

Gustavo Hoppe Levin

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE CONTROLADORES
RESSONANTES PARA UM INVERSOR MÓDULO-
INTEGRADO BASEADO NO CONVERSOR ZETA NO MCD
PARA A CONEXÃO DE PAINÉIS PV À REDE ELÉTRICA**

Dissertação de mestrado submetida à Pontifícia
Universidade Católica do Rio Grande do Sul como
parte dos requisitos para a obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica

Orientador: Fernando Soares dos Reis

Co-Orientador: Aurélio Tergolina Salton

Porto Alegre, 2013



Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul
FACULDADE DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Gustavo Hoppe Levin

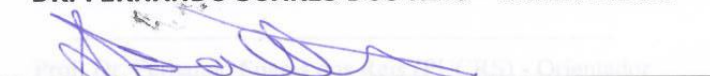
**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE CONTROLADORES
RESSONANTES PARA UM INVERSOR MÓDULO-INTEGRADO
BASEADO NO CONVERSOR ZETA NO MCD PARA A
CONEXÃO DE PAINÉIS PV À REDE ELÉTRICA**

BASEADO NO CONVERSOR ZETA NO MCD PARA A CONEXÃO

CANDIDATO: GUSTAVO HOPPE LEVIN

Esta Dissertação de Mestrado foi julgada para obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul.


DR. FERNANDO SOARES DOS REIS - ORIENTADOR


DR. AURELIO TERGOLINA SALTON - CO-ORIENTADOR

BANCA EXAMINADORA


DR. CARLOS ALBERTO CANESIN - DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA -
UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA JÚLIO DE MESQUITA FILHO - UNESP


DR. FERNANDO LUIZ MARCELO ANTUNES - CENTRO DE TECNOLOGIA -
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA - UFC


DR. JEFFERSON VIEIRA FLORES - PPGE - FENG - PUCRS

Porto Alegre, Agosto de 2013

PUCRS

Campus Central
Av. Ipiranga, 6681 - Prédio 30 - Sala 103 - CEP: 90619-900
Telefone: (51) 3320.3540 - Fax: (51) 3320.3625
E-mail: engenharia.pg.eletrica@pucls.br

Gustavo Hoppe Levin

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE CONTROLADORES
RESSONANTES PARA UM INVERSOR MÓDULO-INTEGRADO
BASEADO NO CONVERSOR ZETA NO MCD PARA A CONEXÃO
DE PAINÉIS PV À REDE ELÉTRICA**

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul.

Prof. Dr. Fernando Soares dos Reis (PUCRS) - Orientador

Prof. Dr. Aurélio Tergolina Salton (PUCRS) - Co-Orientador

Prof. Dr. Jeferson Vieira Flores (PUCRS)

Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin (UNESP)

Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes (UFC)

Porto Alegre, Agosto de 2013.

DEDICATÓRIA

Dedico esse trabalho ao meu avô Nelson Hoppe
(In Memoriam), homem que serviu de grande
inspiração para me tornar engenheiro.

AGRADECIMENTOS

Aos professores Fernando Soares dos Reis e Aurélio Tergolina Salton, pela orientação, amizade, companheirismo, ensinamentos e, principalmente, pelo apoio e confiança que foram essenciais para que eu chegasse até aqui.

Aos colegas e ex-colegas do LEPUC: Renan Viero, Guilherme Pedrollo, Fernando Beretta dos Reis, Bernardo Lunardi, Paulo Fernando Faria, Francisco Querol, Ana Paula Marques, Henrique Cabral, Giovanna Fockink e, por último, mas não menos importante, prof. Júlio César Marques de Lima, pela amizade, pelo bom ambiente de trabalho e, sobretudo, por toda a ajuda.

Aos técnicos do LEP: Liangrid Lutani, Thiago Mocinho e Carlos Bergold, pelo apoio, amizade e também pela ajuda fornecida.

Ao professor Jeferson Vieira Flores pelo apoio dado neste trabalho.

A todos os amigos que fiz na PUCRS, seja na graduação ou no mestrado, que certamente contribuíram para minha formação profissional.

A PUCRS e a CAPES pelo apoio financeiro.

A toda minha família, em especial os meus pais Bruno e Ligia e meu irmão Felipe, pelo companheirismo, educação, ajuda e carinho transmitido durante toda minha vida e, principalmente, por estarem ao meu lado comemorando junto minhas conquistas.

RESUMO

Este trabalho propõe o estudo e a aplicação de controladores ressonantes desenvolvidos para um Conversor Zeta, o qual foi concebido para sintetizar à sua saída uma forma de onda de corrente senoidal retificada, com baixo conteúdo harmônico, visando desta forma o aproveitamento da energia gerada a partir de painéis solares fotovoltaicos (PV). Operando no modo de condução descontínuo, o conversor Zeta é conectado em cascata a um inversor em ponte completa, visando inverter um dos semiciclos da sua corrente de saída a cada ciclo da tensão da rede, permitindo assim a conexão dos painéis PV à rede elétrica da concessionária de energia. O conjunto formado por painel PV e inversor é conhecido como Inversor Módulo-Integrado. Visando o projeto dos controladores ressonantes, apresenta-se uma análise do Conversor Zeta, incluindo o modelo de espaço de estados proposto em trabalhos anteriores. Em seguida, apresentam-se conceitos fundamentais de controle robusto envolvidos no projeto dos controladores ressonantes. Para determinação dos ganhos dos controladores ressonantes, apresenta-se uma formulação baseada em desigualdades matriciais lineares (LMIs). Um observador de estados também é projetado, visando diminuir o número de variáveis a serem medidas. Logo depois, a metodologia de controle é apresentada, acompanhada do projeto do observador de estados. Por fim, a estratégia de controle desenvolvida é validada através de simulações computacionais e através de ensaios laboratoriais em um protótipo especialmente elaborado para este fim. Os resultados obtidos experimentalmente validaram a proposta, resultando na síntese de uma forma de onda senoidal de corrente, com baixo conteúdo harmônico, sincronizada com a rede elétrica da concessionária.

ABSTRACT

This work proposes the study and implementation of resonant controllers applied to photovoltaic panels grid-tied by a Zeta converter. This converter is designed to synthesize a rectified sinusoidal waveform current with low-harmonic content. Operating in discontinuous conduction mode, the Zeta Converter is connected to a full-bridge inverter so that one semi-cycle of the output current is inverted for every cycle of the power grid voltage, allowing the connection of PV panels to the power grid. The assembly formed by PV panel and inverter is known as Module-Integrated Inverter (MII). By aiming the project of resonant controllers, an analysis of the Zeta converter is presented, including its state-space model proposed in previous works. Furthermore, fundamental robust control concepts involved on the resonant controllers project are presented. In order to determine the gains of the resonant controllers, a formulation based on Linear Matrix Inequalities (LMIs) that guarantees the stability and performance of the closed-loop system is presented. A state-observer is also designed, reducing the number of variables that must be measured. Finally, the developed control strategy is validated through computational simulations and laboratorial tests on a prototype specially developed to this purpose. The results obtained by the experimental results validated the purpose, confirming the viability of using resonant controllers for this application, in order to synthesize a sinusoidal current waveform with low-harmonic content, synchronized with the power grid.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Geração de energia elétrica no Brasil em 2012.....	14
Figura 2: Tenda do exército norte-americano, equipado com células fotovoltaicas	15
Figura 3: Usina de Andasol, em Andaluzia, Espanha. Capacidade de 50 MW.....	15
Figura 4: Arranjos Fotovoltaicos	16
Figura 5: Painéis SR50 Siemens®.....	17
Figura 6: Inversor Módulo-Integrado baseado no conversor Zeta	18
Figura 7: IMI clássico empregando VSI (a) x IMI proposto empregando CSI (b).	20
Figura 8: Formas de onda em cada etapa do sistema proposto	20
Figura 9: Estrutura básica do Conversor Zeta	22
Figura 10: Primeira (a), Segunda (b) e Terceira (c) etapas de operação do Conversor Zeta operando no modo de condução descontínua.....	23
Figura 11: Formas de onda dos principais componentes do conversor Zeta operando no MCD	25
Figura 12: Modulação PWM imposta ao conversor Zeta.....	26
Figura 13: Formas de onda das correntes nos indutores L_m (a) e L_o (b).....	26
Figura 14: Diagrama elétrico do inversor de corrente em ponte completa	27
Figura 15: Etapas de operação do inversor de ponte completa	27
Figura 16: Formas de onda do IMI num período de baixa frequência	28
Figura 17: Conjunto politópico com vértices V_i , para $i = 1, \dots, 5$	40
Figura 18: Regiões de Alocação de Pólos - Semi-plano, setor cônico e disco.....	43
Figura 19: Representação esquemática do controlador ressonante	48
Figura 20: Espectro Harmônico obtido através da Transformada de Fourier da Rede Elétrica.....	50
Figura 21: Estratégia proposta de implementação de controladores ressonantes.....	50
Figura 22: Diagrama de polos e zeros do Conversor Zeta	55
Figura 23: Região definida para alocação dos polos em malha fechada do sistema.....	59
Figura 24: Implementação do observador de estados.....	61
Figura 25: Diagrama de simulação no Simulink	62
Figura 26: Circuito de simulação no PowerSIM 63	
Figura 27: Tensão e corrente da rede para aplicação de 1 modo ressonante.....	64
Figura 28: Tensão e corrente da rede para aplicação de 2 modos ressonantes.....	65
Figura 29: Tensão e corrente da rede para aplicação de 3 modos ressonantes.....	66
Figura 30: Tensão e corrente da rede para aplicação de 4 modos ressonantes.....	66
Figura 31: Corrente da rede para um degrau de potência.....	67
Figura 32: Comparativo do THD para aplicação de 1 a 4 modos ressonantes.....	68
Figura 33: Diagrama de simulação no Simulink com inclusão do observador de estados	69
Figura 34: Tensão e corrente da rede para aplicação de 1 modo ressonante e utilização conjunta do observador de estados	69
Figura 35: Tensão e corrente da rede para aplicação de 2 modos ressonantes e utilização conjunta do observador de estados	70
Figura 36: Tensão e corrente da rede para aplicação de 3 modos ressonantes e utilização conjunta do observador de estados	70
Figura 37: Diagramas de Polos e Zeros para inserção de 1 controlador ressonante	71
Figura 38: Diagramas de Polos e Zeros para inserção de 2 controladores ressonantes..	71
Figura 39: Diagramas de Polos e Zeros para inserção de 3 controladores ressonantes..	72
Figura 40: Diagrama de simulação no Simulink no domínio discreto	74

Figura 41: Tensão e corrente da rede para aplicação de 1 modo ressonante no domínio discreto e utilização conjunta do observador de estados	74
Figura 42: Tensão e corrente da rede para aplicação de 2 modos ressonantes no domínio discreto e utilização conjunta do observador de estados	75
Figura 43: Tensão e corrente da rede para aplicação de 3 modos ressonantes no domínio discreto e utilização conjunta do observador de estados	75
Figura 44: Comparativo de THD para aplicação de 1 a 3 modos ressonantes no domínio discreto	76
Figura 45: Protótipo desenvolvido do conversor Zeta	77
Figura 46: Protótipo desenvolvido do inversor de corrente em ponte completa	77
Figura 47: Implementação do controle do IMI na dSPACE	78
Figura 48: Condicionamento dos sinais da referência da rede e da corrente i_{Lo}	78
Figura 49: Observador de estados implementado no domínio discreto.....	78
Figura 50: Controladores ressonantes para o Conversor Zeta.....	79
Figura 51: Controle do inversor de corrente em ponte completa	79
Figura 52: Tensão e corrente na carga resistiva para aplicação de 1 controlador ressonante e medição de THD de tensão e corrente	80
Figura 53: Tensão e corrente na carga resistiva para aplicação de 2 controladores ressonantes e medição de THD de tensão e corrente.....	81
Figura 54: Tensão e corrente na carga resistiva para aplicação de 3 controladores ressonantes e medição de THD de tensão e corrente.....	82
Figura 55: Tensão e corrente na carga resistiva para mudança na razão cíclica de trabalho	83
Figura 56: Tensão e corrente (i) e THD (ii) na rede elétrica.	84
Figura 57: Tensão e corrente na rede elétrica para aumento na razão cíclica de trabalho	85
Figura 58: Tensão e corrente na rede elétrica para redução na razão cíclica de trabalho.....	86
Figura 59: Tensão e corrente na rede elétrica para aumento da tensão V_G (27 a 34 V) e $d_{MAX} = 0,6$	87
Figura 60: Tensão e corrente na rede elétrica para redução da tensão V_G (34 a 27 V) e $d_{MAX} = 0,6$	87
Figura 61: Tensão e corrente na rede elétrica para aumento da tensão V_G (20 a 34 V) e $d_{MAX} = 0,6$	88
Figura 62: Tensão e corrente na rede elétrica para redução da tensão V_G (34 a 20 V) e $d_{MAX} = 0,6$	88
Figura 63: Tensão e corrente na rede elétrica para aumento da tensão V_G (27 a 34 V) e $d_{MAX} = 0,8$	89
Figura 64: Tensão e corrente na rede elétrica para redução da tensão V_G (34 a 27 V) e $d_{MAX} = 0,8$	90

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Parâmetros Elétricos do PV Siemens® SR50	17
Tabela 2 - Componentes do Conversor Zeta	53
Tabela 3 - Ganhos dos Controladores Ressonantes	63
Tabela 4 - Parâmetros dos Controladores Discretos.....	73

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CSI	Inversor de Corrente (do inglês <i>Current Source Inverter</i>)
IMI	Inversor Módulo-Integrado
LMI	Desigualdades Matriciais Lineares (do inglês <i>Linear Matrix Inequalities</i>)
LTI	Linear Invariante no Tempo (do inglês <i>Linear Time Invariant</i>)
MCC	Modo de Condução Contínuo
MCD	Modo de Condução descontínua
MPP	Ponto de Máxima Potência (do inglês <i>Maximum Power Point</i>)
PWM	Modulação por Largura de Pulso (do inglês <i>Pulse Width Modulation</i>)
PV	Painéis Fotovoltaicos (do inglês <i>Photovoltaic Panels</i>)
RMS	Valor eficaz ou valor médio quadrático (do inglês <i>Root Mean Square</i>)
SISO	Única entrada e única saída (do inglês <i>Single Input & Single Output</i>)
STC	Condições de Temperatura Padrão (do inglês <i>Standard Temperature Conditions</i>)
THD	Distorção Harmônica Total (do inglês <i>Total Harmonic Distortion</i>)
VSI	Inversor de Tensão (do inglês <i>Voltage Source Inverter</i>)

SUMÁRIO

1. Introdução	13
1.1. Panorama de Energia Elétrica no Brasil	13
1.2. Sistemas Fotovoltaicos	14
1.3. Inversor Módulo Integrado Baseado no Conversor Zeta	18
1.4. Estrutura da Dissertação	20
2. Conversor Zeta Operando no MCD	22
2.1. Análise Qualitativa	23
2.2. Análise Quantitativa	28
2.2.1. Ganho Estático.....	30
2.2.2. Corrente no Transistor S.....	30
2.2.3. Corrente no Diodo	32
2.2.4. Corrente na Indutância Magnetizante.....	32
2.2.5. Corrente na Indutância de Saída.....	33
2.2.6. Definição da razão cíclica do diodo (d_1)	33
2.3. Modelo em Espaço de Estados	35
2.4. Conclusões.....	38
3. Controladores Ressonantes.....	39
3.1. Conceitos Fundamentais de Controle Robusto.....	39
3.1.1. Sistemas Incertos – Representação Politópica	39
3.1.2. Teoria de Estabilidade por Lyapunov.....	40
3.1.3. D-Estabilidade	42
3.1.4. Norma H_∞	44
3.1.5. Formulação LMI.....	45
3.2. Estrutura do Controlador Ressonante	47
3.3. Conclusões.....	50
4. Estratégia de Controle Proposta	52
4.1. Modelo em Espaço de Estados	53
4.2. Modelagem do Controle	56
4.3. Formulação LMI Para Obtenção dos Ganhos.....	58
4.4. Observador de Estados	60
4.5. Conclusões.....	61
5. Resultados.....	62
5.1. Resultados de Simulação	62
5.2. Diagramas de Polos e Zeros	71
5.3. Discretização dos Ganhos dos Controladores	72
5.4. Resultados Experimentais.....	76
5.4.1. Conexão à Carga Resistiva.....	79
5.4.2. Conexão à Rede Elétrica.....	83
5.5. Conclusões.....	90
6. Conclusões Gerais	92
7. Futuros Trabalhos	94
Referências	95
Apêndice A: Algoritmo LMI Para Determinação dos Ganhos dos Controladores Ressonantes	99

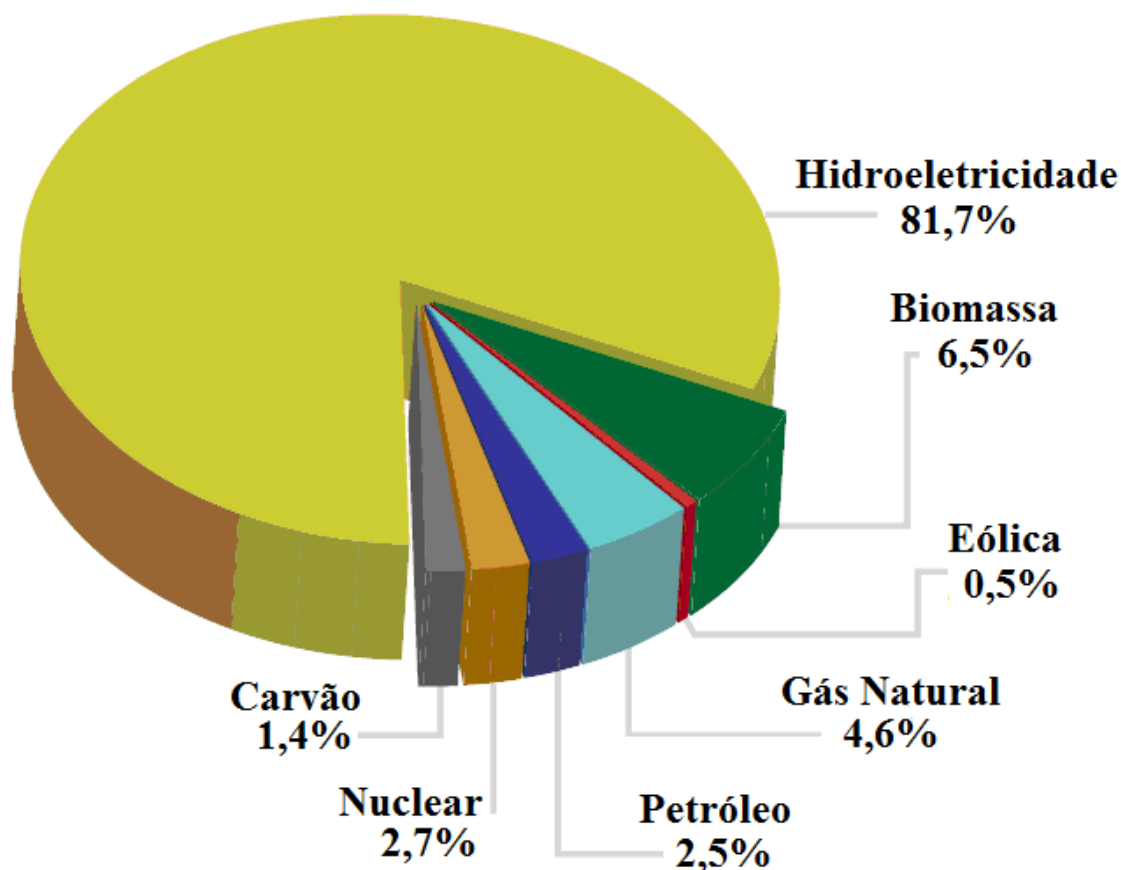
1. Introdução

1.1. Panorama de Energia Elétrica no Brasil

A demanda energética mundial aumentou muito nos últimos anos, havendo necessidade de unir geração de energia elétrica ao chamado desenvolvimento sustentável. Isso conduz à criação de produtos e serviços que sejam mais eficazes e menos prejudiciais ao meio-ambiente. Nesse panorama, no qual se insere o aprimoramento e a criação de tecnologias para viabilizar geração e processamento de energia elétrica produzida através de fontes renováveis, impulsionadas por uma nova consciência global de respeito ao meio ambiente, muitos países (Alemanha, Espanha, Itália, França, Dinamarca, Reino Unido e Holanda, entre outros) tem incentivado o uso e aproveitamento destas fontes (U.S. DEPARTMENT OF STATE, 2006), (EPE, 2012).

