (42)$$

Percebe-se que o controlador consegue atingir os objetivos predeterminados como margem de fase, frequência de cruzamento, e um baixo ganho em 120 Hz, (aproximadamente -25 dB), atenuando significativamente as oscilações causadas pela potência pulsada de saída.

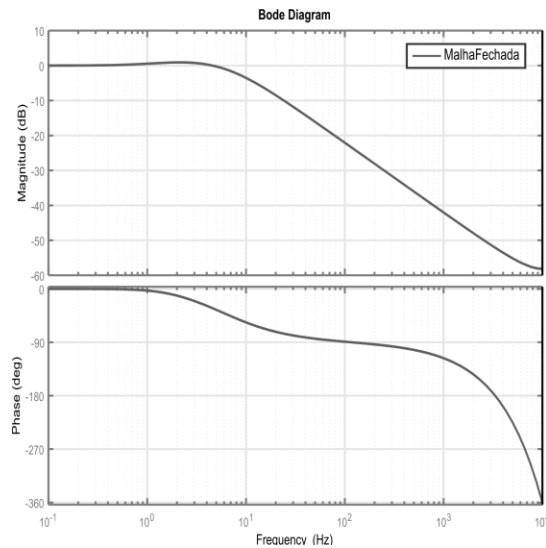
Figura 52- Blocos de Controle para estrutura da malha de tensão



Fonte: Elaborado pelo Autor.

A Figura 53 mostra o diagrama de bode de malha fechada da planta de tensão incluindo o controlador. Percebe-se que a frequência de cruzamento ficou próxima de oito Hz conforme projetado e após a  $f_c$  o controlador começa a rejeitar as demais frequências.

Figura 53- Diagrama de bode de malha fechada da planta de tensão com compensador.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

## 5 RESULTADOS

### 5.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentados os resultados de simulação obtidos pelas malhas de corrente, amortecimento ativo e malha de tensão. Por fim, os resultados experimentais e uma comparação entre o rendimento do microinversor utilizando amortecimento ativo e amortecimento passivo será apresentado de acordo com a norma europeia para o rendimento global do sistema.

Os resultados de simulação apresentados foram obtidos através do *software PSIM*<sup>®</sup>, em que foi utilizado o bloco *C* do *software* para realizar a implementação digital dos controladores. Para a implementação do controle do microinversor foi utilizado o DSP28335 (*Texas Instruments*<sup>®</sup>) o qual foi usado os canais analógico-digitais para fazer a leitura dos sensores de corrente e tensão, e os canais de saída PWM para acionar os interruptores do inversor. As formas de ondas foram obtidas através do osciloscópio DPO304 (*Tektronics*<sup>®</sup>) e as grandezas elétricas para análise de rendimento e conteúdo harmônico foram obtidas com o analisador de potência WT1800 (*Yokogawa*<sup>®</sup>).

A Tabela 4 apresenta os parâmetros utilizados no decorrer do capítulo.

Tabela 4 - Valores utilizados no projeto dos componentes

Parâmetro	Símbolo	Valor
Potência	$P_o$	200 W
Tensão barramento CC	$V_{cc}$	400 V
Capacitor barramento	$C_b$	220 $\mu F$
Indutor do lado do conversor	$L_1$	7.4 mH
Indutor do lado da rede	$L_2$	2.4 mH
Filtro Capacitivo	$C_f$	0.55 $\mu F$
Tensão da rede (RMS)	$V_g$	220 V
Frequência da rede	$f_n$	60 Hz
Frequência angular da rede	$\omega_n$	$2\pi 60$ Rad/s
Frequência de chaveamento	$f_{sw}$	20 kHz
Frequência de Amostragem	$f_a$	20 kHz
Frequência de ressonância do filtro LCL	$f_{res}$	4.9 kHz

Fonte: Elaborado pelo Autor.

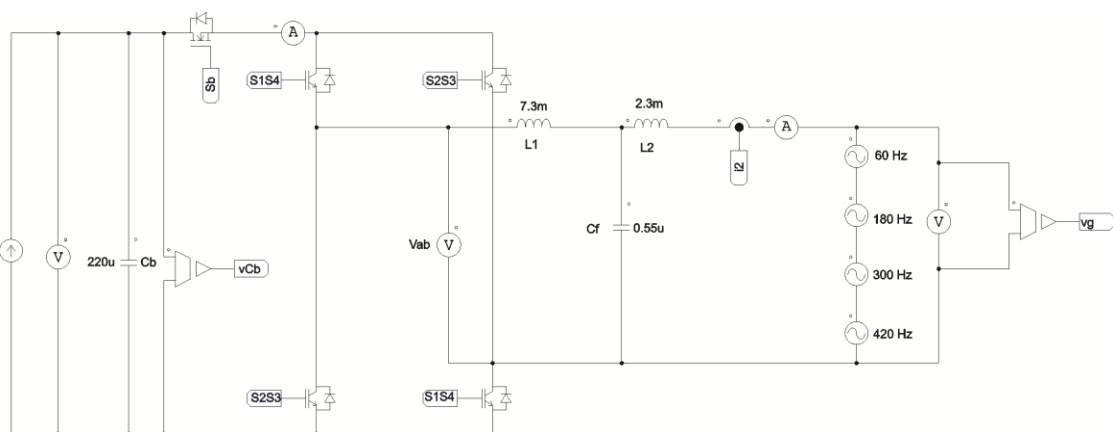
## 5.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Os resultados de simulação são demonstrados utilizando o sistema da Figura 54 em que o inversor está operando em carga nominal, a fonte de corrente simula o estágio CC-CC, a rede monofásica é considerada como a tensão fundamental em 60 Hz e amplitude de  $220\sqrt{2}$  e suas 3<sup>a</sup>, 5<sup>a</sup> e 7<sup>a</sup> harmônicas de tensão, com amplitude de três volts de pico para cada harmônica. A Figura 55 apresenta as principais formas de obtidas no conversor da Figura 54, onde no primeiro gráfico demonstra a corrente do indutor  $i_2$  seguindo  $i_{2ref}$  que é a referência gerada pela saída do compensador de tensão multiplicada pelo algoritmo de PLL. A THD obtida para a corrente  $i_2$  foi de 2.7% o que está dentro dos limites que a norma estabelece. O segundo gráfico apresenta a tensão no barramento  $V_{cc}$ , controlada em 400 V com uma pequena ondulação em 120 Hz.

O terceiro gráfico apresenta a corrente no indutor  $L_1$ , o qual tem formato retificado devido a operação da chave de alta frequência do *buck* atuar apenas com tensões positivas. O quarto gráfico apresenta a tensão de saída  $V_{ab}$  antes do filtro LCL com três níveis, conforme já demonstrado no capítulo da modelagem.

O Penúltimo gráfico apresenta a ação de controle ( $u$ ) aplicada na chave  $S_b$ , esta ação de controle é retificada, pois sendo um conversor unidirecional o fluxo de potência é no sentido do conversor CC-CC injetar corrente na rede monofásica.

Figura 54- Planta simulada no software PSIM.

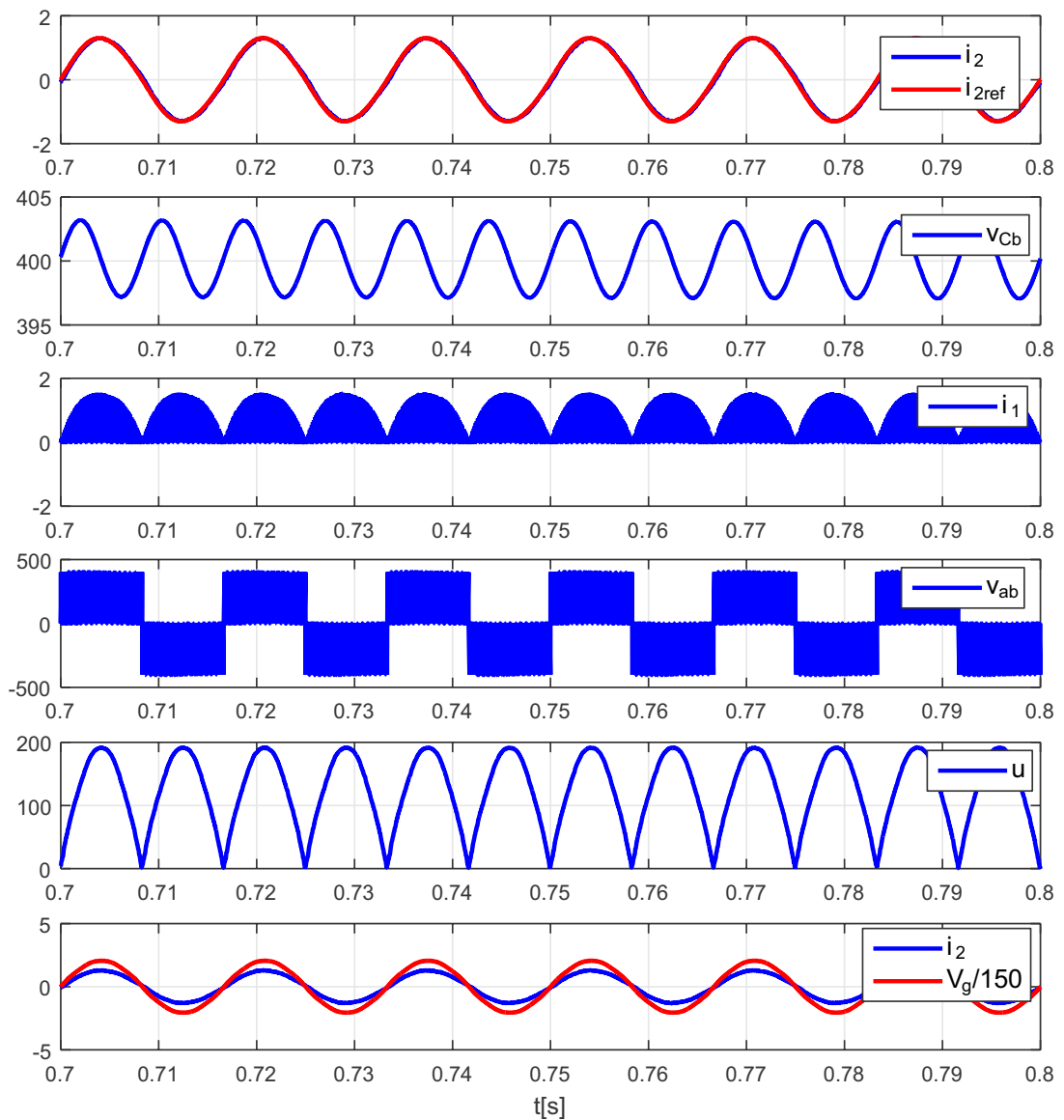


Fonte: Elaborado pelo Autor.

Por fim, o último gráfico mostra a corrente da rede  $i_2$  em fase com a tensão da rede  $V_g$ , a qual foi dividida por 150 para uma melhor visualização, estas duas formas de onda possuem um fator de potência de 0,99 o que era esperado. Percebe-se que a corrente da rede  $i_2$  consegue injetar potência ativa mesmo com a presença dos harmônicos adicionados juntos com a rede  $V_g$ , ou seja, o controlador consegue rejeitar as frequências das harmônicas múltiplas da fundamental 3ª 5ª e 7ª.

A Figura 56 apresenta o espectro harmônico da corrente  $i_2$ , onde percebe-se que o controlador consegue rejeitar praticamente todos os harmônicos. A amplitude dos

Figura 55- Planta simulada no *software* PSIM.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

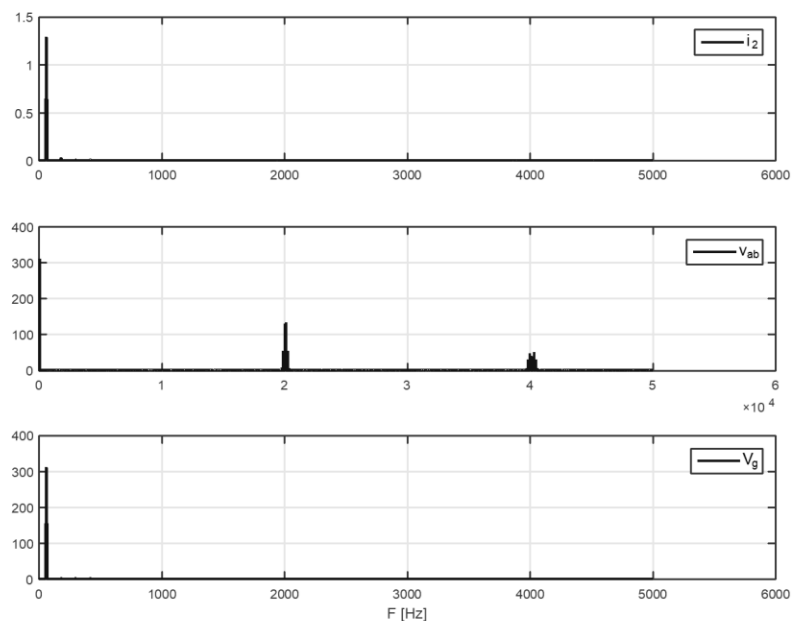
harmônicos mais significativos foram de 2%, 0.66% e 1.07% para 3ª, 5ª e 7ª harmônica respectivamente.

O espectro harmônico da tensão  $V_{ab}$  mostra a frequência percebida pelo filtro LCL em 20 kHz, a qual é a frequência de chaveamento, e suas múltiplas pares. Por fim o último gráfico apresenta o espectro para a tensão da rede  $V_g$  e suas harmônicas de 180, 300 e 420 Hz.