No Brasil, por exemplo, 88,7% da geração de energia elétrica provem de fontes renováveis, sendo 81,7% provindo das fontes hidráulicas, enquanto os demais 7% são referentes à produção de biomassa e energia eólica, como se pode ver na Figura 1 (EPE, 2012). No entanto, este modelo não pode ser expandido indefinidamente, sem contar que existem importantes problemas ligados à geração hídrica, os quais não se limitam ao impacto ambiental (geração de CO₂, por exemplo) (JUNK, 1990). Assim, uma maior diversificação da matriz energética brasileira se mostra necessária. Nessa diversificação, fontes renováveis de energia elétrica que apresentem o menor impacto ambiental possível devem ser utilizadas. No país, há grande potencial para geração de energia elétrica através de painéis solares fotovoltaicos (*photovoltaic panels* – PV), sendo privilegiado pelos altos níveis de radiação solar (média diária de mais de 5 kWh/m² em algumas regiões) e também pela redução do custo de produção de células fotovoltaicas, o que torna a energia solar fotovoltaica cada vez mais competitiva no mercado energético diante das alternativas tradicionais de geração de energia elétrica (ANEEL, 2005), (CASARO & MARTINS, 2010). Estudos realizados pelo Ministério de Minas e Energia estimam que a economia brasileira cresça 5% ao ano até 2020, o que exigirá investimentos significativos na infraestrutura de energia elétrica (MME, 2012). Contudo, há ainda um número muito pequeno de patentes na área da energia solar fotovoltaica no Brasil.

Figura 1: Geração de energia elétrica no Brasil em 2012



FONTE: ANEEL (2012)

Em 17 de abril de 2012, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) regulamentou a norma nº 482, que estabelece condições gerais para o acesso de sistemas de micro geração e mini geração distribuídas aos sistemas de distribuição de energia elétrica comerciais e o sistema de compensação de energia elétrica (ANEEL, 2013).

1.2. Sistemas Fotovoltaicos

Sistemas fotovoltaicos para geração de energia elétrica normalmente utilizam inversores (ou conversores CC-CA), os quais têm por objetivo a conversão da tensão CC proveniente da saída dos painéis fotovoltaicos em uma tensão CA, na frequência da rede elétrica da concessionária. Assim, viabiliza-se a alimentação de cargas isoladas e/ou a injeção da energia elétrica proveniente destes painéis à rede elétrica. Neste caso, o controle do inversor deve prover o necessário sincronismo entre a tensão da sua saída e a rede elétrica da concessionária. Esses sistemas são empregados nas mais diversas faixas de potência desde sistemas isolados de poucos Watts, como o da Figura 2,

passando pelas grandes usinas fotovoltaicas capazes de gerar milhões de kWh por ano, como a usina Andasol, localizada na Espanha, observada na Figura 3.

Figura 2: Tenda do exército norte-americano, equipado com células fotovoltaicas



FONTE: gizmologia.com (2012)

Figura 3: Usina de Andasol, em Andaluzia, Espanha. Capacidade de 50 MW.



FONTE: Allianz (2012)

Nos sistemas fotovoltaicos, o conversor tem o papel de extrair a máxima energia disponível nos terminais dos painéis solares, através do rastreamento do ponto de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking* ou MPPT) para, em seguida, injetar uma corrente senoidal com baixo conteúdo harmônico em contra fase com a rede elétrica da concessionária (CASARO & MARTINS, 2010), (CARRASCO, 2006). A necessidade dos algoritmos MPPT se deve a duas condições externas que afetam o comportamento de uma célula solar: densidade de fluxo de energia de radiação que atinge, ou insolação, e a temperatura ao qual ela está exposta (JAIN, 2007).

Representados na Figura 4, são quatro tipos básicos de arranjos fotovoltaicos:

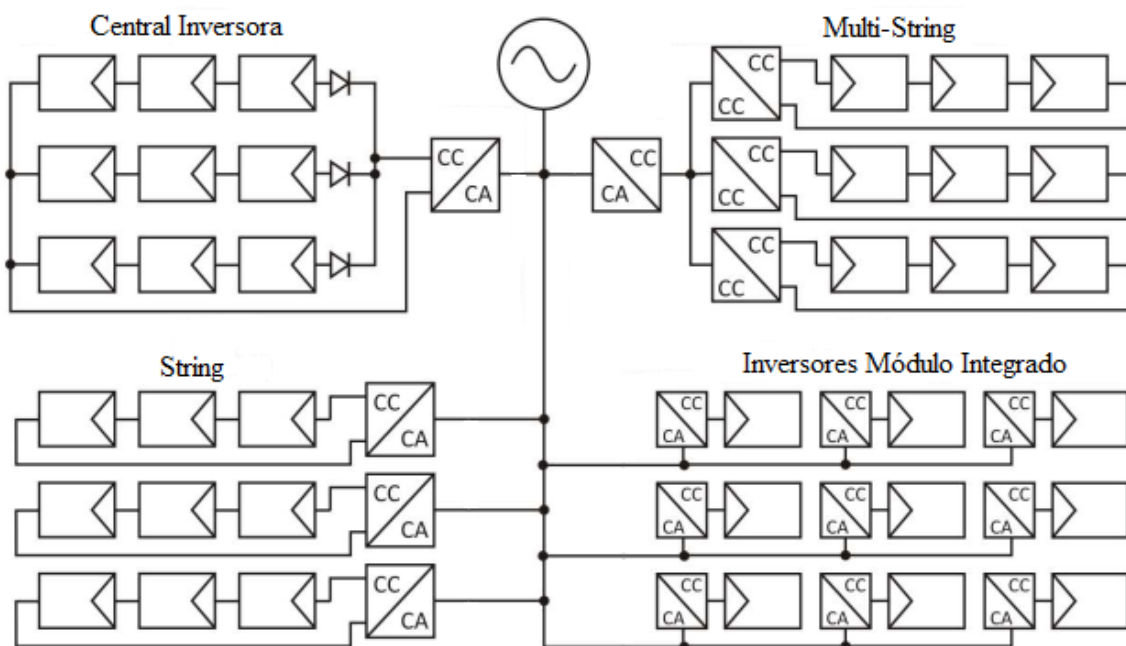
- **Central inversora:** conecta os arranjos em série e/ou paralelo a um único inversor. É de mais simples construção, com um único inversor sendo responsável pelo processamento de energia. Contudo, os diodos de bloqueio necessários diminuem a eficiência e a robustez do sistema (LOPEZ, 2009).

- **String:** um inversor para cada arranjo de painéis fotovoltaicos, dando uma confiabilidade maior ao sistema em relação à central inversora (LOPEZ, 2009).

- **Multi-string:** um sistema onde cada arranjo de painéis fotovoltaicos possui um conversor CC-CC, responsável pelo MPPT e aumentando a eficiência energética. Um único inversor processa a energia total do sistema a ser injetada na rede elétrica comercial, sendo este conectado aos conversores CC-CC. Esse arranjo também pode ser conhecido como inversor de múltiplos estágios (LOPEZ, 2009).

- **Inversor Módulo-integrado (IMI):** sistema que permite a conexão de cada painel à rede de forma independente, por meio de seu próprio conversor eletrônico de potência, tornando o sistema robusto, flexível e com perdas entre módulos minimizadas devido ao uso de menores quantidades de fios em indutores e transformadores. Na maioria dos casos, são sistemas que necessitam de um conversor CC-CC para elevar a tensão, tornando esse inversor um sistema de dois estágios. No presente estudo, o conversor Zeta desempenha a função de conversor CC-CC. Porém, não existe nenhuma restrição quanto ao uso de um conversor direto para implementar o IMI, sendo então um sistema vantajoso comparado a outros arranjos fotovoltaicos (LOPEZ, 2009).

Figura 4: Arranjos Fotovoltaicos



FONTE: Viero (2011)

É possível observar, a partir da Figura 4, que os sistemas fotovoltaicos empregam conversores estáticos os quais incorporam algoritmos MPPT para aumentar a eficiência do processo de conversão de energia. Os IMIs, em particular, necessitam de um estágio elevador de tensão, já que módulos dedicados de alta tensão são raramente encontrados (LOPEZ, 2009).

Grande parte dos módulos fotovoltaicos comerciais nesses sistemas é confeccionada associando-se de 30 a 36 células em série. A razão da associação em série se deve ao fato de que o pico da tensão da rede elétrica comercial é muito maior que a tensão gerada por um único painel fotovoltaico. Tem-se como exemplo os modelos SC50 e SR50, da Siemens®, exibido na Figura 5, cujos parâmetros se encontram na Tabela 1.

Figura 5: Painéis SR50 Siemens®



FONTE: KC4TM.COM (2012)

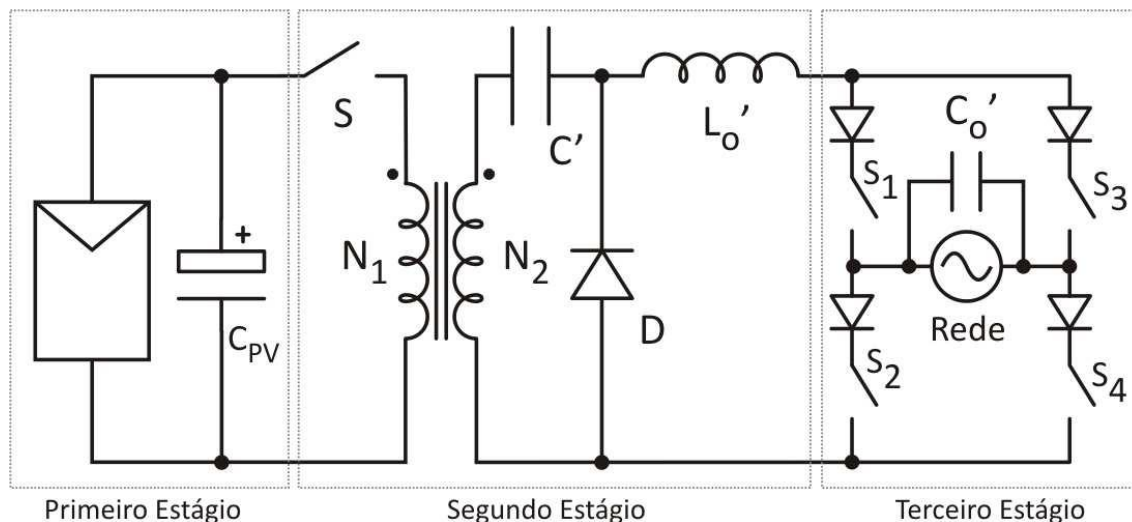
Tabela 1 - Parâmetros Elétricos do PV Siemens® SR50

Parâmetro	Valor
Potência Máxima (P_{max})	50 W
Corrente de Máxima Potência (i_{max})	2,95 A
Tensão de Máxima Potência (V_{max})	17 V
Corrente de Curto-circuito	3,2 A
Tensão de Circuito Aberto	21,6 V

1.3. Inversor Módulo Integrado Baseado no Conversor Zeta

O sistema em estudo desta dissertação é um Inversor Módulo-Integrado (IMI) baseado no Conversor Zeta, sendo composto de três estágios, conforme a topologia demonstrada na Figura 6.

Figura 6: Inversor Módulo-Integrado baseado no conversor Zeta



FONTE: Viero (2011)

O primeiro estágio é composto por dois módulos PV associados em série e conectados em paralelo com um capacitor de elevada capacitância (C_{PV}). Este capacitor tem por função armazenar a energia proveniente dos painéis PV no intervalo de tempo em que o interruptor S se mantém aberto.

O segundo estágio, por sua vez, é formado por um conversor Zeta operando no modo de condução descontínua (MCD). Esta topologia foi adotada pelas seguintes razões: por ser indicada para operar em baixas potências, por ser facilmente isolável e por ser capaz de sintetizar em sua saída uma forma de onda senoidal retificada no MCD (LOPEZ, 2009). Outro aspecto determinante para a escolha do conversor Zeta foi de o mesmo apresentar em sua saída uma característica de fonte de corrente devido à presença do indutor de saída L_o . Esta corrente será sincronizada com a rede, possuindo assim a mesma frequência. Portanto, o conversor Zeta isolado se mostra como parte fundamental do IMI proposto. Como desvantagem, porém, o interruptor S do conversor está em série com os painéis PV, impondo então a necessidade do capacitor de entrada mencionado no primeiro estágio. Contudo, esse capacitor não é demasiadamente

custoso. Neste trabalho, são empregados para este fim dois capacitores de 2200 μF , de volume bastante reduzido. A operação no MCD, por sua vez, implicará em maiores estresses de tensão e corrente no transistor.

Finalmente, a terceira etapa é composta por um inversor de corrente em ponte completa. Este inversor trabalha em baixa frequência, invertendo a corrente de saída do conversor Zeta a cada 180° . Um capacitor de baixo valor (C_0) é conectado em paralelo com a rede elétrica, de modo a minimizar o ruído de alta frequência presente na saída do conversor Zeta (CASARO & MARTINS, 2010). Ao final destes três estágios, uma corrente senoidal de baixo conteúdo harmônico deverá ser injetada na rede elétrica.

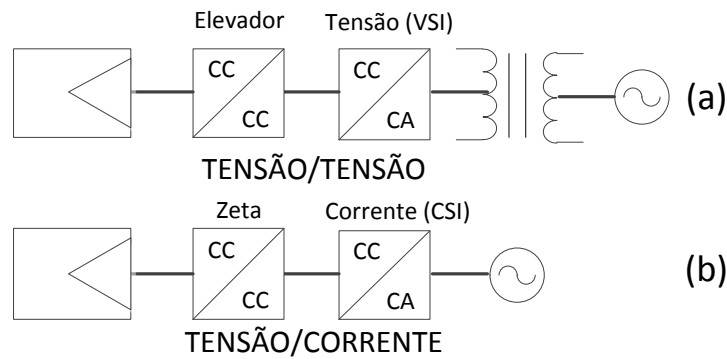
Normalmente, para a conexão dos painéis fotovoltaicos à rede elétrica, o IMI é formado por um Conversor Elevador (Boost) e um inversor de tensão (Voltage Source Inverter ou VSI). Porém, entre a rede e a saída do IMI usual, conecta-se uma impedância provida por um indutor ou um transformador, de forma a limitar a corrente a ser entregue para a rede. Essa regulamentação para sistemas fotovoltaicos é obrigatória em alguns países como os Estados Unidos (CARRASCO, 2006). Nessa configuração, porém, ambos os conversores tem a necessidade de operar em alta frequência (LOPEZ & DOS REIS, 2009), (RASHID, 2001).

No presente estudo, ao invés de um inversor de tensão, utiliza-se um inversor de corrente (Current Source Inverter ou CSI) em ponte completa, eliminando a impedância situada entre o inversor e a rede. Dessa forma, o inversor pode operar em baixa frequência, reduzindo-se o custo e as perdas do sistema. O uso do Conversor Zeta no lugar do Conversor Elevador também permitirá uma isolação do sistema em alta frequência, reduzindo tamanho, peso e custo do IMI (LOPEZ & DOS REIS, 2009). A Figura 7 mostra um comparativo a topologia clássica do IMI e a proposta para o presente estudo. Já a Figura 8 mostra as formas de onda esperadas em cada etapa do IMI proposto nesse estudo.

O IMI deve fornecer para a rede elétrica da concessionária uma corrente senoidal com baixo conteúdo harmônico em contrafase com a tensão (CASARO & MARTINS, 2010). Esta dissertação apresenta uma estratégia de controle em malha fechada para o conversor Zeta, parte integrante do IMI projetado para fornecer uma corrente senoidal própria para ser injetada na rede elétrica comercial. Como se deseja gerar uma corrente senoidal retificada com o menor conteúdo harmônico possível na saída do conversor Zeta, a estratégia de controle proposta envolve a aplicação de controladores ressonantes no conversor. O trabalho também inclui o projeto de um observador de estados para

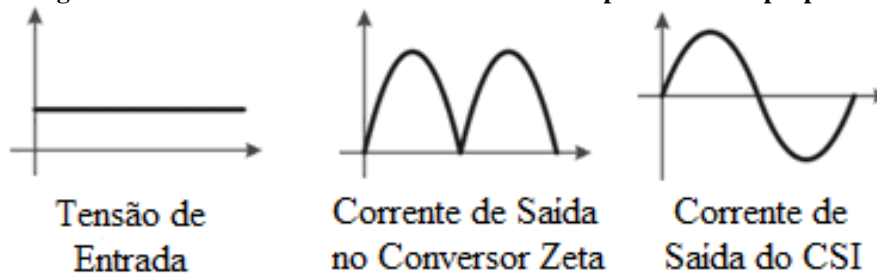
estimar a corrente na indutância magnetizante do transformador e a tensão no capacitor de acoplamento, duas variáveis de estado do sistema em estudo que apresentam desafios de medição.

Figura 7: IMI clássico empregando VSI (a) x IMI proposto empregando CSI (b).



FONTE: O Autor

Figura 8: Formas de onda idealizadas em cada etapa do sistema proposto



FONTE: O Autor

1.4. Estrutura da Dissertação

No Capítulo 1, conceitos básicos sobre o panorama de energia elétrica e sobre sistemas fotovoltaicos foram apresentados. Além disso, uma introdução ao Inversor Módulo-Integrado, o sistema que será objetivo dos estudos apresentados nessa dissertação, foi apresentada.

No Capítulo 2, apresenta-se uma fundamentação teórica do Conversor Zeta operando no MCD, além do seu devido modelo em espaço de estados. Como dito anteriormente, o Conversor Zeta compõe o segundo estágio do IMI que é objeto de estudo dessa dissertação.

O Capítulo 3 apresenta uma introdução sobre controladores ressonantes a serem aplicados na estratégia de controle de malha fechada proposta nessa dissertação, precedida de alguns conceitos fundamentais sobre controle robusto que são envolvidos.

O Capítulo 4 apresenta a estratégia de controle desenvolvida, tendo-se uma formulação por desigualdades matriciais (Linear Matrix Inequalities ou LMIs) para determinação de ganhos dos controladores ressonantes a serem aplicados no sistema em estudo. Dentro dessa estratégia, aplica-se um observador de estados necessário para estimação do comportamento dinâmico de variáveis de estado que apresentam desafios na medição e são necessários para a aplicação da técnica de realimentação de estados do controle proposto.

No Capítulo 5, são apresentados resultados comparativos de tensão e corrente da rede elétrica, taxa de distorção harmônica total (THD) e diagramas de polos e zeros para a aplicação de um a quatro modos ressonantes no sistema em estudo.

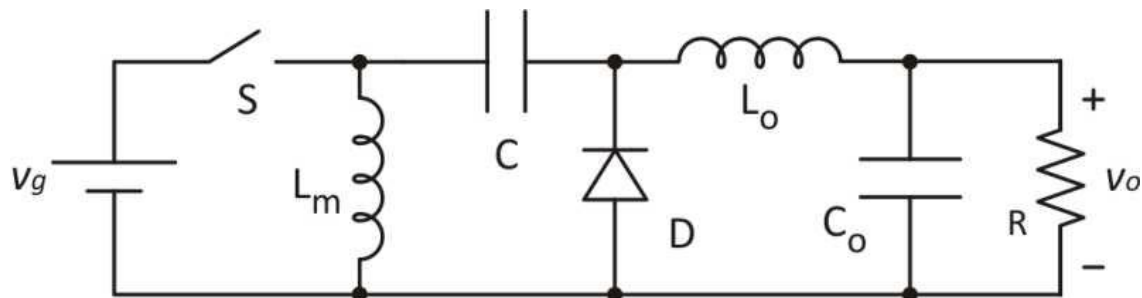
No Capítulo 6, são apresentadas conclusões gerais sobre a metodologia e sobre os resultados apresentados no capítulo 5 dessa dissertação.

Finalmente, o Capítulo 7 trata das possibilidades de trabalhos futuros que podem ser realizados a partir do que foi apresentado de metodologia e resultados dessa dissertação.

2. Conversor Zeta Operando no MCD

O Conversor CC-CC Zeta, representado na Figura 9, é uma variação do conversor Sepic (Dual-Sepic), sendo uma estrutura de quarta ordem, devido aos quatro elementos de armazenamento de energia presentes em sua topologia: as indutâncias magnetizante (L_m) e de saída (L_o) e os capacitores de acoplamento (C) e de saída (C_o). Na sua saída, esse conversor apresenta uma característica de fonte de corrente, tornando-se interessante opção para sistemas que visem fornecer à rede elétrica uma corrente controlada e com baixo conteúdo harmônico. Em relação a outros conversores CC-CC, o Zeta é naturalmente isolável, não necessitando de acoplamentos para desmagnetização do transformador, como ocorre com o conversor Redutor (ou conversor *Forward*), por exemplo. Além disso, a isolamento intrínseca do conversor Zeta permite seu funcionamento com múltiplas etapas de saída (LOPEZ & DOS REIS, 2009), (BARBI, 2008), (VIERO, 2011).

Figura 9: Estrutura básica do Conversor Zeta



FONTE: Viero (2011)

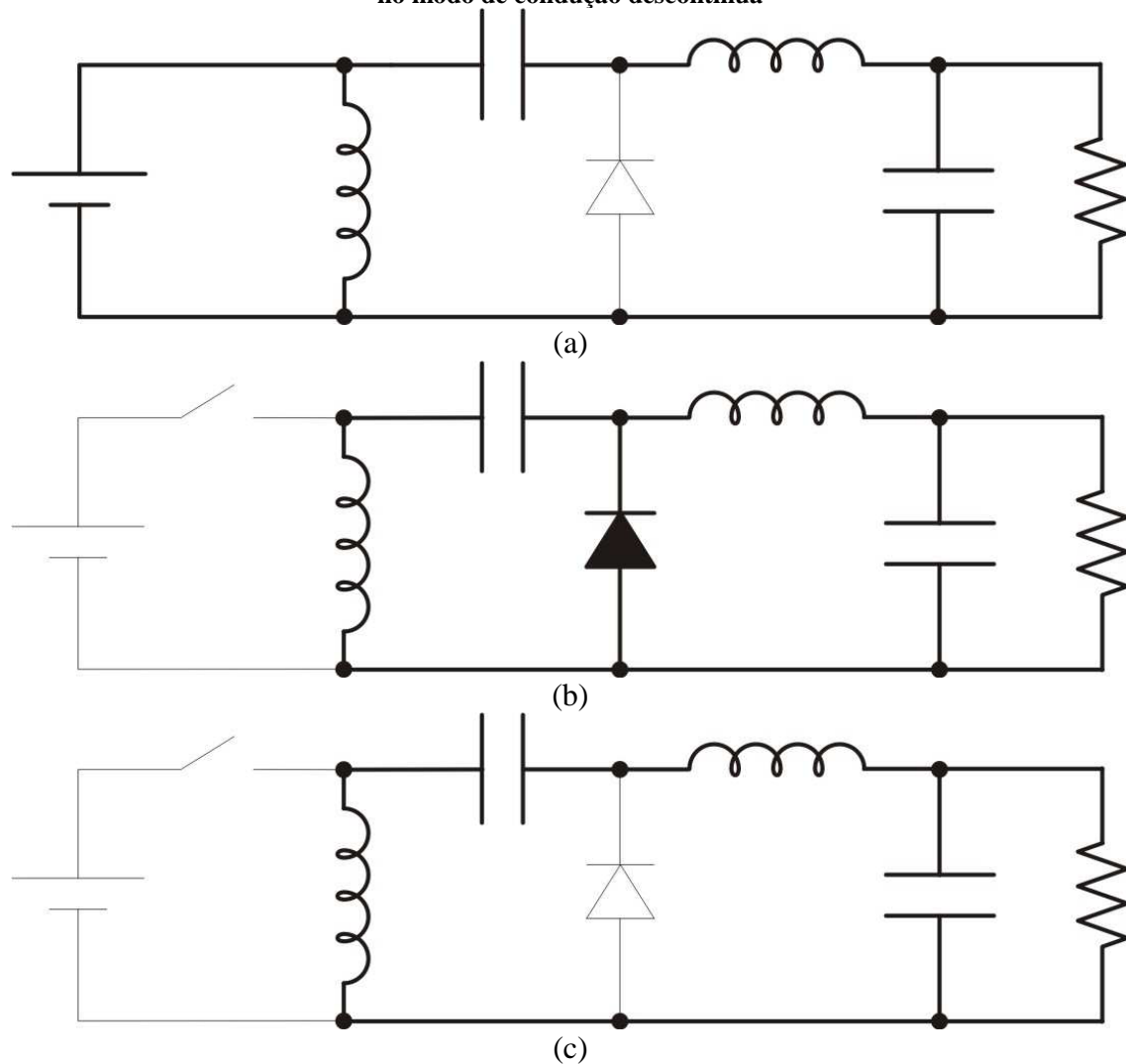
A operação em regime permanente do Conversor Zeta permite a realização de algumas aproximações, de forma a facilitar a análise de suas etapas de funcionamento. Em primeira análise, como feito tradicionalmente em conversores CC-CC, é possível considerar a carga do conversor como sendo resistiva representada, portanto, por uma resistência equivalente R . Também se considera um transformador ideal com relação N_2/N_1 , referindo-se os valores dos componentes conectados ao secundário para o primário, e representando o transformador através da indutância magnetizante. Essa análise, levando em conta esta representação equivalente, será feita considerando o conversor operando em alta frequência, enquanto o CSI em ponte completa é considerado operando em baixa frequência, seguindo a proposta da conexão do IMI

presente no atual estudo. A alta frequência, nesse caso, é a mesma frequência da modulação PWM imposta ao Conversor Zeta (20 kHz). A baixa frequência, por sua vez, equivale ao período de comutação dos interruptores do CSI, também equivalendo ao período da rede elétrica comercial (60 Hz ou aproximadamente 16,7 ms) (LOPEZ, 2009), (VIERO, 2011).

2.1. Análise Qualitativa

No estudo apresentado nessa dissertação, por operar no modo de condução descontínua (MCD), o conversor Zeta possui três etapas de funcionamento durante um período de operação, representados na Figura 10.

Figura 10: Primeira (a), Segunda (b) e Terceira (c) etapas de operação do Conversor Zeta operando no modo de condução descontínua



FONTE: Viero (2011)

As etapas de operação do conversor Zeta ocorrem em intervalos de tempo correspondentes à condução ou não dos dispositivos semicondutores (diodo e transistor), sendo que esses tempos são definidos da seguinte forma:

- a) t_C : Tempo de condução do transistor S;
- b) t_D : Tempo de condução do diodo D, enquanto o transistor S está bloqueado;
- c) t_d : Tempo em que transistor S e diodo D estão ambos bloqueados;
- d) T: Período de comutação de alta frequência;

Na primeira etapa ($0 < t < t_C$), o transistor S está conduzindo, fornecendo aos indutores, a partir da tensão de entrada V_G , uma corrente crescendo linearmente até um valor máximo. Assim, a corrente no transistor é a soma das correntes i_{L_m} e i_{L_o} , crescendo a uma taxa de V_G/L_{eq} , onde L_{eq} é a indutância equivalente do conversor, conforme a equação (2.1):

$$L_{eq} = \frac{L_m L_o}{L_m + L_o} \quad (2.1)$$

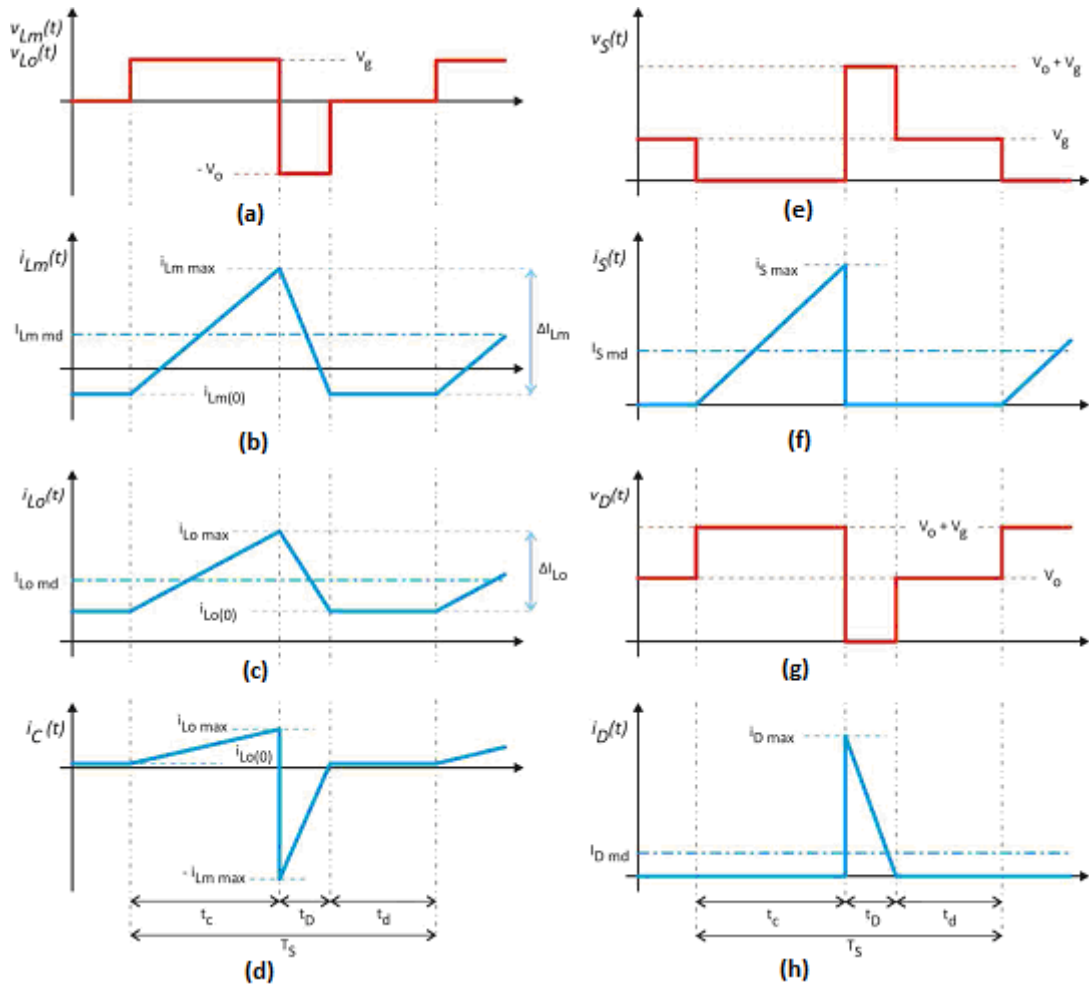
O diodo é polarizado reversamente e permanece bloqueado em toda a etapa de operação. Nesta etapa, o capacitor de acoplamento C é descarregado, enquanto o capacitor de saída C_o é carregado.

Na segunda etapa ($t_C < t < t_C+t_D$), o transistor é bloqueado e o diodo é polarizado diretamente até a corrente que por ele circula se anular. Essa corrente é uma composição das correntes circulando nos indutores, ambas decrescentes (taxas de $-V_O/L_m$ e $-V_O/L_o$) até atingirem seu valor mínimo. Durante esse intervalo, a tensão $-V_O$ é aplicada aos indutores L_m e L_o . O indutor L_m transfere energia armazenada ao capacitor C, enquanto L_o se une à carga de saída, agindo como fonte de corrente.

Na última etapa ($t_C+t_D < t < T$), transistor e diodo estão abertos e a mesma corrente circula pelos indutores (VIERO, 2011). Nessa etapa, as correntes nos indutores alcançam seu valor mínimo (dentro de um intervalo de alta frequência), sendo simbolizadas como $i_{L_m}(0)$ e $i_{L_o}(0)$. Por consequência, a tensão sobre os indutores será igual a zero. A corrente que circula pelo capacitor C é constante e igual à corrente i_{L_o} .

As formas de onda de tensão e corrente nos principais componentes do conversor são representadas na Figura 11, respectivamente: a) tensão nos indutores L_m e L_o ; b) corrente no indutor L_m ; c) corrente no indutor L_o ; d) corrente no capacitor C; e) tensão no transistor S; f) corrente no transistor S; g) tensão no diodo D; h) corrente no diodo D.

Figura 11: Formas de onda dos principais componentes do conversor Zeta operando no MCD



FONTE: Viero (2011)

Como mencionado no Capítulo 1 e anteriormente neste capítulo, o conversor Zeta deve operar com modulação PWM senoidal, sendo que o sinal modulante é uma onda senoidal retificada de frequência igual a 120 Hz (o dobro da frequência da rede elétrica comercial). A amplitude desta senóide retificada vale d_{MAX} . Utiliza-se uma onda portadora com frequência de 20 kHz, para que o tempo de condução t_c varie em função da razão cíclica. Na Figura 12, demonstra-se como é essa modulação PWM proposta ao presente estudo para o conversor Zeta.

Por causa do fenômeno conhecido como *quasi-estatismo* (VIERO, 2011), as correntes médias instantâneas nos indutores dependem apenas de $d(\omega t)$. Da mesma forma, as correntes instantâneas máximas, assim como as correntes instantâneas iniciais, também dependem apenas de $d(\omega t)$. Na Figura 13, encontram-se as formas de onda esperadas das correntes nos indutores para o sinal PWM senoidal retificado imposto ao

conversor Zeta, com os valores máximos, iniciais e médios devidamente representados além dos ripples de de corrente em cada indutor.