Para demonstrar as malhas de controle operando juntas, a Figura 58 apresenta o sistema operando em regime permanente, o qual converge em aproximadamente 0,7 segundos e, após, é emulado uma variação na irradiação gerando uma nova referência de corrente vinda do conversor CC-CC, a qual muda a amplitude da fonte de corrente de 0.5 para 0.6 amperes em 0.75s. Ao aplicar este degrau é pelo desequilíbrio das potências de entrada e saída do capacitor gerado um erro na malha de tensão, a qual gera uma nova referência para a malha de corrente.

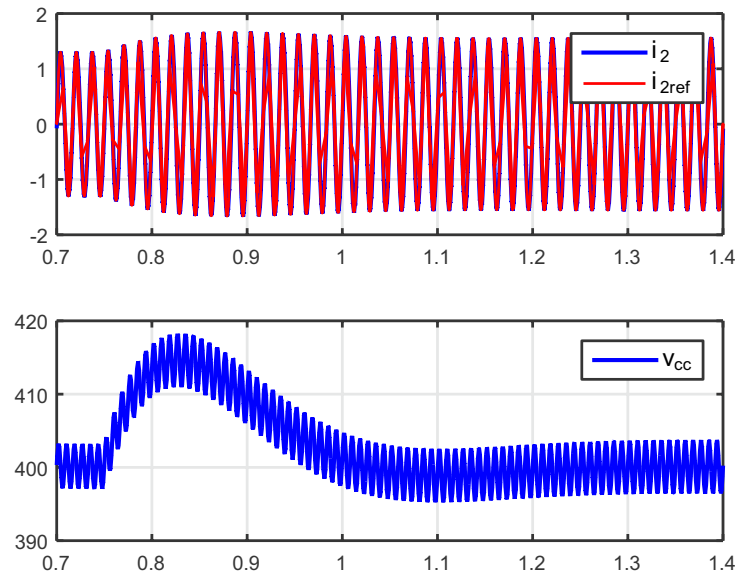
Como o aumento da amplitude da amplitude da tensão na fonte de entrada a referência de corrente da malha interna aumenta e assim o barramento capacitivo consiga voltar a sua referência de 400 volts.

Figura 56 - Espectro harmônico



Fonte: Elaborado pelo Autor

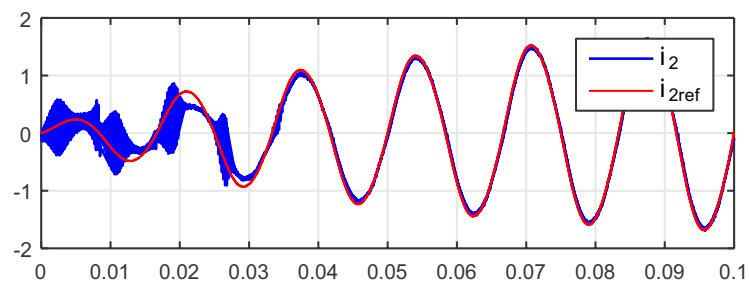
Figura 58- *Step* na referência do conversor CC-CC



Fonte: Elaborado pelo Autor

A Figura 57 demonstra a operação da malha de realimentação de corrente, onde observa-se que, ao ligar o conversor, a malha de realimentação  $G_{sx}$  inseriria muito ruído de alta frequência, levando o sistema a instabilidade e impossibilitando o funcionamento das malhas de controle. Ao utilizar a função  $Gf_{sx}$  percebe-se que os ruídos de alta frequência são atenuados, e o controle consegue entrar em regime permanente em aproximadamente após três ciclos de rede.

Figura 57- Inicialização do Sistema



Fonte: Elaborado pelo Autor



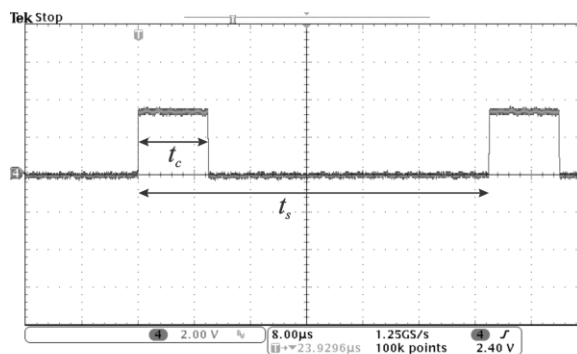
### 5.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados experimentais foram obtidos a partir de um protótipo no qual constam imagens no APÊNDICE B.

Previamente ao iniciar os resultados experimentais, uma questão importante a ser verificada é se o tempo necessário para o cálculo das variáveis de controle está menor que o tempo de atualização do PWM. Ou seja, se dentro de um período de  $t_s$  o controle consegue fazer todos os cálculos que serão executados na próxima interrupção. Para demonstrar esta operação quando a interrupção do PWM é iniciada, coloca-se uma saída para nível lógico alto e, após, o término dos cálculos do algoritmo de controle coloca-se este pino para nível lógico baixo, conforme Figura 59.

A Figura 59 evidencia que o tempo necessário para a atualização das leis de controle  $t_c$  é suficiente para a implementação do algoritmo de controle, o cálculo é realizado em aproximadamente  $10\mu s$ , o equivalente a apenas 20% do período de  $t_s = 50\mu s$ .

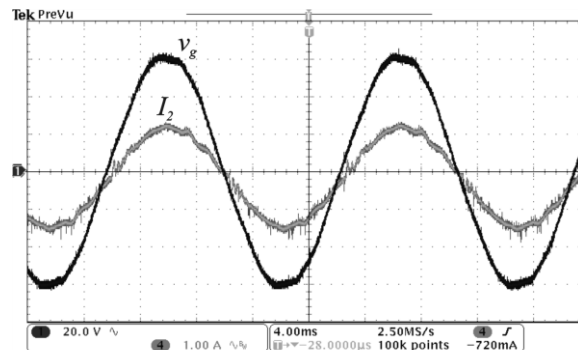
Figura 59- Tempo de execução da rotina de controle.



Fonte: Elaborado pelo Autor

A Figura 60 demonstra a operação do inversor operando na potência nominal de 200 *Watts*. Nele estão presentes a corrente  $i_2$  a qual está com escala de 1A/div e a tensão da rede  $V_g$  a qual está com uma escala de 20V/div com ganho de 1/5 ajustado internamente no osciloscópio. Percebe-se que a tensão e a corrente estão em fase, conforme era esperado pela utilização do algoritmo de PLL. O fator de potência obtido através do *Yokogawa WT1800* foi

Figura 60- Tensão e corrente na rede.

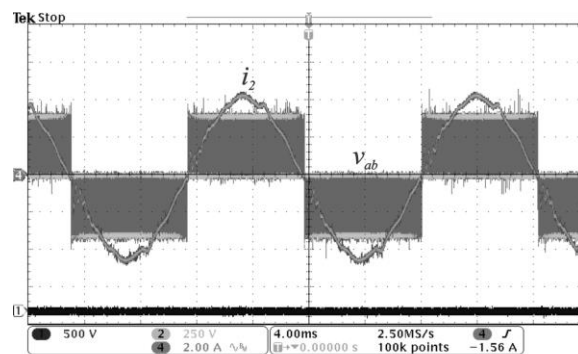


Fonte: Elaborado pelo Autor

de 0.98 com THD de 3.7% o que comprova que os controladores estão funcionando adequadamente.

A Figura 61 apresenta a corrente da rede  $i_2$ , (a qual foi enrolada três vezes na ponteira de corrente para chegar mais perto do fundo de escala da ponteira de 5 amperes) e também a tensão sintetizada na saída do inversor *unfolding*,  $V_{ab}$  com três níveis ( $-V_{cc}$  0  $V_{cc}$  ).

Figura 61 - Tensão sintetizada na saída do *unfolding* e corrente da rede

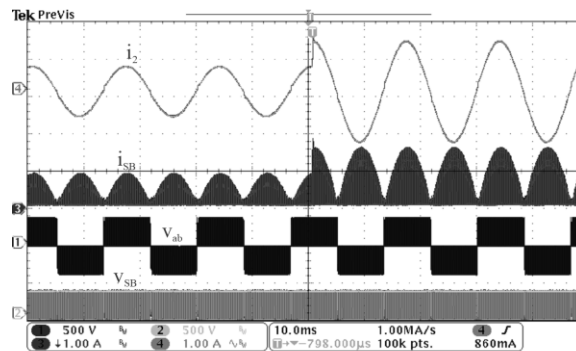


Fonte: Elaborado pelo Autor

A Figura 62 demonstra a corrente na rede  $i_2$ , a corrente na chave  $i_{SB}$ , a tensão da rede  $V_{ab}$  e também a tensão aplicada na chave  $V_{SB}$ . Para demonstrar a operação do inversor foi aplicado um degrau na referência de corrente de 0.8 para 1.3 Amperes.

Conforme apresentado nos capítulos anteriores a corrente na chave tem formato senoidal retificado, e após passar pelo *unfolding* ela é igual a corrente  $i_2$ .

Figura 62 - Corrente na chave  $i_{sb}$  e corrente da rede  $i_2$ .



Fonte: Elaborado pelo Autor.

A eficiência do microinversor com amortecimento ativo foi comparada com a técnica de amortecimento passivo do filtro LCL utilizando um resistor de 15 ohms em série com o capacitor  $C_f$  para amortecer o pico de ressonância causado pelo filtro LCL. A Tabela 5 apresenta os valores de irradiância, potência e tensão de entrada, utilizadas para comparação das duas propostas.

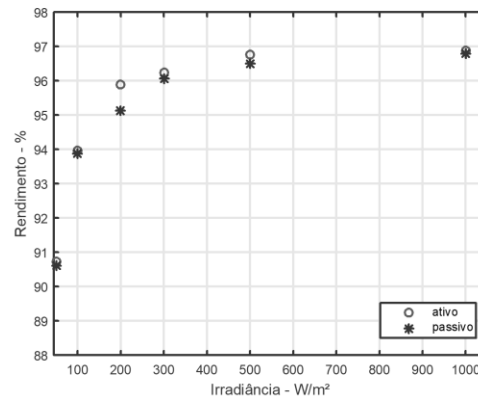
O resultado das eficiências das propostas pode ser observada pela Figura 63 onde a eficiência global do sistema CC-CA foi calculada utilizando o método de rendimento europeia ( $\eta_{EU}$ ) o qual é calculado de acordo com a equação (43), em que os fatores (5%, 10%, 20%, 30%, 50% e 100%) são a porcentagem da irradiação solar em relação à irradiação nominal ( $1000 \text{ W/m}^2$ ).

Tabela 5 - Eficiência das Técnicas de Amortecimento ativo e amortecimento passivo

<i>Irradiância</i> ( $W / m^2$ )	<i>Potência</i> (W)	<i>Tensão</i> ( $V_{cc}$ )	<i>Eficiência</i> <i>Ativo</i> (%)	<i>Eficiência</i> <i>Passivo</i> (%)
1000	200	‘	96.88	96.78
500	100	392	96.77	96.49
300	60	387	96.23	96.05
200	40	384	95.89	95.14
100	20	379	93.95	93.88
50	10	375	90.73	90.60

Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 63 - Curva experimental de rendimento dos MICs com amortecimento ativo e passivo



Fonte: Elaborado pelo Autor.

$$\eta_{EU} = 0,03\eta_{5\%} + 0,06\eta_{10\%} + 0,13\eta_{20\%} + 0,10\eta_{30\%} + 0,48\eta_{50\%} + 0,20\eta_{100\%} \quad (43)$$

De acordo com a norma europeia, o microinversor *buck* com amortecimento ativo alcançou um rendimento global do estágio CC-CA de 96.27% enquanto com amortecimento passivo um rendimento de 96.06%. Através da Figura 63 deixa evidente que o amortecimento ativo tem um rendimento mais elevado que o amortecimento passivo, justificando assim a metodologia utilizada.

## 6 CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou a análise, modelagem e controle de um microinversor *buck* conectado à rede elétrica com filtro LCL utilizando controle digital com foco no elevado rendimento do estágio CC-CA. O objetivo geral foi aumentar a eficiência do inversor a partir da proposta de uma nova topologia denominada de inversor *buck*, cuja derivação a partir da inclusão de um estágio CC-CC *buck* foi demonstrada no Capítulo 3. Com o inversor *buck* pode-se garantir a modulação PWM senoidal com apenas uma chave comutando em alta frequência. Contudo a presença de um filtro LCL tornou necessário o emprego de uma malha de amortecimento ativo em detrimento do uso de resistores para implementação de amortecimento passivo, evitando assim o aumento das perdas, como foi demonstrado no Capítulo 5.

O inversor buck proposto permitiu que o filtro de saída fosse modificado de tal forma que o mesmo passou a ter uma estrutura de terceira ordem (LCL) o que permitiu no seu projeto que seus componentes fossem de menor valor quando comparados com os de um filtro L ou LC. A frequência de chaveamento utilizada mostrou que é possível utilizar um filtro de terceira ordem com frequência de chaveamento de 20 kHz, o que reduz o volume associado ao filtro L e também aumenta a densidade de potência.

O uso do filtro LCL no entanto trouxe o problema da estabilidade relacionado ao mesmo, o que foi demonstrado que sem o uso adicional de sensores conseguiu-se estabilizar e controlar a corrente injetada na rede.

No Capítulo 1 Introdução, foi apresentada a discussão a respeito da previsão do aumento de energias providas de fontes renováveis de energia, o qual coloca este trabalho dentro das perspectivas de trabalhos que contenham uma contribuição significativa do ponto de vista da eficiência dos sistemas fotovoltaicos. Posteriormente foi mostrado que as leis brasileiras até o ano de 2012 eram pouco atrativas para a instalação de sistemas fotovoltaicos, o que retardou bastante a geração distribuída de sistemas fotovoltaicos no país.