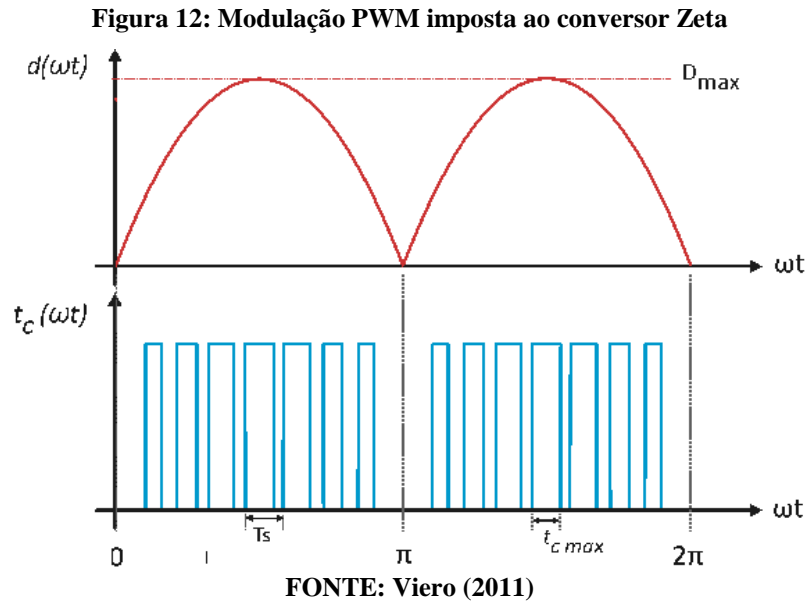
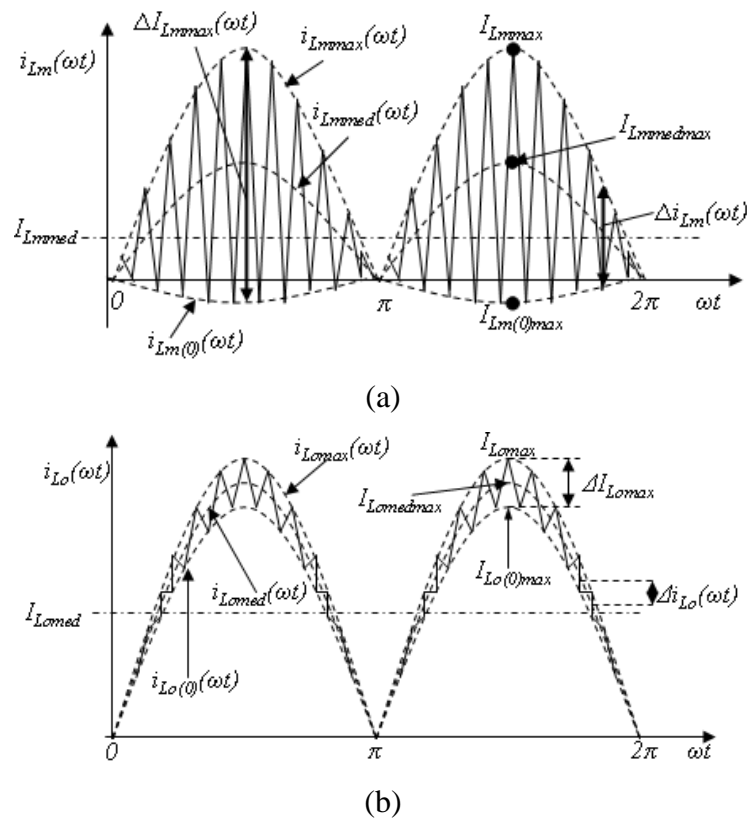


Figura 13: Formas de onda das correntes nos indutores L_m (a) e L_o (b)



Vale relembrar, conforme visto na Figura 6, que a corrente que passa pelo indutor de saída L_o deverá ser injetada na rede elétrica comercial através de um inversor de corrente, representando o terceiro estágio do IMI. Como se pode ver na Figura 13.b,

a corrente do indutor de saída apresenta a forma de onda desejada: uma onda de corrente senoidal retificada. Assim, esse terceiro estágio deve apenas inverter a corrente i_{Lo} a cada 180° , resultando numa onda senoidal de corrente a ser entregue para a rede elétrica. A amplitude do *ripple* de corrente presente no indutor de saída é responsável pela injeção de interferências eletromagnéticas na rede elétrica, seu efeito pode ser minimizado pelo capacitor de saída C_o .

Na Figura 14, tem-se o diagrama do inversor de corrente em ponte completa, enquanto a Figura 15 mostra as etapas de operação. No intervalo de 0 a π (a), os interruptores S_1 e S_4 são acionados, enquanto os outros interruptores S_2 e S_3 são acionados durante o intervalo π a 2π (b). Notam-se etapas de sobreposição nos instantes entre os intervalos de condução, originando mais duas etapas de operação (c) e (d).

Figura 14: Diagrama elétrico do inversor de corrente em ponte completa

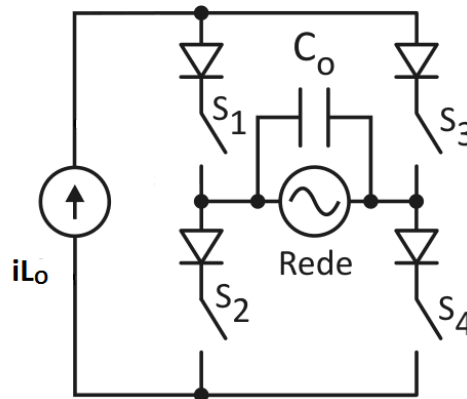
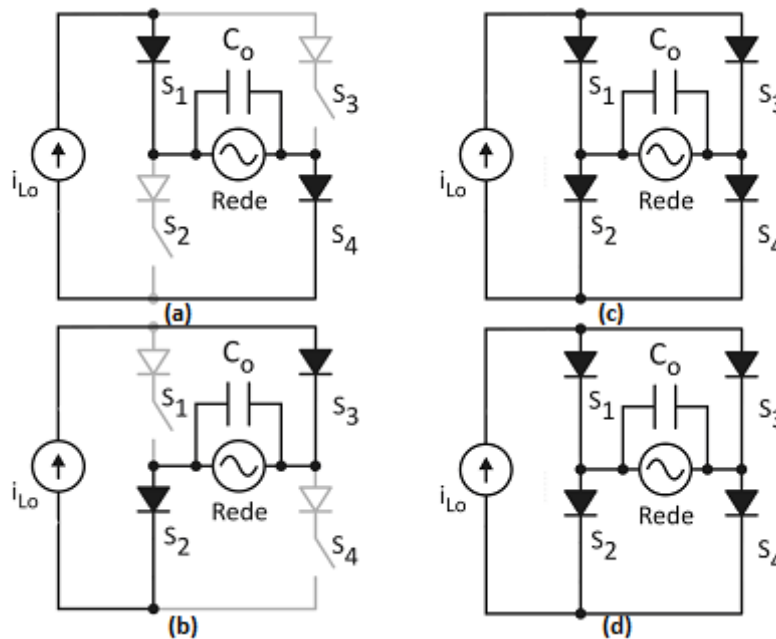


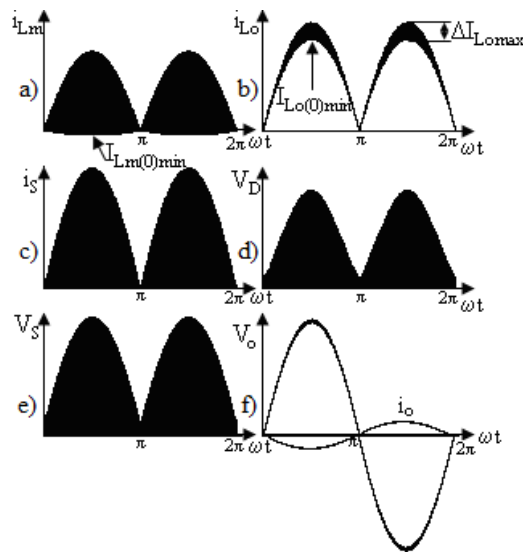
Figura 15: Etapas de operação do inversor de ponte completa



FONTE: Viero (2011)

O inversor de corrente permite que o conversor Zeta possa ser diretamente conectado à rede elétrica. O capacitor C_O faz a filtragem das ondulações de i_{Lo} de alta frequência para que uma corrente senoidal de baixo conteúdo harmônico possa ser injetada na rede elétrica. Com a formação do Inversor Módulo-Integrado, esperam-se as formas de onda representadas na Figura 16, respectivamente: corrente nos indutores L_m (a) e L_o (b); corrente no transistor S (c); tensão no diodo D (d); tensão no transistor S (e); tensão e corrente de saída (f). Todas estas formas de onda serão dependentes do sinal PWM imposto, demonstrado na Figura 12.

Figura 16: Formas de onda do IMI num período de baixa frequência



FONTE: Lopez (2009)

2.2. Análise Quantitativa

Os tempos de cada etapa de operação do Conversor Zeta deverão ser definidos num primeiro momento. O tempo de condução t_c , por exemplo, se relaciona com o período de chaveamento T_s , de onde se obtém a equação (2.2) que dá a razão cíclica de trabalho d do conversor:

$$d = \frac{t_c}{T_s} \quad (2.2)$$

Da mesma forma, o tempo de condução do diodo t_D também se relaciona com o período de chaveamento, conforme a equação (2.3):

$$d_1 = \frac{t_D}{T_S} \quad (2.3)$$

d_1 é chamado de razão cíclica do diodo, parâmetro de valor constante muito importante no MCD conforme será visto mais adiante.

A análise quantitativa levará em conta o conversor Zeta operando no MCD para uma razão cíclica constante, resultando nos gráficos de tensão e corrente da Figura 11. Com estas considerações, são obtidas as seguintes relações matemáticas (LOPEZ, 2009), (BARBI, 2008), (VIERO (2011):

$$i_{L_m}(t) = \begin{cases} \frac{V_G}{L_m} t + I_{L_m(0)} & \text{para } t \in 0 < t \leq dT_S \\ \frac{-V_O}{L_m} (t - dT_S) + I_{L_m(dT)} & \text{para } t \in dT_S < t \leq (d + d_1)T_S \\ I_{L_m(d_1T)} = I_{L_m(0)} & \text{para } t \in (d + d_1)T_S < t \leq T_S \end{cases} \quad (2.4)$$

$$i_{L_o}(t) = \begin{cases} \frac{V_G}{L_o} t + I_{L_o(0)} & \text{para } t \in 0 < t \leq dT_S \\ \frac{-V_O}{L_o} (t - dT_S) + I_{L_o(dT)} & \text{para } t \in dT_S < t \leq (d + d_1)T_S \\ I_{L_o(d_1T)} = I_{L_o(0)} & \text{para } t \in (d + d_1)T_S < t \leq T_S \end{cases} \quad (2.5)$$

$$i_s(t) = \begin{cases} \left(\frac{1}{L_{eq}} \right) V_G t + I_{L_m(0)} + I_{L_o(0)} & \text{para } t \in 0 < t \leq dT_S \\ 0 & \text{para } t \in dT_S < t \leq T_S \end{cases} \quad (2.6)$$

$$i_D(t) = \begin{cases} 0 & \text{para } t \in 0 < t \leq dT_S \\ -\left(\frac{1}{L_{eq}} \right) V_O (t - dT_S) + I_{L_m(dT)} + I_{L_o(dT)} & \text{para } t \in dT_S \leq t \leq (d + d_1)T_S \\ 0 & \text{para } t \in (d + d_1)T_S < t \leq T_S \end{cases} \quad (2.7)$$

$$i_C(t) = \begin{cases} \frac{V_G}{L_o} t + I_{L_o(0)} & \text{para } t \in 0 < t \leq dT_S \\ \frac{V_O}{L_m} (t - dT_S) - I_{L_m(dT)} & \text{para } t \in dT_S < t \leq (d + d_1)T_S \\ I_{L_o(d_1T)} = I_{L_o(0)} & \text{para } t \in (d + d_1)T_S < t \leq T_S \end{cases} \quad (2.8)$$

$$v_{L_m}(t) = v_{L_o}(t) = \begin{cases} V_G & \text{para } t \in 0 < t \leq dT_s \\ -V_o & \text{para } t \in dT_s \leq t \leq (d+d_1)T_s \\ 0 & \text{para } t \in (d+d_1)T_s < t \leq T_s \end{cases} \quad (2.9)$$

$$v_s(t) = \begin{cases} 0 & \text{para } t \in 0 < t \leq dT_s \\ V_G + V_o & \text{para } t \in dT_s \leq t \leq (d+d_1)T_s \\ V_G & \text{para } t \in (d+d_1)T_s < t \leq T_s \end{cases} \quad (2.10)$$

$$v_D(t) = \begin{cases} -(V_G + V_o) & \text{para } t \in 0 < t \leq dT_s \\ 0 & \text{para } t \in dT_s \leq t \leq (d+d_1)T_s \\ -V_o & \text{para } t \in (d+d_1)T_s < t \leq T_s \end{cases} \quad (2.11)$$

Vale notar que a tensão de saída V_o é imposta ao conversor pela rede. E a resistência equivalente R obedece à Lei de Ohm durante essa análise (VIERO, 2011). Esta equivalência possui certas implicações na análise matemática do conversor, como será discutido a seguir.

2.2.1. Ganho Estático

Avaliando-se a forma de onda da tensão nos indutores, conforme o primeiro gráfico da Figura 11 pode ser obtido o ganho estático do conversor Zeta. Sabendo-se que a tensão média em uma indutância é nula na análise em regime permanente, então se escreve a equação (2.12):

$$V_G t_C - V_o t_D = 0 \quad (2.12)$$

A tensão de saída pode sofrer alterações em baixa frequência. Substituindo as equações (2.2) e (2.3) em (2.12) e rearranjando, obtém-se o ganho estático máximo:

$$G = \frac{V_{o_{MAX}}}{V_G} = \frac{d_{MAX}}{d_1} \quad (2.13)$$

2.2.2. Corrente no Transistor S

A corrente instantânea no transistor S equivale à soma das correntes i_{L_m} e i_{L_o} durante a primeira etapa de operação, conforme o quarto gráfico da Figura 11 e representada na equação (2.6).

O valor instantâneo máximo dessa corrente $i_{Smax}(\omega t)$ é facilmente obtida avaliando-se (2.6) no tempo t_C :

$$i_{Smax}(\omega t) = \frac{V_G}{L_{eq}} t_C(\omega t) + i_{L_m(0)}(\omega t) + i_{L_o(0)}(\omega t) \quad (2.14)$$

Lembrando que as correntes iniciais são equivalentes, porém fluem em sentido oposto ao referenciado, ou seja:

$$i_{L_m(0)}(\omega t) = -i_{L_o(0)}(\omega t) \quad (2.15)$$

Podemos substituir a equação (2.15) em (2.14), obtendo-se então:

$$i_{Smax}(\omega t) = \frac{V_G}{L_{eq}} t_C(\omega t) \quad (2.16)$$

Substituindo (2.2) em (2.16) e considerando que:

$$f = \frac{1}{T_S} \quad (2.17)$$

Então a equação (2.16) torna-se:

$$i_{Smax}(\omega t) = \frac{V_G}{L_{eq} f} d(\omega t) \quad (2.18)$$

Já a corrente média instantânea $i_{Smed}(\omega t)$ obtém-se pela definição do valor médio aplicado a um intervalo de comutação do conversor, ou seja:

$$i_{Smed}(\omega t) = \frac{1}{T_S} \int_0^{d(\omega t)T_S} \frac{V_G}{L_{eq}} t dt \quad (2.19)$$

$$i_{Smed}(\omega t) = \frac{V_G}{2L_{eq} f} d^2$$

Pelo fato do transistor S estar em série com a fonte de entrada, fica estabelecido que a corrente instantânea de entrada $i_G(\omega t)$ é igual a $i_S(\omega t)$. Utilizando-se da lei de Ohm, a equação (2.19) pode ser reescrita como:

$$\begin{aligned} i_{Smed}(\omega t) &= \frac{V_G}{Re(D)} \\ Re(D) &= \frac{2L_{eq}f}{d^2} \end{aligned} \quad (2.20)$$

Portanto, a equação (2.20) nos traz o parâmetro conhecido como resistência equivalente do interruptor (ERICKSON, 1997). Esse parâmetro é de suma importância no estudo do conversor e, também, na modelagem em espaço de estados do mesmo conforme será visto mais adiante.

2.2.3. Corrente no Diodo

A corrente no diodo, cuja forma de onda é dada no último gráfico da Figura 11, tem seu valor máximo no instante em que se inicia a segunda etapa de operação do conversor. No momento em que o transistor S é aberto, toda a corrente sobre ele passa para o diodo D, sendo que os valores máximos são iguais para os dois componentes. No gráfico, pode-se obter a corrente média calculando-se a área de um triângulo, assim:

$$\begin{aligned} i_{Dmed}(\omega t) &= \frac{i_{Dmax}(\omega t)}{2T_s} t_D \\ i_{Dmed}(\omega t) &= \frac{i_{Smax}(\omega t)}{2} d_1 \end{aligned} \quad (2.21)$$

Já o valor médio da corrente no diodo é dado por:

$$i_{Dmed}(\omega t) = \frac{V_G}{2L_{eq}f} d_1 d(\omega t) \quad (2.22)$$

2.2.4. Corrente na Indutância Magnetizante

Conforme o gráfico da Figura 11.b, que nos traz a forma de onda da corrente i_{Lm} , seu valor máximo acontece no instante t_C :

$$i_{L_m \max}(\omega t) = \frac{V_G}{L_m} t_C(\omega t) + i_{L_m(0)}(\omega t) \quad (2.23)$$

$$i_{L_m \max}(\omega t) = \frac{V_G}{L_m f} d(\omega t) + i_{L_m(0)}(\omega t)$$

Já a corrente média nesse indutor pode ser obtida calculando através da área de um triângulo do respectivo gráfico, deslocando-se a onda:

$$i_{L_m \text{med}}(\omega t) = \frac{1}{T_S} \left[\frac{(t_C(\omega t) + t_D)(i_{L_m \max}(\omega t) - i_{L_m(0)}(\omega t))}{2} \right] + i_{L_m(0)}(\omega t) \quad (2.24)$$

$$i_{L_m \text{med}}(\omega t) = \frac{V_G d(\omega t)}{2L_m f} (d(\omega t) + d_1) + i_{L_m(0)}(\omega t)$$

2.2.5. Corrente na Indutância de Saída

A Figura 11.c, referente à forma de onda da corrente i_{L_o} , nos mostra que essa corrente atinge seu valor máximo no instante t_C (da mesma forma que ocorre com a corrente i_{L_m}). Assim como foi feito em (2.23), obtém-se a seguinte equação do valor máximo dessa corrente:

$$i_{L_o \max}(\omega t) = \frac{V_G}{L_o} t_C(\omega t) + i_{L_o(0)}(\omega t) \quad (2.25)$$

$$i_{L_o \max}(\omega t) = \frac{V_G}{L_o f} d(\omega t) + i_{L_o(0)}(\omega t)$$

Também conforme foi feito para a corrente média em L_o , a corrente média $i_{L_o \text{med}}(\omega t)$ se obtém calculando a área de um triângulo no respectivo gráfico.

$$i_{L_o \text{med}}(\omega t) = \frac{1}{T_S} \left[\frac{(t_C(\omega t) + t_D)(i_{L_o \max}(\omega t) - i_{L_o(0)}(\omega t))}{2} \right] + i_{L_o(0)}(\omega t) \quad (2.26)$$

$$i_{L_o \text{med}}(\omega t) = \frac{V_G d(\omega t)}{2L_o f} (d(\omega t) + d_1) + i_{L_o(0)}(\omega t)$$

2.2.6. Definição da razão cíclica do diodo (d_1)

Em conversores CC-CC ideais, considerando-se um sistema sem perdas, aplica-se o princípio da conservação de energia. Este princípio estabelece que a potência de entrada seja a mesma potência de saída.

$$P_G = P_O = V_G I_{Gmed}(\omega t) \quad (2.27)$$

Aplicando (2.20) em (2.27):

$$P_G = \frac{V_G^2}{2L_{eq}f} d^2 = \frac{V_G^2}{Re(D)} \quad (2.28)$$

A potência instantânea de entrada é máxima quando a razão cíclica for máxima também. A potência de saída é dada por:

$$P_O = V_O(\omega t) \cdot i_O(\omega t) \quad (2.29)$$

Com isso, pode-se definir a equação para a determinação da resistência equivalente de carga R . A partir da lei de Ohm se obtém a expressão (2.30) que relaciona os valores máximos da tensão e da corrente, a qual é válida em função da característica resistiva da carga.

$$R = \frac{V_O(\omega t)}{i_O(\omega t)} = \frac{V_{Omax}}{i_{Omax}} \quad (2.30)$$

Conclui-se que a potência é máxima na saída quando tensão e corrente de saída são máximas também. Sendo a potência máxima tanto na entrada como na saída, obtém-se então:

$$\begin{aligned} \frac{V_{Omax}^2}{R} &= \frac{V_G^2}{2L_{eq}f} d_{max}^2 \\ \frac{V_{Omax}}{V_G} &= \sqrt{\frac{R}{2L_{eq}f}} d_{max} \end{aligned} \quad (2.31)$$

Aplicando (2.13) em (2.31) se obtém:

$$\begin{aligned} \frac{1}{d_1} &= \sqrt{\frac{R}{2L_{eq}f}} \\ d_1 &= \sqrt{\frac{2L_{eq}f}{R}} \end{aligned} \quad (2.32)$$

Portanto, a razão cíclica do diodo no conversor Zeta operando no MCD dependerá diretamente do equivalente entre as indutâncias L_m e L_O , da frequência de

chaveamento do transistor S e da carga de saída R . Como visto em (2.13), o ganho estático é inversamente proporcional ao parâmetro d_1 .