Em seguida foi abordado sobre os principais tipos de inversores fotovoltaicos conectados à rede elétrica, dentre estas topologias foi escolhido os microinversores por possuírem maior eficiência devido ao algoritmo de busca do ponto de máxima potência ser dedicado para um único módulo e por não possuir problemas relacionados a sombreamentos. Além disso, uma discussão sobre os filtros para a conexão com a rede elétrica e suas principais características foi apresentado.

No Capítulo 2 Revisão Bibliográfica, foi apresentado as topologias de microinversores (com link CC, sem link CC e com *pseudo* link CC) e suas principais características. Posteriormente mostraram-se o funcionamento do *unfolding*, a norma *IEEE1547* a qual regulamenta os limites harmônicos para a injeção de corrente na rede, os principais filtros utilizados para a conexão com a rede e, por fim, os principais controladores lineares utilizados para seguir referências senoidais.

O Capítulo 3 Análise do Inversor Buck, foi proposto o microinversor *buck* com suas devidas modificações e apresentado as etapas de operação do mesmo. Posteriormente foi apresentado as modelagens das malhas de corrente, amortecimento ativo e de tensão.

Para a modelagem da malha de corrente o painel fotovoltaico e o capacitor do barramento foram substituídos por uma fonte de tensão ideal, devido à dinâmica da malha de tensão ser mais lenta que a da malha de corrente. Na malha de amortecimento foi incluído o conceito da impedância virtual em série com o indutor do filtro  $L_2$ , e por fim, modelada a malha de tensão do capacitor de desacoplamento em função da corrente da rede considerando o balanço de energia no capacitor do barramento.

O Capítulo 4 Projeto dos Controladores, apresentou o projeto dos parâmetros que ainda faltavam para a malha de amortecimento ativo, posteriormente para a malha de controle de corrente foi projetado o controlador PI mais múltiplos ressonantes para as harmônicas da rede, as quais interferem diretamente no controle da corrente injetada, distorcendo a mesma quando não compensadas. Além disso, uma ação *feed-forward* foi implementada para corrigir rapidamente os distúrbios percebidos pela malha de controle.

Ao final deste capítulo foi apresentado o controlador de tensão do barramento CC o qual foi projetado para regular o barramento capacitivo e também rejeitar os distúrbios de 120 Hz oriundos da potência instantânea pulsada que provem da potência instantânea.

O Capítulo 5 Resultados, foi apresentado os resultados de simulação os quais comprovaram a operação das três malhas de controle ( amortecimento ativo, controle de corrente e controle de tensão) as quais atenderam todos os objetivos propostos.

Ainda neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais do inversor operando em potência nominal e suas principais formas de ondas referentes à operação do inversor. Por fim, uma comparação entre a eficiência do inversor com amortecimento ativo e com amortecimento passivo foi apresentada, conforme norma de eficiência europeia, onde se mostrou que o inversor com amortecimento ativo obteve um maior rendimento para todos os pontos de irradiância, o que corroborou o trabalho desenvolvido.

Após o término do trabalho, algumas considerações gerais podem ser observadas. Primeiro em relação à proposta de retirar o diodo de roda livre do conversor buck, esta proposta se mostrou eficiente, e como consequência levou o indutor L1 para depois do *unfolding* resultando no filtro LCL, o qual necessita de amortecimento. Considerando o custo associado a milhares de microinversores dois componentes são eliminados, o diodo de roda livre e o resistor de amortecimento ( para amortecimento ativo). Porém, se o diodo de roda livre na chave do *buck* permanecer, teria a vantagem de uma redundância em função de uma possível falha do diodo do conversor *buck*, pois a corrente de roda livre ainda poderia ser feita pelas chaves do *unfolding*.

Outra importante conclusão que se obteve é que devido a planta de corrente (4<sup>a</sup> ordem LCL mais o atraso de implementação), a malha de amortecimento ativo (3<sup>a</sup> ordem-Impedância mais o filtro digital) e o controlador (9<sup>a</sup> ordem-4 controladores ressonantes mais o PI) o sistema ficou bastante complexo de ser analisado, totalizando um sistema de 16<sup>a</sup> ordem em malha fechada. Este sistema poderia ser minimizado utilizando um outro tipo de controlador, como um adaptativo, ou repetitivo, o qual provavelmente conseguiria um resultado satisfatório.

Este trabalho não abordou sobre as tensões de modo comum presentes em inversores não isolados monofásicos conectados a rede, em função desta topologia ser uma candidata a ter correntes de fuga, que circulariam entre o neutro da rede e o aterramento do painel fotovoltaico, sugere-se que este inversor tenha seu estágio de entrada utilizando um conversor CC-CC isolado, o que eliminaria o problema da tensão de modo comum, a qual é a causa das correntes de fuga dos circuitos não isolados conectados a rede que não utilizam barramento com ponto central.

Por fim, este trabalho demonstrou que é possível fazer um inversor com elevada eficiência, utilizando apenas uma chave realizando PWM em alta frequência e quatro chaves em baixa frequência, eliminando o diodo do conversor *buck* convencional, sem a utilização de resistor de amortecimento devido o amortecimento ativo, e sem uso de sensores adicionais para realização do amortecimento, somente com o sensor de corrente da rede, o qual já era necessário para realização do controle em malha fechada.

## TRABALHOS FUTUROS:

A seguir seguem algumas sugestões para trabalhos futuros:

- Atualização da lei de controle no dobro da frequência de chaveamento: esta medida pode ser interessante em razão de levar as variáveis cada vez mais próximas dos valores em tempo contínuo, podendo melhorar as margens de fase dos controladores, e, além disso, o *unfolding* irá atualizar cada vez mais próximo da passagem por zero da rede, uma vez que ele está atualizando apenas uma vez a cada período de amostragem.
- Utilizar um controlador repetitivo para a malha de corrente, porém aumentaria a necessidade da capacidade de memória do DSP em virtude das atualizações das variáveis precisarem de *buffers* grandes de atualização.
- Estudar um outro filtro para a malha de realimentação, o qual consiga trazer os polos da planta para uma região com melhor coeficiente de amortecimento.

## TRABALHOS PUBLICADOS E EM CONSTRUÇÃO:

### Trabalhos Publicados

1. H. Jank, W. A. Venturini, A. P. Meurer, F. Bisogno, M. L. S. Martins and C. Rech, "Comparative analysis of PID, resonant and repetitive controllers applied to a single-phase PWM inverter," *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, Juiz de Fora, 2017, pp. 1-6.
2. A. P. Meurer, A. M. S. S. Andrade, M. L. S. Martins and H. L. Hey, "PI+resonant controller with active damping for high efficiency PV-module-integrated buck inverter," *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, Juiz de Fora, 2017, pp. 1-6.



**Publicações em Construção**

- P. Meurer, A. M. S. S. Andrade, M. L. S. Martins and H. L. Hey, "PI+resonant controller with active damping for high efficiency PV-module-integrated buck inverter," Transactions on Industry Application (Convite recebido para publicar na TIA).

## REFERÊNCIAS

- A. CH. KYRITSIS, E. C. T. P. P. Optimum Design of the Current-Source Flyback Inverter for Decentralized Grid-Connected Photovoltaic Systems. **IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION**, v.23, Março 2008.
- ALMEIDA, P. M. D. **CONTRIBUIÇÕES AO ESTUDO DE CONEXÃO DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS À REDE ELEÉTRICA SEM FILTROS PASSIVOS: PROJETO DE CONTROLADORES DIGITAIS PARA REDUÇÃO DO CONTEÚDO HARMÔNICO**. Universidade Federal de Juiz de Fora. [S.l.]. 2013.
- ANDRES, B. **PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR MÓDULO INTEGRADO PARA CONEXÃO DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICA À REDE ELÉTRICA**. UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA. SANTA MARIA-RS. 2018.
- ANEEL. **Site da ANEEL**, Outubro 2018. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/documents/656877/15142444/Renov%C3%A1veis+e+N%C3%A3o+Renov%C3%A1veis/aba3cfc6-a27f-a7af-6cac-1d859a2f0d1d?version=1.1>>. Acesso em: 26 Junho 2018.
- ARAÚJO, S. V.; ZACHARIAS, P.; MALLWITZ, R. Highly Efficient Single-Phase Transformerless. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2010.
- BELLINASSO, L. V. **METODOLOGIA DE PROJETO DE INVERSORES PARA REDUÇÃO DO CUSTO DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**. Universidade Federal de Santa Maria. [S.l.]. 2014.
- BIELA, J.; BADSTUBNER, U.; KOLAR, J. W. Impact of power Density Maximization on Efficiency of DC-DC Converter Systems. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS**, v. 24, JANUARY 2009.
- BLAABJERG, F. et al. Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS**, v. 53, n. 5, Outubro 2006.
- BLAABJERG, F. et al. A Review of Passive Power Filters for Three-Phase Grid-Connected Voltage-Source Converters. **IEEE JOURNAL OF EMERGING AND SELECTED TOPICS IN POWER ELECTRONICS**, v. 4, n. 1, Março 2016.
- BLAABJERG, F.; WANG, H. Reliability of Capacitors for DC-Link Applications in Power Electronic Converters—An Overview. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS**, v. 50, n. 5, Setembro/Outubro 2014.

BOUCHAFAA, F. E. A. Modeling and control of a grid connected PV generation system., 2010.

DIAZ, E. R. et al. Analysis and Comparison of Notch Filter and Capacitor Voltage Feedforward Active Damping Techniques for LCL Grid-Connected Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2018.

FIGUEIRA, H. H. et al. **Brazilian Grid-Connected Photovoltaic Inverters Standards: A Comparison with IEC and IEEE**. IEEE. [S.l.]: [s.n.]. 2015.

GIACOMINI, J. C. **DESENVOLVIMENTO DE UM INVERSOR FOTOVOLTAICO TRIFÁSICO NÃO ISOLADO CONECTADO À REDE ELÉTRICA**. UFSM. Santa Maria. 2015.

H. JANK, W. A. V. A. P. M. F. B. M. L. S. M. A. C. R. **Comparative analysis of PID, resonant and repetitive controllers applied to a single-phase PWM inverter**. Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), Juiz de Fora, 2017, pp. 1-6. [S.l.]: [s.n.]. 2017.

HAN, B.; LAI, J.-S.; KIM, M. Dynamic Modeling and Controller Design of Dual-Mode Cuk Inverter in Grid-Connected PV/TE Applications. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS**, 2017.

HOLMES, D. G.; MCGRATH, B. P.; PARKER, S. G. Regions of Active Damping Control for LCL Filters. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS**, v. 50, n. 1, janeiro/fevereiro 2014.

HU, C. et al. **Current dual-loop control for RPI with LCL filter in Micro-inverter**. [S.l.]: [s.n.]. 2013.

HU, H. et al. A Review of Power Decoupling Techniques for Microinverters With Three Different Decoupling Capacitor Locations in PV Systems. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS**, v. 28, n. 6, Junho 2013.

INPE. Instituto de Pesquisas Espaciais, 2017. Disponível em: <<http://www.inpe.br/informativo/08/nota03>>. Acesso em: 16 Junho 2018.

JIA, Y.; ZHAO, J.; FU, X. Direct Grid Current Control of LCL-Filtered Grid-Connected Inverter Mitigating Grid Voltage Disturbance. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS**, Março 2014.

KASA, N.; IIDA, T.; CHEN, L. Flyback Inverter Controlled by Sensorless Current MPPT for Photovoltaic Power System. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS**, 52, n. 4, Agosto 2005.

KINAS, J. R. et al. **Comparative Evaluation of Modulation Strategies for a Single-Phase PV Micro-Inverter with High-Frequency Transformer**. IEEE. [S.l.]: [s.n.]. 2018.

- LI, Q.; WOLFS, P. A Review of the Single Phase Photovoltaic Module Integrated Converter Topologies With Three Different DC Link Configurations. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS**, 23, n. 3, Maio 2008.
- LI, Y.; ORUGANTI, R. A Low Cost Flyback CCM Inverter for AC Module Application. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS**, v. 27, n. 3, Março 2012.
- LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. **Design and Control of an LCL-filter based Three-phase Active Rectifier**. IEEE. [S.l.]: [s.n.]. 2001.
- LISERRE, M.; TEODORESCU, R.; BLABJERG, F. Stability of Photovoltaic and Wind turbine Grid-Connected Inverters for a Larg Set of Grid Impedance Values. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS**, v. 21, n. 1, Janeiro 2006.
- LIU, T. et al. **Virtual Impedance-Based Active Damping for LCL Resonance in Grid-Connected Voltage Source Inverters with Grid Current Feedback**. IEEE. [S.l.]: [s.n.]. 2016.
- MARANGONI, F. **INVERSORES MONOFÁSICOS PARA CONEXÃO DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS À REDE**. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. [S.l.]. 2012.
- OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 5<sup>a</sup>. ed. [S.l.]: Pearson Prentice Hall, 2010.
- PAN, D. et al. Capacitor-Current-Feedback Active Damping With Reduced Computation Delay for Improving Robustness of LCL-Type Grid-Connected Inverter. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS**, v. 27, n. 7, JULHO 2014.
- PARK, J. et al. Analysis and Design of Grid-Connected Photovoltaic Systems With Multiple-Integrated Converters and a Pseudo-DC-Link Inverter. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS**, v. 61, n. 7, Julho 2014.
- PUGLIESE, S. et al. **Performance comparison of simplified feedback linearization control with classical dual loop control for single-phase grid-connected inverters**. IEEE. [S.l.]: [s.n.]. 2016.
- REZNIK, A. et al. **LCL Filter Design and Performance Analysys for Small Wind Turbine Systems**. IEEE. [S.l.]: [s.n.]. 2012.
- SAHU, P. K.; SHAW, P.; MAITY, S. **Modeling and Control of Grid-Connected DC/AC Converters for Single-Phase Micro-inverter Application**. [S.l.]: [s.n.]. 2015.
- SAHU, P. K.; SHAW, P.; MAITY, S. **Modeling and Control of Grid-Connected DC/AC Converters for Single-Phase Micro-inverterApplication**. IEEE INDICON 2015. [S.l.]: [s.n.]. 2015.
- VENTURINI, W. **FONTE ININTERRUPTA DE ENERGIA TRIFÁSICA DE ALTO DESEMPENHO SEM TRANSFORMADOR COM DUPLA FUNCIONALIDADE DO**

**ESTÁGIO DE ENTRADA E SISTEMA DE CONTROLE DIGITAL.** Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria-RS. 2016.

VICTOR M., G. F. . B. S. . H. U. **H5 Inverter.** EP 1 369 985 A2, 2005.