No presente estudo, fica estabelecido que R corresponde à relação entre a tensão eficaz da rede elétrica e a corrente eficaz que está sendo fornecida à rede pelo IMI. Este parâmetro, portanto, irá sofrer variações ao longo do dia, já que a corrente injetada na rede elétrica depende dos níveis de irradiação solar e da temperatura nos painéis PV. Contudo, o modelo em espaço de estados a ser visto a seguir, considera que o conversor alimenta uma carga resistiva, assumindo a topologia equivalente da Figura 9. Para a modelagem do controle, a ser vista adiante nesta dissertação, atribuí-se a essa variável um valor fixo que represente a menor impedância da rede elétrica (LOPEZ, 2009). Assim, o parâmetro d_1 , variante ao longo do dia, pode ser considerado constante por partes, considerando as variações de temperatura e irradiação que ocorrem diariamente.

Os valores médios instantâneos foram obtidos nessa seção considerando-se um período de comutação de alta frequência. Porém, esses valores se modificam segundo a razão cíclica $d(\omega t)$, ilustrada na Figura 12.

2.3. Modelo em Espaço de Estados

Para o projeto do controle em malha fechada a ser implementado no protótipo do Conversor Zeta, do qual se estará tratando nos próximos capítulos, é necessário um modelo em espaço de estados do sistema. Outras variações de conversor Buck-Boost de ordem elevada como o Conversor Sepic já foram devidamente modelados (ENG, 2009). O próprio Conversor Zeta já teve uma modelagem realizada (VUTHCHHAYT, 2008), mas para o modo de condução contínuo e considerando as resistências internas dos quatro elementos de armazenamento. Poucos são os estudos de modelagem em espaço de estados que apresentaram resultados satisfatórios para conversores eletrônicos de potência operando no modo de condução descontínua (ENG, 2009), (VIERO & DOS REIS, 2011). Em (NICULESCU, 2008), foi apresentado um modelo do conversor Zeta operando no MCD baseado no modelo de pequenos sinais e empregando a chave PWM no MCD (*Small-Signal PWM Switch Model in DCM*). Contudo, um modelo completo do conversor Zeta no MCD empregando o modelo médio no espaço de estados (*State-Space Averaging Modeling Approach – SSA*) foi obtido e demonstrado em (VIERO & DOS REIS, 2011), sendo esse o modelo adotado neste trabalho.

O modelo em espaço de estados baseia-se numa linearização para o estudo de pequenos sinais, considerando-se então um modelo linear do resistor sem perdas, apresentado em (ERICKSON, 1997). Este modelo considera que apenas diodo e transistor alteram as características dinâmicas do conversor, permitindo sua análise tanto no MCC como no MCD. A linearização é feita considerando pequenas perturbações em torno de um ponto de operação (valor de regime). Será apresentada a seguir a metodologia que resulta na obtenção desse modelo. Considera-se que a resposta dinâmica do conversor Zeta é mais lenta que um período de comutação em alta frequência. Assim, desconsidera-se a influência de ondulações de alta frequência no valor médio da variável. A carga de saída R também é considerada invariante.

Para a modelagem dinâmica do conversor Zeta, primeiramente foram definidas as variáveis de estado do modelo, as variáveis de entrada independentes e as variáveis de entrada de controle. Para conversores estáticos de potência, normalmente se utilizam as correntes nos indutores e as tensões nos capacitores. Para o caso do conversor Zeta então, ficam definidas como variáveis de estado as correntes i_{L_m} e i_{L_o} e as tensões V_C e V_O . A entrada independente do conversor será a tensão de entrada, considerada como entrada de distúrbios de natureza desconhecida no controle (representado por v_G) A entrada de controle é a razão cíclica d .

$$x = \begin{bmatrix} i_{L_m} \\ i_{L_o} \\ v_C \\ v_{C_o} \end{bmatrix} \quad \begin{array}{l} u = v_G \\ u_{CON} = d \end{array} \quad (2.33)$$

O ganho estático do conversor no ponto de operação pode ser relacionado com a resistência equivalente do interruptor $Re(D)$ e com a resistência de carga equivalente do conversor Zeta (R), resultando em:

$$G = \frac{V_o}{V_G} = \frac{d}{d_1} = \sqrt{\frac{R}{Re(D)}} \quad (2.34)$$

Como a corrente média no diodo equivale à corrente de saída do conversor (BARBI, 2008), tem-se outra variável importante no modelo, a razão de linearização do conversor:

$$\mu_0 = \frac{1}{1 + \frac{1}{G}} \quad (2.35)$$

Novamente é possível aplicar a equação (2.34), obtendo-se a equação simplificada da razão de conversão do interruptor:

$$\mu_0 = \frac{G}{G+1} = \frac{d/d_1}{d/d_1 + 1} \quad (2.36)$$

$$\mu_0 = \frac{d}{d+d_1}$$

Aproveitando-se da equação de μ_0 então:

$$\mu_0 = \frac{d}{d+d_1} \quad (2.37)$$

$$\mu_0' = 1 - \mu_0 = \frac{d_1}{d+d_1}$$

O sistema em espaço de estados do conversor no MCD será então:

$$\dot{x} = Ax + Bu_{CON} + Ev_G \quad (2.38)$$

$$y = C_Z x$$

As variáveis de estado x já foram definidas. A entrada de controle u_{CON} , bem como as matrizes A, B, C_Z e E serão:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{Re(D)}{L_m} \mu_0^2 & -\frac{Re(D)}{L_m} \mu_0^2 & \frac{(\mu_0')^2}{L_m} & 0 \\ -\frac{Re(D)}{L_o} \mu_0^2 & -\frac{Re(D)}{L_o} \mu_0^2 & -\frac{\mu_0}{L_o} (1 + \mu_0') & -\frac{1}{L_o} \\ -\frac{\mu_0'}{C} (1 + \mu_0) & \frac{\mu_0^2}{C} & -\frac{\mu_0^2}{RC} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & -\frac{1}{RC_o} \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{2V_G}{DL_m} \mu_0 \\ \frac{2V_G}{DL_o} \mu_0 \\ \frac{2V_G}{DRC} \frac{\mu_0^2}{\mu_0'} \\ 0 \end{bmatrix} \quad E = \begin{bmatrix} \frac{\mu_0 (1 + \mu_0')}{L_m} \\ \frac{\mu_0 (1 + \mu_0')}{L_o} \\ \frac{\mu_0^2}{RC} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C_z = [0 \ 1 \ 0 \ 0] \quad u_{CON} = d$$

O funcionamento do modelo em (2.38) foi devidamente comprovado por simulações e análises experimentais, conforme visto em (VIERO, 2011). Porém, foi desconsiderado o efeito de V_G como entrada independente e também o efeito da matriz E. Como dito no início dessa seção, o modelo em (2.38) é o que será utilizado para projeto do controle em malha fechada que será visto nos capítulos seguintes. A tensão de entrada no conversor poderá ser considerada também como uma entrada de distúrbios no controle, sendo que a matriz E relacionada a essa entrada deverá ser considerada também para o projeto do controle.

Também vale notar que em (VIERO, 2011), a saída desejada considerada foi a tensão de saída V_O . Contudo, como o objetivo do IMI é o aproveitamento de energia dos painéis fotovoltaicos para a rede elétrica, a tensão da rede já estará imposta ao conversor. Por isso, a nova variável de saída, conforme será visto adiante, deverá ser a corrente i_{Lo} , que será entregue à rede por um inversor de corrente em ponte completa, tendo-se as formas de ondas esperadas vistas na Figura 16 no início deste capítulo.

2.4. Conclusões

Neste capítulo foi apresentada uma análise em regime permanente do conversor Zeta operando no MCD, tomando como base trabalhos anteriores na mesma linha de pesquisa (VIERO & DOS REIS, 2011). Através dessa análise, foi também apresentado o modelo em espaço de estados desenvolvido para o conversor Zeta, baseado no modelo linear do resistor sem perdas, utilizado como rede de comutação na generalização do modelo médio do interruptor. Esse modelo considerou um resistor conectado a sua saída. Pode-se utilizar esse modelo para uma análise do conversor tanto no MCC como no MCD.

Apesar de algumas limitações, o modelo foi devidamente testado e comprovado em trabalhos anteriores. Sendo assim, a utilização desse modelo será útil ao projeto de controladores ressonantes em malha fechada, que será apresentado a seguir, com o objetivo de entregar à rede elétrica uma corrente senoidal com o menor conteúdo harmônico possível.

3. Controladores Ressonantes

O Capítulo 1 introduziu um panorama de energia elétrica, conceitos sobre sistemas fotovoltaicos e a proposta de estudo desta dissertação. Já o Capítulo 2 apresentou uma fundamentação teórica relativa ao Conversor Zeta, incluindo uma análise qualitativa, uma análise quantitativa e a apresentação do modelo em espaço de estados adotado para este estudo. A partir da apropriação desse modelo serão desenvolvidos os controladores ressonantes a serem aplicados ao conversor Zeta.

Neste capítulo, serão abordados alguns conceitos fundamentais de controle robusto empregados nessa dissertação. Paralelo a isso, falar-se-á dos controladores ressonantes propriamente ditos e como eles serão aplicados no presente estudo.

3.1. Conceitos Fundamentais de Controle Robusto

3.1.1. Sistemas Incertos – Representação Politópica

Normalmente o modelo matemático de um sistema pode não representar a dinâmica de forma precisa, por exemplo, através da simplificação da dinâmica complexa do sistema, ou mesmo por causa da imprecisão no valor de alguns parâmetros físicos do sistema.

Em inúmeras situações práticas, um sistema dinâmico pode sofrer alterações provocadas, por exemplo, pela mudança na carga ou quando alguns parâmetros do sistema variam com o tempo. Esta característica incerta do modelo pode afetar o sistema de controle em malha fechada degradando, desta forma, o seu desempenho ou até desestabilizando o sistema em malha fechada. Genericamente, pode-se considerar que as incertezas do modelo se referem às diferenças ou erros entre o modelo matemático e o sistema real. Por exemplo, considera-se um parâmetro físico parcialmente conhecido por um parâmetro incerto em um determinado conjunto admissível de valores. Em outras situações, pode-se modelar a dinâmica desconhecida como um ou mais operadores desconhecidos, mas limitados por uma variável de valor conhecido.

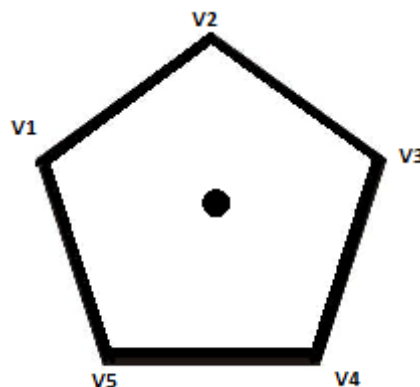
Um sistema linear incerto pode ser descrito no espaço de estados através da seguinte representação:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= A(\delta)x(t) + B(\delta)u(t) \\ y &= C(\delta)x(t) + D(\delta)u(t)\end{aligned}\tag{3.1}$$

Sendo que as matrizes $A(\delta)$, $B(\delta)$, $C(\delta)$ e $D(\delta)$ são funções de um vetor de incertezas δ . A dependência dessas matrizes em função de δ pode assumir vários graus de complexidade, dependendo de como os elementos das matrizes dependem da incerteza.

Existem diversas representações das incertezas de um sistema, sendo as mais comuns a representação por incerteza limitada em norma e a representação politópica. Esta representação politópica assume que os valores admissíveis da incerteza pertencem a um politopo. Um politopo pode ser definido como um conjunto fechado composto pela intersecção de m hiperplanos. Na Figura 17 há uma representação gráfica de um politopo com $m = 5$ vértices.

Figura 17: Conjunto politópico com vértices V_i , para $i = 1, \dots, 5$



FONTE: O Autor

Nesta dissertação, assume-se um parâmetro incerto com dois valores possíveis, máximo e mínimo, resultando numa representação politópica de apenas 2 vértices.

3.1.2. Teoria de Estabilidade de Lyapunov

Na teoria de Lyapunov, através do método direto, pode-se utilizar uma função escalar – Função de Lyapunov – para análise de estabilidade em um sistema de controle e muito útil em análise de sistemas não-lineares (SLOTINE, 1991). O método direto de Lyapunov fundamenta-se na análise de energia em um sistema, estabelecendo o

seguinte: se a energia do sistema tender a zero para um tempo tendendo ao infinito, considera-se esse sistema assintoticamente estável.

A Função de Lyapunov $V(x)$ é considerada como métrica da norma dos estados do sistema, ou seja (KHALIL, 2002):

$$\|x(t)\|^2 \leq \varepsilon V(x) \quad \begin{array}{l} t \geq 0 \\ \varepsilon > 0 \end{array} \quad (3.2)$$

Se a norma tender a zero enquanto o tempo tender ao infinito, o sistema é assintoticamente estável. Assim, necessita-se encontrar uma função candidata $V(x)$ decrescente para todo $t \geq 0$. Essa função é decrescente se ela for definida positiva e se sua taxa de variação seja definida negativa para cada estado possível, exceto para o ponto de equilíbrio considerado (KHALIL, 2002), (COUTINHO, 2004).

Um sistema linear, se estável, será sempre estável para qualquer condição inicial, possui então estabilidade global. Para sistemas não-lineares não se pode afirmar o mesmo, já que há sistemas onde as trajetórias dos estados tendem ao ponto de equilíbrio se a condição inicial encontra-se próximo a este ponto. Com isso, sistemas não-lineares caracterizam-se com estabilidade global ou local. Com isso, o ponto de equilíbrio é dito também global ou local, respectivamente. Quando o ponto de equilíbrio é local, a região que atrai os estados do sistema para o ponto de equilíbrio é chamada de região de atração do ponto de equilíbrio (KHALIL, 2002). Frequentemente deseja-se obter uma estimativa dessa região, podendo-se utilizar uma curva de nível da função de Lyapunov para tal fim, ou seja:

$$R_A = \{x : V(x) \leq c, c > 0\} \quad (3.3)$$

O ponto de equilíbrio é um ponto da função $f(x)$ (sendo $\dot{x} = f(x)$) onde a derivada dos estados é nula. Se o sistema tiver estado inicial $x(0) = x_E$, ele permanece neste estado indefinidamente. No ponto de equilíbrio $x_E = 0$, o sistema é estável para todo $\varepsilon > 0$ e se existir $\delta(\varepsilon) > 0$ tal que todas as soluções $x(t)$ com condições iniciais $x(0)$ sejam:

$$\|x(0)\| < \delta(\varepsilon) \Rightarrow \|x(t)\| < \varepsilon, \forall t \geq 0 \quad (3.4)$$

O sistema é dito assintoticamente estável na vizinhança do ponto de equilíbrio igual a zero quando satisfizer (3.4) e sua trajetória $x(t)$ tender ao infinito quando o

tempo também tender ao infinito. Um sistema é globalmente assintoticamente estável quando houve apenas um único x_E e os estados tenderem para este ponto para qualquer condição inicial $x(0)$.

Relacionando novamente com a questão da função de Lyapunov, define-se que:

a) $V(x)$ será uma função positiva ou definida negativa em uma região U quando $V(0)=0$ para qualquer x pertencente a U e x diferente de zero.

b) $V(x)$ será uma função semi-definida positiva (maior ou igual a zero) em uma região U quando $V(0)=0$ para qualquer x pertencente a U e x diferente de zero.

Então, se existir uma função $V(x)$ definida positiva tal que sua derivada temporal $\dot{V}(x)$ seja semi-definida negativa (menor ou igual a zero), a trajetória $x(t)$ é estável. Ainda, se essa derivada temporal for definida negativa, a trajetória é assintoticamente estável (KHALIL, 2002), (COUTINHO, 2004).

3.1.3. D-Estabilidade

Um sistema Linear Invariante no Tempo (*Linear Time Invariant – LTI*) assintoticamente estável pode apresentar desempenho pobre em termos de resposta transitória, já que os polos próximos ao eixo imaginário do plano complexo possuem um baixo coeficiente de amortecimento. O critério de D-estabilidade garante, além da estabilidade, que os polos do sistema permaneçam em uma região D do semi-plano complexo negativo. Formalizando essa ideia, define-se então: o sistema LTI $\dot{x}=Ax$ é D-estável se e somente se todos os autovalores da matriz A pertencem a sub-região D do plano complexo negativo Ξ .

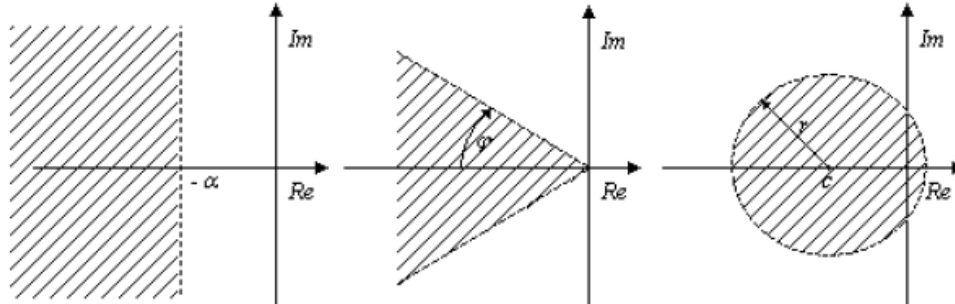
Com essa definição, além da estabilidade do sistema, também se garante um bom comportamento transitório quando a região D for bem escolhida. Em (TROFINO, 2005), foi proposta uma descrição das regiões de alocação dos polos de malha fechada em um sistema, que são regiões no plano complexo em termos de conjuntos convexos que permitiram escrever condições que garantam a D-estabilidade utilizando uma formulação análoga às desigualdades de Lyapunov.

Uma região de alocação de pólos de malha fechada em um sistema fica denominada como um subconjunto D do semi-plano complexo negativo onde existem matrizes $L = L'$ e M tais que:

$$D = \left\{ s \in \Xi : L + sM + s^* M' < 0 \right\} \quad s = \sigma + j\omega \quad (3.5)$$

Três descrições de regiões de alocação de pólos, representadas na Figura 18, são mostradas a seguir:

Figura 18: Regiões de Alocação de Pólos - Semi-plano, setor cônico e disco



FONTE: Mano (2010)

a) Semi-plano: possui parte real menor que $-\alpha$ e é definida pela desigualdade $s + s^* \leq -2\alpha$, representada em (3.5) pela seguinte definição:

$$L = 2\alpha, M = 1 \quad (3.6)$$

b) Setor cônico: possuindo ângulo interno 2θ , essa região pode ser definida pela relação trigonométrica envolvendo uma variável no eixo real σ e no eixo complexo ω , ou seja, $\sigma \sin \theta + \omega \cos \theta < 0$. Isso leva a:

$$L = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, M = \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \cos(\theta) \\ -\cos(\theta) & \sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

c) Disco: possui raio r e centro em $(-c, 0)$ e pode ser definida pela equação do círculo deslocado da origem através da relação $(\sigma+c)^2 + \omega^2 < r^2$ levando a:

$$L = \begin{bmatrix} -r & c \\ c & -r \end{bmatrix}, M = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Podem-se combinar as regiões definidas em (3.6), (3.7) e (3.8) para a obtenção de regiões mais bem elaboradas de forma a atender os requisitos de desempenho desejados (limitação dos pólos em malha fechada para o parâmetro r , tempo de resposta do sistema para a variável α e sobressinal de saída para o ângulo θ), como será visto na formulação para os controladores ressonantes no conversor Zeta, projetado no Capítulo 4.

Quanto maior o valor de α , mas afastado eixo imaginário estarão os pólos em malha fechada do sistema, implicando que o mesmo tenha uma resposta proporcionalmente mais rápida. r limitará a localização destes mesmos pólos, enquanto um valor elevado pro ângulo θ implicará em um sobressinal na saída desejada deste mesmo sistema em malha fechada.

3.1.4. Norma H_∞

Um requisito importante em sistemas de controle é a capacidade para atenuar ou rejeitar distúrbios externos ou perturbações. Quanto maior a atenuação de distúrbios do sistema, melhor é o desempenho deste em relação à presença destes distúrbios. Este requisito pode ser quantificado pela definição da norma de um sistema em relação à entrada de perturbação, onde se pode citar as normas H_2 e H_∞ de sistemas. Quanto menor o valor desta norma, melhor é o desempenho do sistema. Neste trabalho, assim como foi feito para sistemas ininterruptos de energia (MANO, 2010), (BONAN, 2010), será considerada a norma H_∞ de sistemas. Sendo um sistema nominal na seguinte forma:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + B_w w \\ z &= C_z x + D_{wz} w\end{aligned}\tag{3.9}$$

O mesmo pode ser representado no domínio da frequência pela seguinte matriz de transferência $G_{wz}(s)$:

$$G_{wz}(s) = \frac{Z(s)}{W(s)} = C_z (sI - A)^{-1} B_w + D_{wz}\tag{3.10}$$

Assim, a norma H_∞ do sistema (3.9) é definida como o maior valor de $G(s)$ em todas as frequências. Para sistemas SISO (uma entrada e uma saída), H_∞ será o valor máximo da magnitude de $G(j\omega)$. No domínio tempo, a norma H_∞ é definida com base no pior ganho da relação entre as normas dos sinais de entrada e saída, isto é:

$$\|G_{wz}\|_\infty := \sup_{w \neq 0} \frac{\|z(t)\|_2}{\|w(t)\|_2}\tag{3.11}$$

G_{wz} representa o operador entrada-saída do sistema (3.9). O valor exato de H_∞ não é fácil de ser determinado numericamente. Ao invés disso, busca-se numericamente um limite superior γ para a equação (3.11). Encontrar esse limite γ pode ser solucionado

através de LMIs, sendo que a solução através desse método é baseada em uma desigualdade de Lyapunov modificada. Considerando então (3.12):

$$\|G_{wz}\|_{\infty} := \sup_{w \neq 0} \frac{\|z(t)\|_2}{\|w(t)\|_2} = \sup_{w \neq 0} \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} z(t)^T z(t) dt}{\int_0^{\infty} w(t)^T w(t) dt}} < \gamma \quad (3.12)$$

$$\int_0^{\infty} z(t)^T z(t) dt < \gamma^2 \int_0^{\infty} w(t)^T w(t) dt$$

Supondo que o sistema em questão é exponencialmente estável ($x(\infty)=0$) e que as condições iniciais são nulas. Seja $V(x)=x(t)'Px(t)$ uma função quadrática de Lyapunov, onde P é uma matriz simétrica definida positiva, tal que:

$$\dot{V}(x) + z(t)^T z(t) - \gamma^2 w(t)^T w(t) < 0 \quad (3.13)$$

Se integrarmos a relação (3.13) entre 0 e $+\infty$, é possível chegar na equação (3.12). Assim, o valor de H_{∞} pode ser estimado através de um problema de otimização onde se busca o menor γ que satisfaça a relação definida em (3.13) conforme detalhado a seguir:

$$\min_{V(x), \gamma} \gamma : V(x) > 0, \dot{V}(x) + z(t)^T z(t) - \gamma^2 w(t)^T w(t) < 0 \quad (3.14)$$

3.1.5. Formulação LMI

A formulação LMI consiste em reescrever as condições de estabilidade e desempenho (normalmente baseadas em uma função associada à Teoria de Lyapunov) em termos de desigualdades matriciais na qual as variáveis de decisão (no caso, também matrizes) aparecem de forma linear (EL GHAOUI, 2000). A condição $V(x)=x(t)'Px(t)$ apresentada na seção anterior é um exemplo de restrição na forma LMI, sendo P a variável de decisão do problema. Se houver uma matriz P que satisfaça essa relação, a LMI é considerada factível.

Para os problemas de D-estabilidade e de Norma H_{∞} apresentados antes nesse capítulo, temos as seguintes caracterizações LMI:

a) D-estabilidade: a formulação LMI que garante a D-estabilidade de um sistema, apresentada originalmente em (COUTINHO, 2004), estabelece que $\dot{x}=Ax$ é D-estável se e somente se existir uma matriz $P > 0$ tal que:

$$L_1 \otimes P + M \otimes (PA) + M^T \otimes (A^T P) < 0 \quad (3.15)$$

Sendo que \otimes representa o produto matricial de Kronecker.

b) Norma H_∞ : considerando a expressão (3.13) e $V(x)=x(t)^T P x(t)$ com $P > 0$ e:

$$\begin{aligned} \dot{V}(x) &= 2x^T P \dot{x} = 2x^T P (Ax + B_w w) \\ z &= C_z x + D_{wz} w \end{aligned} \quad (3.16)$$

(3.16) pode ser reescrito como:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} x \\ w \end{bmatrix}' &= \begin{bmatrix} (A^T P + PA + C_z^T C_z) & (PB_w + C_z^T D_{wz}) \\ (B_w^T P + D_{wz}^T C_z) & (-\gamma^2 I_{nw} + D_{wz}^T D_{wz}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ w \end{bmatrix} < 0 \\ x \neq 0, w \neq 0 \end{aligned} \quad (3.17)$$

A desigualdade em (3.17) é definida negativa apenas se existir $P = P^T > 0$ e $\gamma > 0$ que torne a seguinte restrição LMI definida negativa:

$$\begin{bmatrix} (A^T P + PA + C_z^T C_z) & (PB_w + C_z^T D_{wz}) \\ (B_w^T P + D_{wz}^T C_z) & (-\gamma^2 I_{nw} + D_{wz}^T D_{wz}) \end{bmatrix} < 0 \quad (3.18)$$

O resultado acima é conhecido na literatura como *Bounded Real Lemma* (EL GHAOUI, 2000) e pode ser utilizado na obtenção do valor exato de H_∞ com precisão através do seguinte problema de otimização:

$$\min_{P, \eta} \eta \begin{cases} P = P^T > 0, \eta > 0 \\ \begin{bmatrix} (A^T P + PA + C_z^T C_z) & (PB_w + C_z^T D_{wz}) \\ (B_w^T P + D_{wz}^T C_z) & (-\eta I_{nw} + D_{wz}^T D_{wz}) \end{bmatrix} < 0 \end{cases} \quad (3.19)$$

P e η são as variáveis de decisão deste problema de otimização, sendo que se considera η igual a γ^2 para tornar essa função linear em relação às variáveis decisão.

3.2. Estrutura do Controlador Ressonante

Segundo o Princípio do Modelo Interno (FRANCIS & WONHAM, 1976), para se seguir um determinado sinal com erro nulo em regime permanente, deve-se inserir na malha de controle do sistema um bloco gerador dos modos não estáveis do sinal a ser seguido. Com isso, o sistema de controle é capaz de rejeitar perturbações no mesmo modo do sinal de referência (FRANCIS & WONHAM, 1976), (MANO, 2010). Segundo este princípio também, um sistema de controle realimentado só poderá seguir assintoticamente essa referência se ele satisfizer duas condições (FUKUDA, 2001), (CHEN, 1999):

- a) o sistema em malha fechada deve ser assintoticamente estável;
- b) o controle e/ou a planta do sistema devem conter um modelo matemático capaz de gerar o modo não estável da referência a ser seguida;

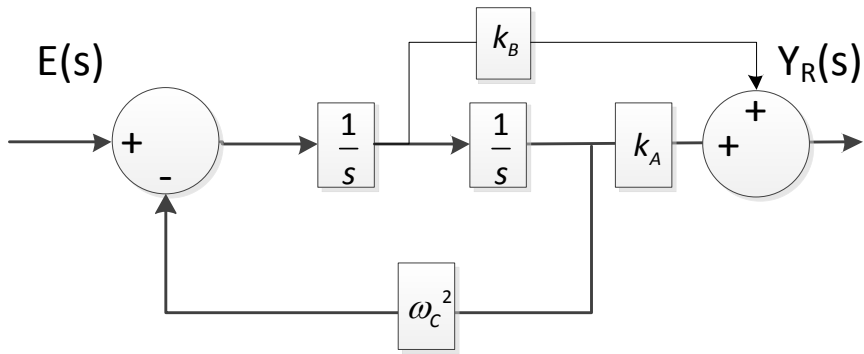
Para o caso de seguimento de sinais de referência senoidal, como o sinal da razão cíclica aplicada ao conversor Zeta, um sistema também terá erro nulo em regime permanente quando inserido na malha de controle o controlador representado pela equação (3.20). Este controlador, apresentado em (COSTA-CASTELLÓ, 2007), deverá ser capaz de gerar um sinal semelhante e na mesma frequência do sinal senoidal de referência.

$$C(s) = \frac{1}{s^2 + \omega_c^2} \quad (3.20)$$

Onde ω_c é a frequência do sinal a ser seguido ou rejeitado pelo controlador. Como visto na Figura 12, a referência de entrada vinda da razão cíclica de trabalho aplicada ao conversor tem a forma de uma senóide retificada. Nessa forma de onda, o período se reduz pela metade e assim a frequência do sinal de entrada dobra para 120 Hz. A parte do denominador vista em (3.20) é a chamada parte *ressonante* do controlador, que ajuda a verificar o Princípio do Modelo Interno (COSTA-CASTELLÓ, 2007).

Quando se adiciona um controlador ressonante à malha de controle, mais dois ganhos devem ser projetados para realimentar os estados do próprio controlador, conforme demonstrado na representação esquemática do mesmo visto na Figura 19.

Figura 19: Representação esquemática do controlador ressonante



FONTE: O Autor

A Figura 19 representa a estrutura de controladores ressonantes que serão usados neste estudo. A função de transferência desse controlador é dada pela seguinte equação:

$$C(s) = \frac{k_B s + k_A}{s^2 + \omega_C^2} \quad (3.21)$$

Este controlador mostrado em (3.21) possui uma representação em espaço de estados, dada em (3.22) e (3.23):

$$\begin{aligned} \dot{x}_c &= A_c x_c + B_c u_c \\ y_c &= C_c x_c \end{aligned} \quad (3.22)$$

$$\begin{aligned} A_c &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_c^2 & 0 \end{bmatrix} & C_c &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ B_c &= \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} & x_c &= [x_{c,1} \quad x_{c,2}]^T \end{aligned} \quad (3.23)$$

As matrizes A_c e B_c vistas em (3.22) e (3.23) serão utilizadas na composição da estratégia de controle apresentada na sequência deste trabalho.

Caso se utilize mais de um controlador ressonante como o da Figura 19, esta nova inserção implicará no cálculo de mais dois ganhos por controlador adicionado (CHILALI, 1996). Como veremos nos próximos capítulos, a adição de mais modos ressonantes atuando em conjunto resultarão num desempenho melhor do sistema.

Com base no Princípio do Modelo Interno e no controlador da equação (3.20), far-se-á uso dos controladores ressonantes a serem projetados para o controle do conversor Zeta. Este controlador apresenta bons resultados por ter propriedades que eliminam o erro em regime permanente e distúrbios quando seguem um sinal senoidal de frequência ω_C .

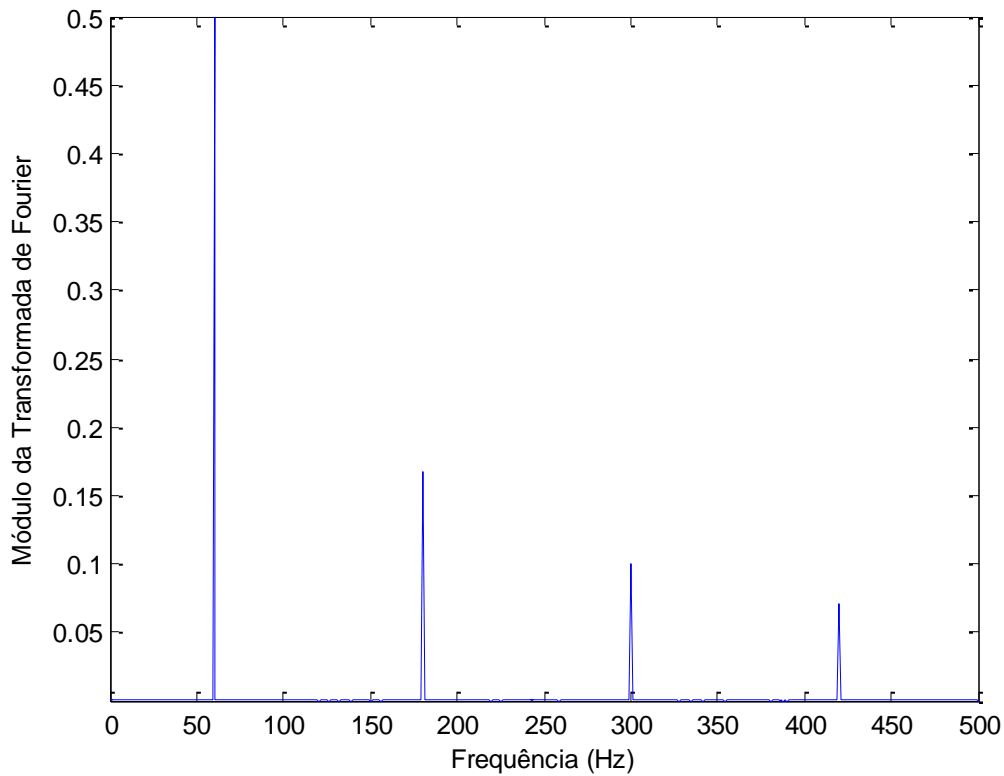
Levando em consideração que um sinal periódico pode ser decomposto em várias componentes senoidais com frequências múltiplas da componente fundamental, representando as harmônicas mais significativas, múltiplos controladores ressonantes podem ser utilizados em paralelo, cada um sintonizado em sua devida frequência, garantindo maior eficácia do controle.

A título de exemplificação, a Figura 20 apresenta o espectro obtido através da transformada de Fourier do sinal da tensão da rede elétrica disponível no laboratório de eletrônica de potência da PUCRS (LEPUC). A partir desta informação é possível observar, como já se esperava, que só existem as harmônicas múltiplas inteiras ímpares da fundamental (180 Hz, 300 Hz, 420 Hz e assim sucessivamente) tendo em vista que a função senoidal apresenta simetria de meia onda, conforme a equação (3.24). Dessa forma, os valores de ω_C para os controladores serão respectivamente 377 rad/s, 1131 rad/s, 1885 rad/s, 2639 rad/s e assim sucessivamente.

$$f(t) = -f\left(t + \frac{T}{2}\right) \quad (3.24)$$

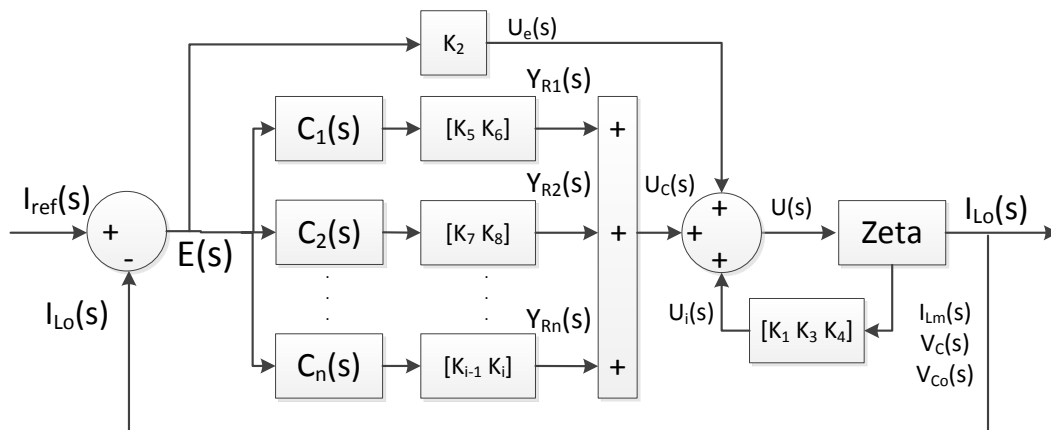
No estudo proposto, a malha de controle do sistema do Conversor Zeta realimenta as quatro variáveis de estado e adiciona os modos ressonantes nas devidas frequências de interesse (BONAN, 2010), como se pode ver na representação da Figura 21 (considerando inicialmente todas as variáveis de estado como mensuráveis). A estrutura dos controladores ressonantes será a mesma apresentada na seção 3.1.1, onde cada controlador possui dois ganhos de controle a serem obtidos, dada a formulação LMI a ser desenvolvida para a malha de controle do sistema.