WANG, X.; BLAABJERG, F.; LOH, P. C. Grid-Connected Voltage-Source Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Janeiro 2016. ISSN ISSN 0885-8993.

WORLD ENERGY COUNCIL. World Energy Perspectives, 2016.

YUHIMENKO, V. et al. Low-Frequency DC-Link Ripple Elimination in Power Converters With Reduced Capacitance by Multiresonant Direct Voltage Regulation. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS**, v. 64, n. 3, MARCH 2017.

ZAMMIT, D.; SPITERI STAINES, C.; APAP, M. Comparison between PI and PR Current Controllers in grid Connected PV Inverters. **International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering**, 8, n. 2, 2014.

ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G.; BODE, G. H. Frequency-Domain Analysis of Three-Phase Linear Current Regulators. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS**, v. 37, n. 2, Março/Abril 2001.

**APÊNDICES**

## APÊNDICE A- Projeto do Inversor

### Metodologia de projeto

Nessa seção é apresentada a metodologia de projeto dos componentes do inversor proposto. Inicialmente, é descrito o procedimento para calcular o projeto do capacitor do barramento CC. Posteriormente, é justificada a escolha para as chaves do conversor e, por fim, é apresentado o projeto do filtro LCL.

### Capacitor de barramento CC

O Filtro capacitivo de entrada tem um grande papel no funcionamento do conversor, do ponto de vista de controle um grande valor de tensão armazenado no capacitor pode suportar maiores flutuações, e quanto maior sua capacidade de tensão mais o controle tem excursão para atuar no caso de distúrbios. Porém, grandes tensões e capacitâncias aumentam muito o custo, tamanho e peso do microinversor como, também, a sua confiabilidade.

Assim, é importante que a corrente injetada na rede tenha uma boa regulação, reduzindo as flutuações de tensão no link CC (SAHU, SHAW e MAITY, 2015). Ademais, para a malha de corrente, quanto maior a tensão suportada no barramento CC menor o índice de modulação em amplitude ( $m_a$ ), em que é dado pela equação (44).

$$m_a = \frac{V_g \sqrt{2}}{V_{cc}} \quad (44)$$

Quanto mais próximo de um o valor de  $m_a$  menos excursão o controlador de corrente terá para corrigir distúrbios na malha de corrente. Considerando que a rede monofásica admite uma tensão máxima de 231V eficaz, estipulados pelos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST) a tensão de pico da rede pode chegar até  $V_g \max$  (GIACOMINI, 2015) onde  $V_g \max$  é dado pela equação (45).

$$v_g \max = 231\sqrt{2} = 326,8V \quad (45)$$

Para que o conversor funcione adequadamente, a tensão no barramento CC tem que ser, necessariamente, maior que  $V_g \max$ . Além disso, para ter uma margem para o

controlador de corrente atuar foi escolhido um índice de modulação máximo de 0.8, de maneira que a tensão no barramento CC ( $v_{Cb}$ ) é dada pela equação (46).

$$v_{Bc} = \frac{v_g \max \sqrt{2}}{m_a} = 408,5V \cong 400V \quad (46)$$

Dentro os tipos de capacitores utilizados para a aplicação em barramentos CC, os capacitores eletrolíticos de alumínio são uma das opções mais usadas por possuírem maiores densidades de energia e menor custo (BLAABJERG e WANG, 2014). Porém, quando comparados com capacitores de filme, os eletrolíticos de alumínio possuem vida útil inferior. Neste trabalho, optou-se pelo uso do capacitor de filme em função de sua vida útil ser mais elevada, aumentando assim o tempo de vida útil do conversor, em virtude de o capacitor ser um dos principais elementos que prejudicam a vida útil global do sistema.

Para o projeto do capacitor de barramento, considerou-se à equação da potência instantânea, em que se deseja reduzir as ondulações de baixa frequência causadas pelas pela potência instantânea e também as de alta frequência vindo do chaveamento do interruptor.

Segundo (HU, HARB, *et al.*, 2013) o capacitor de desacoplamento do barramento pode ser calculado conforme equação (47).

$$C_b = \frac{P_n}{2\pi f_n v_{Cb} \Delta v_{Cb}} \quad (47)$$

Onde  $P_n$  é a potência nominal do conversor,  $f_n$  é a frequência da rede,  $v_{Cb}$  é a tensão aplicada ao barramento  $C_b$  e  $\Delta v_{Cb}$  é a variação de tensão no capacitor (*ripple*). Um grande *ripple* de tensão pode resultar em uma corrente de saída distorcida (HU, HARB, *et al.*, 2013), sendo assim, para evitar grandes variações na tensão do barramento, neste projeto foi estipulado um  $\Delta v_{Cb}$  de 1.5% da tensão do barramento, resultando em um capacitor de  $221.04\mu F$ .

O capacitor de filme escolhido foi o modelo B25620B0227K881 (EPCOS®) com uma capacitância de  $220\mu F$  e tensão máxima de  $880V_{rms}$ , seu *datasheet* encontra-se no APÊNDICE A.



## Interruptores

Os interruptores possuem um importante papel na eficiência do conversor, visto que as maiores resistências de condução significam maiores perdas por condução nos interruptores, diminuindo assim a eficiência do conversor. A capacitância de saída ( $C_{oes}$ ) apresenta um grande papel neste conversor, pois maiores capacitâncias de saída armazenam maiores energias.

Na etapa do *unfolding* a energia armazenada precisa ser descarregada instantaneamente, distorcendo a corrente neste instante. Assim, deseja-se que o interruptor contenha uma pequena capacitância de saída, para diminuir ao máximo este distúrbio causado nesta etapa.

Salienta-se que, em virtude de o conversor não utilizar o diodo que fica após o interruptor do conversor *buck*, o qual é uma das propostas desse trabalho, os interruptores necessitam ter diodos ultrarrápidos para efetuar a etapa de roda-livre. Dessa maneira, nem todos os interruptores com diodos em antiparalelo conseguem realizar a etapa de roda-livre em um tempo suficientemente pequeno para desmagnetizar o indutor do filtro.