Figura 20: Espectro Harmônico obtido através da Transformada de Fourier da Rede Elétrica



FONTE: O Autor

Figura 21: Estratégia proposta de implementação de controladores ressonantes



FONTE: O Autor

3.3. Conclusões

Neste capítulo, foram apresentados conceitos fundamentais de controle robusto, tais como: estabilidade por Lyapunov, norma H_∞ , D-estabilidade e formulação LMI. A

estrutura básica dos controladores ressonantes também foi apresentada, bem como o Princípio do Modelo Interno e a transformada de Fourier da onda senoidal referente à tensão da rede elétrica, evidenciando as frequências das harmônicas mais significativas e que deverão ser sintonizadas pelos controladores a serem projetados para Inversor Módulo-Integrado. De posse destas ferramentas é possível compreender o funcionamento dos controladores ressonantes utilizados no IMI em estudo nesta dissertação, assim como desenvolver uma metodologia de projeto desses controladores através da obtenção dos ganhos dos mesmos.

4. Estratégia de Controle Proposta

Neste capítulo, será apresentada a técnica de projeto dos controladores ressonantes que serão aplicados no controle do Conversor Zeta. Os protótipos do Conversor Zeta e do inversor de corrente em ponte completa, desenvolvidos neste trabalho e que serão apresentados no capítulo seguinte, foram conectados em cascata visando à obtenção do arranjo conhecido como Inversor Módulo-Integrado, já mencionado no Capítulo 1. O uso dos controladores ressonantes deverá garantir que o IMI entregue uma corrente senoidal apropriada para a rede elétrica, com o menor conteúdo harmônico possível.

Estratégias de controle em malha fechada para conversores estáticos de potência que envolve a realimentação de estados já vêm sendo objeto de estudo nos últimos anos. Conversores CC-CC básicos como o Redutor (Buck), Elevador (Boost) e Redutor-Elevador (Buck-Boost) já foram antes investigados para operar sob controle básico de realimentação de estados, (MONTAGNER, 2003) , (OLALLA, 2011). A determinação desses ganhos se dá através de formulações por desigualdades matriciais lineares (Linear Matrix Inequalities ou LMIs), responsáveis por alocar os polos do sistema em malha fechada dentro de uma determinada região. Esse controle é capaz de melhorar o desempenho de conversores CC-CC no que se refere à resposta ao degrau e ao erro em regime permanente.

Alternativas ao controlador PID (Proporcional, Integrativo e Derivativo), muito utilizado na indústria, que apresentem resultados mais satisfatórios vêm sendo desenvolvidas ao longo dos anos. O controle LQR (Regulador Linear-Quadrático ou *Linear Quadratic Regulator*), bastante utilizado nos conversores CC-CC básicos já mencionados, foram capazes de dar bom desempenho a esses sistemas (BAGGIO, 2002), (DUPONT, 2010), (DUPONT, 2011).

Uma alternativa estudada que dependa menos dos parâmetros do sistema é o controlador repetitivo, bastante estudado em inversores. Projetado para melhora do desempenho transitório de fontes ininterruptas de energia (*Uninterruptible Power Supplies* – UPS) e na redução de harmônica da mesma, esse controlador se baseia na inserção de infinitos pares de polos sobre o eixo imaginário do sistema, sintonizados nas múltiplas frequências da fundamental. Devido a essa inserção infinita, porém, esse

controlador requer o uso de um filtro passa-baixa atuando em série, podendo causar prejuízo no desempenho do controle (FLORES, 2011), (MICHELS, 2012).

Dado esse breve histórico, os controladores ressonantes, devidamente introduzidos no capítulo anterior, surgem como boa alternativa para serem utilizados em conversores CC-CC. Sendo assim, eles serão utilizados no Conversor Zeta no projeto desta dissertação, conforme será demonstrado a seguir na devida modelagem proposta de controle em malha fechada.

4.1. Modelo em Espaço de Estados

Primeiramente, consideram-se os protótipos do Conversor Zeta e do Inversor de Corrente desenvolvidos em trabalhos anteriores, a serem apresentados no capítulo seguinte, e seus devidos componentes para a modelagem do controle e a adoção do modelo em espaço de estados utilizado em (VIERO, 2011). Dois pontos de operação do painel foram considerados no projeto do conversor Zeta, 25°C (chamado de ponto STC – Condições de Temperatura Padrão ou *Standard Temperature Conditions*) e 60°C, ambos com irradiância de 1000 W/m² (VIERO, 2011). Os valores dos componentes utilizados no protótipo do conversor Zeta, os quais são necessários para o projeto dos controladores ressonantes, foram obtidos em trabalhos anteriores (VIERO, 2011), sendo dados na Tabela 2. A tensão de entrada V_G representará uma tensão provinda de dois módulos fotovoltaicos, os quais apresentam valores nominais de tensão de saída $V_{PV} = 17$ V e potência $P_{PV} = 50$ W no ponto STC.

Tabela 2 - Componentes do Conversor Zeta

Parâmetro	Valor
Indutor Magnetizante (L_m)	90 μ H
Indutor de Saída (L_o)	23 mH
Capacitor de Acoplamento (C)	690 nF
Capacitor de Saída (C_o)	1,57 μ F
Tensão de Entrada (V_G)	34 V

Para o projeto do controle, será necessário o modelo em espaço de estados do Conversor Zeta, conforme mostrado no Capítulo 2:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + Bu_{CON} + Ev_G \\ y &= C_Z x\end{aligned}\quad (4.1)$$

As matrizes A, B e E foram obtidas em (2.38). A entrada de controle u_{CON} continua sendo a razão cíclica d . As variáveis de estado x continuam sendo as correntes dos indutores L_m e L_o e as tensões nos capacitores C e C_o (todas consideradas mensuráveis). Contudo, a tensão no capacitor C_o é a tensão de saída do conversor, a qual é imposta pela rede elétrica, conforme mencionado no capítulo 2, esta tensão apresenta forma de onda senoidal em módulo. Portanto, o objetivo do IMI é injetar na rede elétrica a energia produzida pelos painéis PV, na forma de uma corrente senoidal a qual flui através da indutância de saída do conversor. Assim, a principal variável de estado do sistema será i_{L_o} . Tendo em vista que a quantidade de energia disponível nos terminais dos painéis solares PV é um parâmetro que varia basicamente em função do nível de irradiação solar e da temperatura vinculados ao painel. No modelo proposto a variável R fornece um indicativo da potência disponível, onde R é inversamente proporcional a P, segundo a lei de Ohm. Sendo assim:

$$\begin{aligned}A &= \begin{bmatrix} -\frac{Re(D)}{L_m} \mu_0^2 & -\frac{Re(D)}{L_m} \mu_0^2 & \frac{(\mu_0')^2}{L_m} & 0 \\ -\frac{Re(D)}{L_o} \mu_0^2 & -\frac{Re(D)}{L_o} \mu_0^2 & -\frac{\mu_0}{L_o} (1 + \mu_0') & -\frac{1}{L_o} \\ -\frac{\mu_0'}{C} (1 + \mu_0) & \frac{\mu_0^2}{C} & -\frac{\mu_0^2}{RC} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & -\frac{1}{RC_o} \end{bmatrix} & B = \begin{bmatrix} \frac{2V_G}{DL_m} \mu_0 \\ \frac{2V_G}{DL_o} \mu_0 \\ \frac{2V_G}{DRC} \frac{\mu_0^2}{\mu_0'} \\ 0 \end{bmatrix} \\ E &= \begin{bmatrix} \frac{\mu_0 (1 + \mu_0')}{L_m} \\ \frac{\mu_0 (1 + \mu_0')}{L_o} \\ \frac{\mu_0^2}{RC} \\ 0 \end{bmatrix} & C_Z = [0 \ 1 \ 0 \ 0] & x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{L_m} \\ i_{L_o} \\ v_C \\ v_{C_o} \end{bmatrix} & u_{CON} = d\end{aligned}\quad (4.2)$$

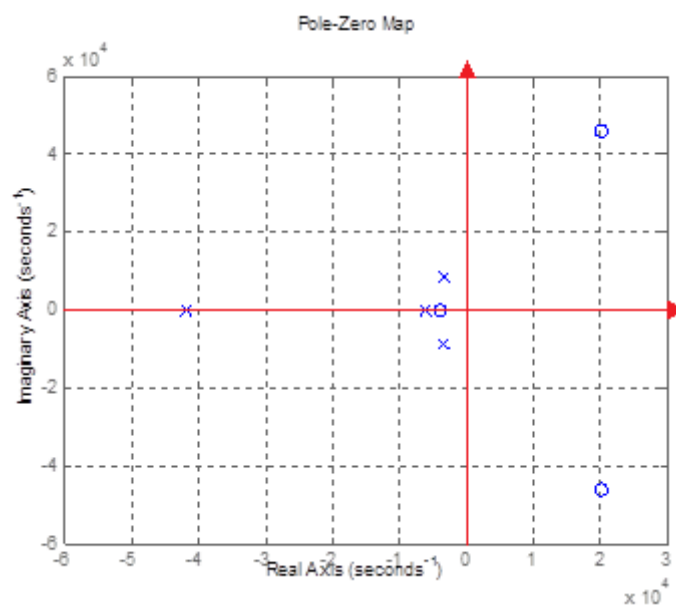
Para a modelagem do controle, como será mostrado a seguir, é necessário especificar um valor para a resistência equivalente vista pelo conversor Zeta (R). Segundo (LOPEZ, 2009), considera-se um rendimento ideal de 100% para o conversor, o qual é conectado a uma rede elétrica de $127 \text{ V}_{\text{rms}}$, visando fornecer a esta rede uma potência máxima de 100 W proveniente de dois painéis PV de 50 W cada. Assim, o valor de R é obtido da seguinte forma:

$$R = \frac{V_{\text{rede}}^2}{P_o} = \frac{127^2}{100} \cong 162 \Omega \quad (4.3)$$

Contudo, a quantidade de energia disponível nos terminais dos painéis solares PV é um parâmetro que varia basicamente em função do nível de irradiação solar e da temperatura do painel. Por conseguinte, a formulação LMI deve considerar esta incerteza a qual é modelada através da atribuição de dois valores extremos para a resistência de carga do conversor (R), a qual representa a energia que está sendo entregue a rede elétrica. Além do valor mínimo de $R_{\text{min}} = 162 \Omega$, a formulação LMI também levará em conta um valor máximo de R_{max} dez vezes superior ao valor mínimo. Ou seja, $R_{\text{max}} = 1,62 \text{ k}\Omega$ (resultando em uma potência 10 W).

Assim como foi feito em (VIERO, 2011), é possível obter um diagrama de polos e zeros do sistema considerando i_{L_o} como a variável de saída desejada, como se vê na Figura 22.

Figura 22: Diagrama de polos e zeros do Conversor Zeta



FONTE: O Autor

É possível perceber dois zeros de fase não mínima (localizados no semi-plano direito), o que implicará que os controladores ressonantes não poderão ser sintonizados em frequências muito altas no sistema, além de um zero real localizado no semi-plano esquerdo. Evidenciam-se quatro polos no semi-plano esquerdo: dois polos reais e um par de polos complexos. O zero real encontra-se bem próximo ao pólo real mais lento.

As mudanças nesse diagrama de polos e zeros do sistema quando se aplica a estratégia de controle proposta nessa dissertação serão analisadas no capítulo seguinte.

4.2. Modelagem do Controle

De posse desse modelo, é necessário incluir o modelo do controlador, conforme visto em (3.18), na malha de controle do sistema, desde que o mesmo seja assintoticamente estável em malha fechada. Com isso, o controlador deve ser capaz de anular o erro em regime permanente para o seguimento de um sinal senoidal com frequência ω_C . Ao mesmo tempo, deve rejeitar em regime permanente as perturbações periódicas com frequência ω_C (MANO, 2010).

Confirme visto em (3.19) e (3.24), será utilizada a seguinte representação do controlador ressonante em espaço de estados:

$$\begin{aligned} \dot{x}_C &= A_C x_C + B_C u_C \\ y_C &= C_C x_C \end{aligned} \quad (4.4)$$

$$\begin{aligned} A_C &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_C^2 & 0 \end{bmatrix} & C_C &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ B_C &= \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} & x_C &= [x_{C,1} \quad x_{C,2}]^T \end{aligned} \quad (4.5)$$

O projeto dos controladores será realizado por meio de restrições por desigualdades matriciais (Linear Matrix Inequalities ou LMIs), de forma a definir os ganhos para cada modo ressonante a ser aplicado e também os ganhos de realimentação de estados. A entrada u_C dos controladores, vista em (4.4), será o erro $e(t)$ do sistema. Seguindo a estratégia proposta na Figura 21, o erro é a diferença entre $d(\omega t)$ e $i_{Lo}(t)$. Com base no modelo em espaço de estados do conversor e na representação em espaço

de estados dos controladores ressonantes, faz-se o sistema aumentado $x_a = [x \ x_r]^T$ que representa a estratégia proposta da Figura 21:

$$\begin{aligned}\dot{x}_a(t) &= A_a x_a(t) + B_a u(t) + E_a v_G(t) \\ z_a(t) &= C_a(t) x_a(t)\end{aligned}\quad (4.6)$$

Portanto, o sistema aumentado $x_a(t)$ inclui as variáveis de estado do conversor, bem como as variáveis de estado dos controladores ressonantes (sendo duas por controlador, como visto em (4.5)). As matrizes do sistema aumentado serão:

$$\begin{aligned}A_{C_m} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_{C_m}^2 & 0 \end{bmatrix} \\ A_r &= \begin{bmatrix} A_{C_1} & \cdots & 0_2 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0_2 & \cdots & A_{C_n} \end{bmatrix} \\ B_{C_m} &= \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \\ B_r &= \begin{bmatrix} B_{C_1} \\ \vdots \\ B_{C_n} \end{bmatrix} \\ m &= 1, 3, 5, 7, \dots \\ A_a &= \begin{bmatrix} A & 0_{(4 \times 2n)} \\ -B_r C & A_r \end{bmatrix} \\ B_a &= \begin{bmatrix} B \\ 0_{(2nx1)} \end{bmatrix} \\ C_a &= \begin{bmatrix} C & 0_{(1 \times 2n)} \end{bmatrix} \\ E_a &= \begin{bmatrix} E \\ 0_{(2nx1)} \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (4.7)$$

Nesta representação são utilizados múltiplos controladores ressonantes sintonizados nas frequências $\omega_{Cm} = m \omega_C$, onde m é a ordem do harmônico a ser compensado. Utilizando as equações (2.13), (2.32) e (4.3) com os valores da Tabela 2 e considerando $V_O = 127 \text{ V}_{rms}$, obtém-se d_{MAX} igual a 0,8. Esse valor será o da amplitude do sinal de entrada senoidal retificado de controle do conversor.

Os controladores ressonantes projetados deverão atenuar frequências múltiplas ímpares de 60 Hz (180 Hz, 300 Hz, 420 Hz, etc), referentes aos harmônicos de ordem 3, 5, 7 e assim por diante, conforme visto no Capítulo 3.

Para garantir estabilidade no sistema de controle definido em (4.6), utiliza-se a seguinte realimentação de estados:

$$\begin{aligned}
u(t) &= k_1 x_1 + k_2 (v_{ref} - x_2) + k_3 x_3 + k_4 x_4 + k_5 x_{R_{1,1}} \\
&+ k_6 x_{R_{1,2}} + \dots + k_{2n+3} x_{R_{n,1}} + k_{2n+4} x_{R_{n,2}} \\
u(t) &= K x_a(t) + k_2 v_{ref}(t) \\
K &= [k_1 \quad -k_2 \quad k_3 \quad k_4 \quad k_5 \quad k_6 \quad \dots \quad k_{2n+3} \quad k_{2n+4}]
\end{aligned} \tag{4.8}$$

A obtenção do vetor de ganhos K será feita através da formulação LMI que será vista na próxima seção.

4.3. Formulação LMI Para Obtenção dos Ganhos

Como se vê em (4.8), a entrada de controle será originária das quatro variáveis de estado e também das variáveis de estado de cada controlador ressonante. Dentro dessa entrada já estão inclusos os ganhos K a serem obtidos pela formulação LMI.

A formulação LMI utilizará dois critérios de desempenho além da estabilidade robusta: D-estabilidade e norma H_∞ . Mais precisamente, a formulação consistirá em determinar o vetor de ganhos K para o controle que garanta a alocação dos polos do sistema em malha fechada em uma dada região D do plano complexo, e atenuação de distúrbios externos (MANO, 2010), (TROFINO, 2005), (BONAN, 2010), (EL GHAOUI, 2011). A construção das restrições LMI está restrita em dois parâmetros para a determinação de K:

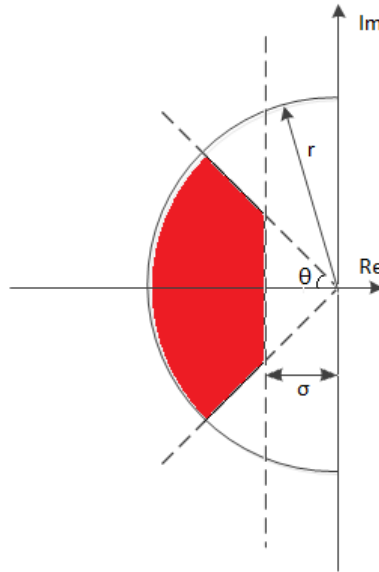
a) Encontrar um limite superior ótimo γ do ganho do operador linear entre os sinais de perturbação e de saída do sistema. Ou seja:

$$\|G_{V_G z_a}\|_{\infty, [0, T]} := \sup_{w \neq 0} \frac{\|z_a(t)\|_{2, [0, T]}}{\|v_G(t)\|_{2, [0, T]}} \leq \gamma \tag{4.9}$$

Sendo que $z_a(t)$ é a saída do sistema aumentado em (4.6) e $v_G(t)$ são os distúrbios de entrada considerados neste mesmo sistema. Como a natureza destes distúrbios não é conhecida, optou-se por um projeto de controladores tal que a influência deste sinal de saída do sistema seja minimizada.

b) Alocar os polos do sistema em malha fechada dentro de uma região de raio r, com parte real negativa menor que $-\sigma$ e restrita a um ângulo θ , como se pode ver na Figura 23.