Neste protótipo foi utilizado cinco *Insulated Gate Bipolar Transistor* ou Transistor Bipolar de Porta Isolada (IGBTs) GBC20UD (*Internal rectifier*<sup>®</sup>), em que seu *datasheet* é apresentado no APÊNDICE B. Este IGBT possui tensão de bloqueio de 600V com uma corrente média de 6.5A @100°C, uma tensão  $V_{ceon}=1.85V$ , capacitância de saída  $C_{oes}=49pF$  @30V e seu diodo intrínseco possui um tempo de recuperação reversa de 55nS e uma carga de recuperação reversa típica de 124nC.

## Filtro LCL

Para o projeto do filtro LCL, a frequência de chaveamento do conversor é um importante parâmetro a ser determinado. Considerando correntes pequenas, frequências de chaveamento baixas implicam em filtros de saída grandes, em contrapartida, frequências elevadas diminuem o tamanho do filtro de saída, porém aumentam as perdas de chaveamento do conversor. Tendo em vista estas considerações, para obter um bom compromisso entre frequência de chaveamento e tamanho dos indutores, estipulou-se que a frequência de chaveamento do conversor será de 20 kHz, o que vai caracterizar uma elevada eficiência com filtros relativamente pequenos.

Definida a frequência de chaveamento, o projeto do filtro LCL deve ser feito de tal maneira que consiga atenuar significativamente os harmônicos produzidos pelo conversor

chaveado e, ainda, produza uma corrente de saída com baixa distorção harmônica. O projeto é realizado de acordo com autores (REZNIK, SIMÕES, *et al.*, 2012) (LISERRE, BLAABJERG e HANSEN, 2001), o qual deve estar dentro de alguns limites definidos:

- O valor de potência reativa do capacitor do filtro LCL não exceda 5% da potência reativa do conversor.
- O valor do indutor deve ser limitado a fim de diminuir a queda de tensão em cima do mesmo.
- A frequência de ressonância  $f_{res}$  deve estar limitada dentro de uma faixa de operação que não crie problemas de ressonância para o controle nas baixas frequências, pelo menos dez vezes a cima da frequência da rede  $f_n$  e que esteja limitado pela metade da frequência de chaveamento do conversor, estes limites são estabelecidos pela equação (48).

$$10f_n < f_{res} < \frac{f_s}{2} \quad (48)$$

Definido estes critérios, o indutor  $L_1$  pode ser calculado de acordo com (REZNIK, SIMÕES, *et al.*, 2012) pela equação (49)

$$L_1 = \frac{V_{cc}}{6f_s\Delta i_L} = 7,4mH \quad (49)$$

Onde  $V_{cc}$  representa a tensão do barramento,  $f_s$  é a frequência de chaveamento e  $\Delta i_L$  é o *ripple* de corrente em cima do primeiro indutor. Para este conversor foi considerado um *ripple* de 35 % em função da corrente máxima de pico, que pode ser calculada através da equação (50)

$$I = \frac{P_n}{V_g} \sqrt{2} \quad (50)$$

O cálculo da impedância e a capacitância base do filtro LCL são calculados pelas equações (51) e (52)

$$Z_{ba} = \frac{V_g^2}{P_n} \quad (51)$$

$$C_{ba} = \frac{1}{\omega_n Z_b} \quad (52)$$

Onde  $Z_{ba}$  é a impedância base de entrada,  $V_g$  é a tensão RMS da rede,  $P_n$  é a potência nominal do conversor e  $\omega_n$  é a frequência angular da rede a qual é calculada de acordo com (53)

$$\omega_n = 2\pi f_n \quad (53)$$

Onde  $f_n$  é a frequência da rede em Hertz. Para o cálculo do capacitor do filtro LCL é levado em consideração a potência reativa do conversor, conforme mencionado anteriormente, a qual não deva exceder 5%.

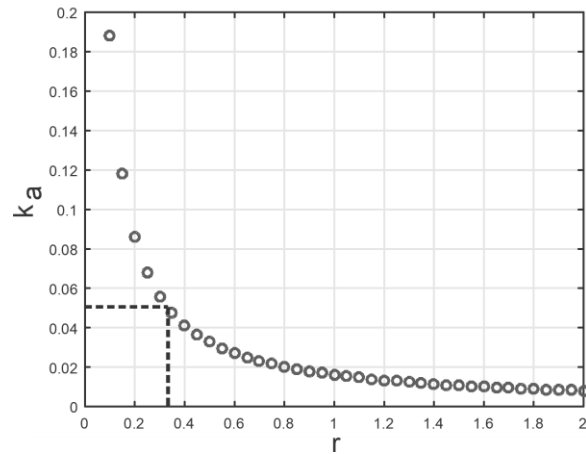
$$C_b = 0,05C_{ba} \quad (54)$$

O objetivo geral do filtro LCL, é reduzir o *ripple* de corrente injetada na rede, o qual é calculado em função do *ripple* do primeiro indutor  $L_1$ . As equações 53 e 54 demonstram a relação entre as harmônicas geradas pelo inversor e as harmônicas injetadas na rede (REZNIK, SIMÕES, *et al.*, 2012) (LISERRE, BLAABJERG e HANSEN, 2001).

$$\frac{i_2(h)}{i_1(h)} = \frac{1}{|1 + r(1 - L_1 C_b \omega_s^2 x)|} = k_a \quad (55)$$

$$L_2 = \frac{1 + \sqrt{\frac{1}{k_a^2}}}{C_f \omega_s^2} \quad (56)$$

Figura 64- Relação entre a atenuação harmônica e o fator r.



Fonte: Elaborado pelo Autor

Onde a constante  $r$  é definida como a relação entre as indutâncias  $L_1$  e  $L_2$  a qual é dada pela equação (57).

$$L_2 = rL_1 \quad (57)$$

Para uma melhor visualização do impacto que tem a variação do tamanho do indutor do lado da rede a Figura 64 apresenta o gráfico de  $k_a$  em função de  $r$ , onde percebe-se que quanto maior o valor de  $r$  mais as harmônicas da rede são atenuadas porém é preciso de um maior valor de indutância o que nem sempre é desejável pois aumenta bastante o volume e custo associados ao indutor. Para este trabalho foi adotado um  $k_a = 0,05$ , substituindo  $k_a$  na equação (56) encontra-se um valor de  $2,4mH$  para  $L_2$ , e manipulando a equação (57) pode-se encontrar um valor de  $r$  igual a  $0,35$ . Observando o gráfico da Figura 64 para um valor de  $r$  igual a  $0,35$  obtém-se um valor aproximado de  $0,05$  para  $k_a$ , o que confirma com os valores calculados em (56) com o gráfico apresentado.

O *ripple* de corrente em  $L_2$  é uma multiplicação do *ripple* no indutor  $L_1$  vezes o *ripple* no indutor  $L_2$ , e pode ser calculado pela equação (58).

$$i_2 \text{ ripple} = 35\% \cdot 5\% = 1,7\% \cong 22 \text{ mA} \quad (58)$$

A equação (58) demonstra que a corrente  $i_2$  contém um *ripple* de corrente bastante reduzido ( $22mA$ ), se comparado com o *ripple* de  $L_1$  que chegou a  $455mA$ .

**APÊNDICE B- IMAGENS DO MICROINVERSOR**