Figura 23: Região definida para alocação dos polos em malha fechada do sistema



FONTE: O Autor

Considerando a região LMI apresentada, obtém-se por (3.6), (3.7) e (3.8):

$$\begin{aligned}
 L_1 = 2\sigma & & L_2 = \begin{bmatrix} -r & 0 \\ 0 & -r \end{bmatrix} & & L_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\
 M_1 = 1 & & M_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} & & M_3 = \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \cos(\theta) \\ -\cos(\theta) & \sin(\theta) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{4.10}$$

Com as parametrizações definidas em (4.9) e (4.10), baseado na técnica detalhada em (COUTINHO, 2002), as restrições na formulação LMI serão:

$$\min_{Q,W} \gamma \left[\begin{array}{l} Q = Q^T > 0 \\ \gamma > 0 \\ \begin{bmatrix} He(A_a Q + B_a W) & E_a & QC_a^T \\ E_a^T & -\gamma I_2 & 0 \\ C_a Q & 0 & -\gamma \end{bmatrix} < 0 \\ L_1 \otimes Q + M_1 \otimes (A_a Q + B_a W) + M_1^T \otimes (A_a Q + B_a W)^T < 0 \\ L_2 \otimes Q + M_2 \otimes (A_a Q + B_a W) + M_2^T \otimes (A_a Q + B_a W)^T < 0 \\ L_3 \otimes Q + M_3 \otimes (A_a Q + B_a W) + M_3^T \otimes (A_a Q + B_a W)^T < 0 \end{array} \right] \tag{4.11}$$

$$He(A_a Q + B_a W) = QA_a^T + A_a Q + W^T B_a^T + B_a W \tag{4.12}$$

A formulação em (4.11) será condição a ser validada pros valores máximos e mínimos de R que modificam o comportamento das matrizes do sistema aumentado A_a ,

B_a , C_a e E_a . Q , W e γ são as variáveis de decisão nessa formulação. O vetor de ganhos K será obtido pelas LMIs da seguinte forma:

$$K = WQ^{-1} \quad (4.13)$$

No Apêndice A, que consta ao final dessa dissertação, é exibido o algoritmo onde consta a determinação dos parâmetros do conversor Zeta, o sistema aumentado considerando quatro controladores ressonantes e, por fim, a formulação LMI que ajuda a determinar os ganhos de controle necessários para a estratégia proposta nesta seção.

4.4. Observador de Estados

No protótipo do Conversor Zeta desenvolvido, algumas variáveis utilizadas na realimentação de estados apresentam desafios reais na realização das suas medições. Isto é particularmente verdadeiro para a medição da corrente no indutor magnetizante L_m e para a medição da tensão no capacitor de acoplamento C . Por outro lado, a tensão de saída V_O e a corrente da indutância de saída L_O podem ser facilmente obtidas experimentalmente.

A fim de evitar a utilização de instrumentação adicional em um protótipo de baixo custo, um observador de estados foi projetado para a estimação das variáveis i_{Lm} e V_C . Segundo o Princípio da Separação, o projeto de ganho de controle é independente do projeto do observador (CHEN, 1999). Essa solução já foi utilizada em outros projetos de sistemas de energia elétrica (ZHU, 2000), (ZHU, 2001), (MANWONG, 2008), e poderá ser aplicada no presente estudo.

Na Figura 24 encontra-se a representação em diagrama de blocos do observador implementado em um sistema de controle. Através das duas variáveis mensuráveis, V_O e i_{L_o} , é possível projetar um observador de estados que possa estimar a dinâmica das variáveis V_C e i_{Lm} . Conforme (CHEN, 1999), a equação do observador de estados será:

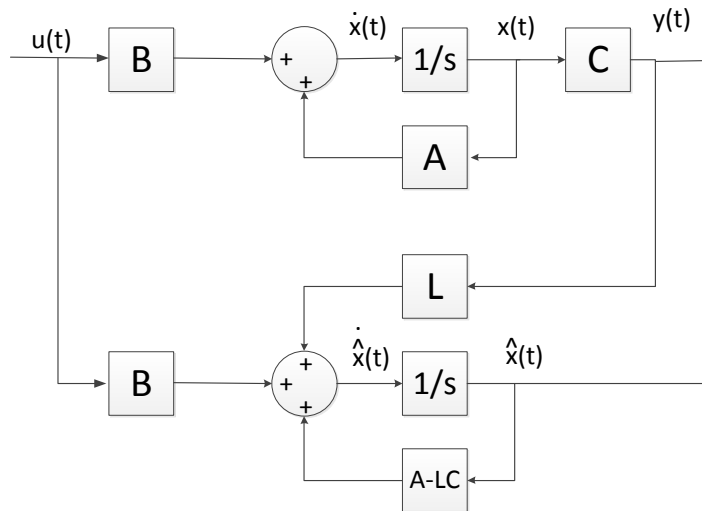
$$\dot{\hat{x}} = (A - LC)\hat{x} + Bu + Ly \quad (4.14)$$

As matrizes A e B são dadas do modelo em espaço de estados original do sistema, vistas em (4.2). A matriz C , nesse caso referente às variáveis mensuráveis, será:

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

A entrada u continuará sendo a entrada de controle d enquanto y será dado pelas variáveis de estado V_O e i_{LO} . \hat{x} representa as variáveis de estado estimadas, sendo que a diferença dessa estimação para o comportamento real deve tender a zero. O controle do Conversor Zeta necessitará apenas da estimação de V_C e i_{Lm} neste trabalho.

Figura 24: Implementação do observador de estados.



FONTE: O Autor

Cabe então determinar a matriz L do observador, referente à correção do erro de estimação (CHEN, 1999). Para isso, os polos do observador devem ser de duas a cinco vezes mais rápidos que os polos do sistema em malha fechada. Lembrando que esses polos do sistema em malha fechada estão numa região conhecida, conforme a Figura 23.

4.5. Conclusões

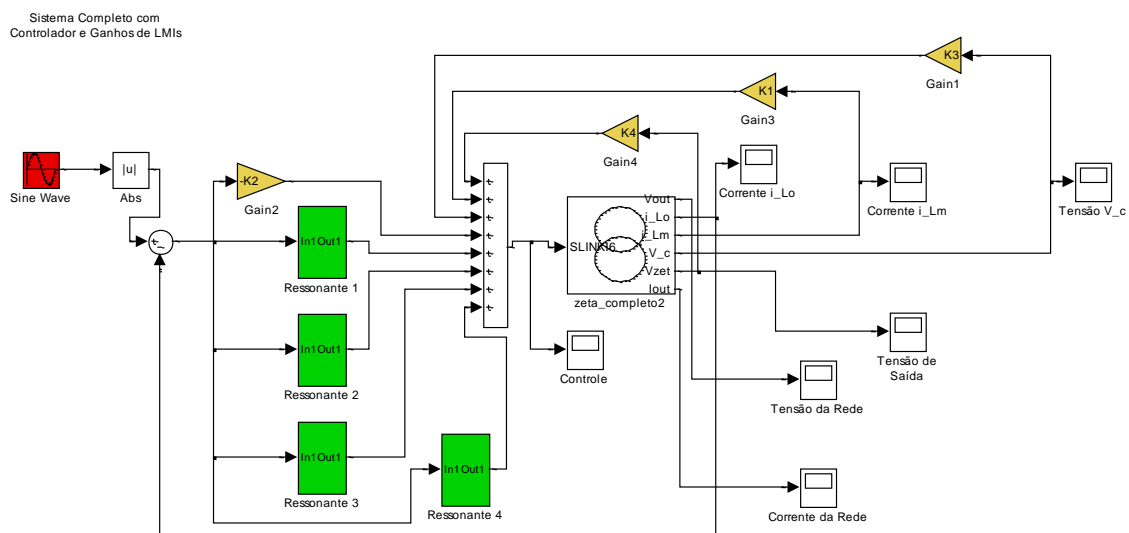
Tendo posse da metodologia de controle em malha fechada apresentada neste capítulo, cabe agora utilizá-la para verificação de resultados, de forma a comprovar se a estratégia de controladores ressonantes pode ser aplicada a conversores CC-CC como o Zeta, além de viabilizar o método para uso em sistemas fotovoltaicos. O próximo capítulo apresenta resultados de simulação realizados nos softwares Matlab® e PowerSim®, além de resultados experimentais realizados com o auxílio de uma placa de processamento digital de sinais da marca dSPACE®.

5. Resultados

5.1. Resultados de Simulação

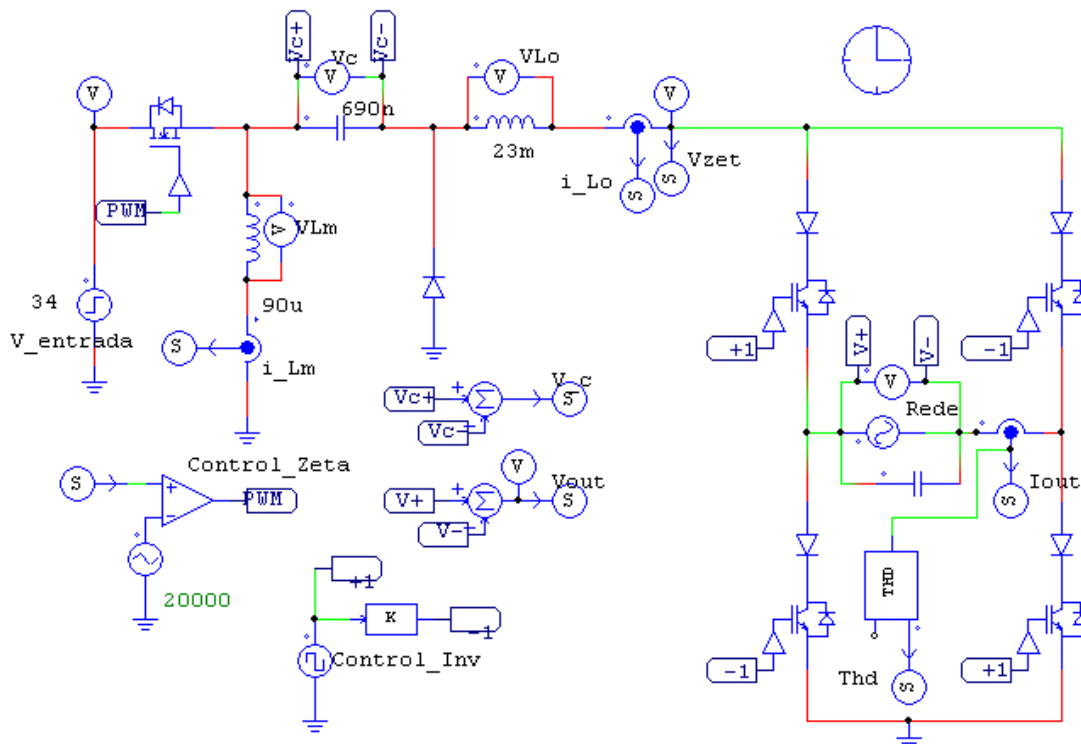
O controle proposto no Capítulo 4 foi aplicado primeiramente através de simulações realizadas na plataforma Matlab/Simulink®, em integração com o software PowerSim®. Inicialmente, faz-se a investigação do comportamento da corrente injetada na rede elétrica para a aplicação de apenas um controlador ressonante na malha de controle do sistema. Posteriormente, dependendo dos resultados obtidos, faz-se uso de mais controladores ressonantes a serem inseridos na malha de controle. Além disso, faz-se o uso do observador de estados projetado no capítulo anterior para estimação das variáveis de estado i_{Lm} e V_C , já que o protótipo de baixo custo desenvolvido do conversor Zeta apresenta desafios na medição real destas variáveis, também evitando o uso de instrumentação adicional. O diagrama de simulação de controle no Simulink® encontra-se na Figura 25 (primeiramente considerando que as quatro variáveis de estado são mensuráveis, antes da utilização do observador de estados, como será visto em futuras simulações ainda neste capítulo), com o circuito do PowerSIM® representado na Figura 26.

Figura 25: Diagrama de simulação no Simulink



FONTE: O Autor

Figura 26: Circuito de simulação no PowerSIM



FONTE: O Autor

Com a formulação LMI mostrada em (4.10), (4.11) e (4.12) e que se encontra no Apêndice A dessa dissertação, atribui-se $\sigma = 1000$, $r = 60000$ e $\theta = 45^\circ$ (considerando uma combinação das regiões de alocação de pólos em malha fechada do sistema e os critérios de desempenho desejados), foram obtidos os ganhos da Tabela 3:

Tabela 3 - Ganhos dos Controladores Ressonantes

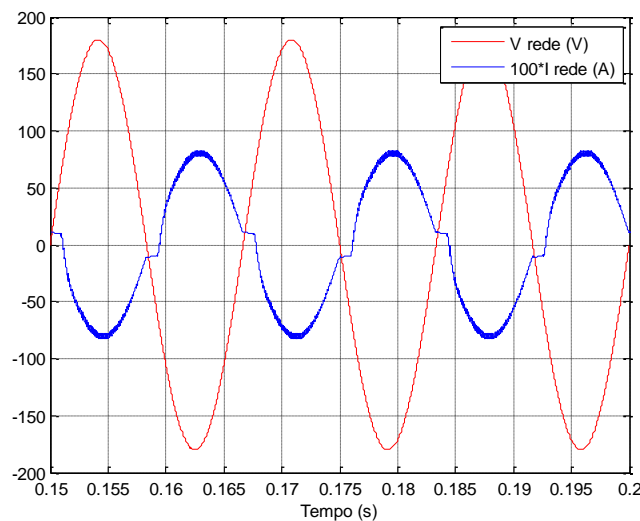
	1 modo	2 modos	3 modos	4 modos
K1	-0,0425	-0,0592	-0,0802	-0,1049
K2	-0,3539	-1,4364	-3,5128	-7,2127
K3	0,0047	0,0076	0,0120	0,0181
K4	0,0058	0,0092	0,0141	0,0207
K5	1,5605E+06	-4,9959E+06	7,7424E+06	6,1527E+06
K6	2,5799E+03	1,6761E+04	4,9269E+04	9,8972E+04
K7	-	1,1758E+07	5,8843E+07	9,1694E+07
K8	-	-6,9391E+03	1,1878E+04	1,0513E+05
K9	-	-	1,9871E+07	3,2365E+08
K10	-	-	-3,2704E+04	-2,9959E+04
K11	-	-	-	-8,9647E+07
K12	-	-	-	1,0198E+05

Nota-se que os ganhos dos controladores ressonantes (K5 a K12) possuem valores numéricos muito elevados, os quais não são implementáveis em sistemas físicos. Visando a implementação real dos mesmos, seja em sistemas baseados em microcontroladores, DSPs ou placas de desenvolvimento como a placa DS1104 da empresa dSPACE®, que foi empregada neste estudo, o controlador resultante deverá ser discretizado (MANO, 2010), (BONAN, 2010). Contudo, os resultados que são apresentados a continuação foram obtidos a partir dos ganhos apresentados na Tabela 3, considerando os controladores sendo implementados via simulação no domínio contínuo. Entretanto, os resultados que se obtém a partir da discretização dos controladores serão objeto de estudo ainda neste capítulo.

As próximas figuras, 27 a 31, mostram as formas de onda da tensão na rede elétrica e da corrente que está sendo injetada na rede pelo IMI, considerando que os controladores foram implementados a partir dos ganhos apresentados na Tabela 3. Em seguida, na Figura 32, encontra-se um gráfico comparativo das medições da THD apresentada nestes resultados.

A Figura 27 mostra que a utilização de um único controlador ressonante na malha de controle, sintonizado na frequência fundamental, resulta na síntese de uma corrente com elevado conteúdo harmônico, a qual não se mostra adequada para ser injetada na rede elétrica da concessionária, seguindo os critérios especificados pela norma IEC 61000. Destarte, se buscará reduzir o conteúdo harmônico desta corrente através da inclusão de um maior número de modos ressonantes à malha de controle.

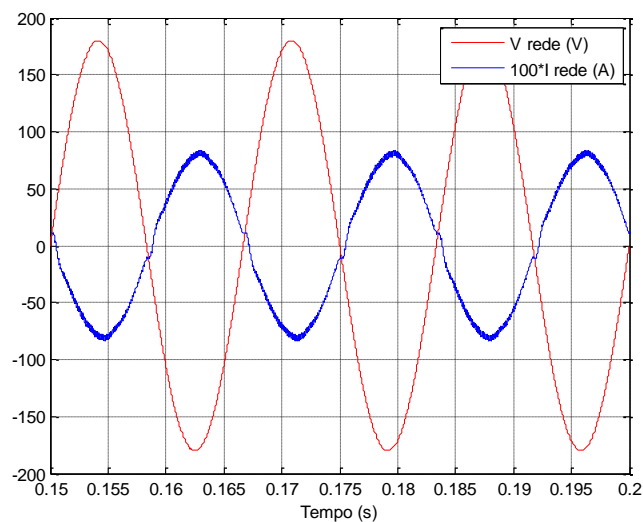
Figura 27: Tensão e corrente da rede para aplicação de 1 modo ressonante



FONTE: O Autor

A Figura 28 mostra o resultado obtido via simulação quando um segundo controlador ressonante, sintonizado na frequência de 180 Hz, é adicionado à malha de controle. A frequência de 180 Hz foi determinada para este novo controlador, tendo em vista que apenas as harmônicas ímpares estão presentes na forma de onda da corrente de saída do IMI, dado que esta corrente apresenta simetria de meia onda. Este procedimento resultou ser efetivo, pois contribuiu para uma eficaz redução do conteúdo harmônico da forma de onda da corrente de saída do IMI quando comparada com a forma de onda obtida na figura anterior que emprega apenas um controlador ressonante. Neste momento, não são apresentados dados concretos relativos às medições do conteúdo harmônico, contudo se emprega a terminologia como recurso de linguagem, na falta de uma nomenclatura mais elegante. É importante também destacar o sincronismo entre a tensão e a corrente que está sendo injetada na rede elétrica, visto que ambas as grandezas encontram-se em contrafase, como é desejado.

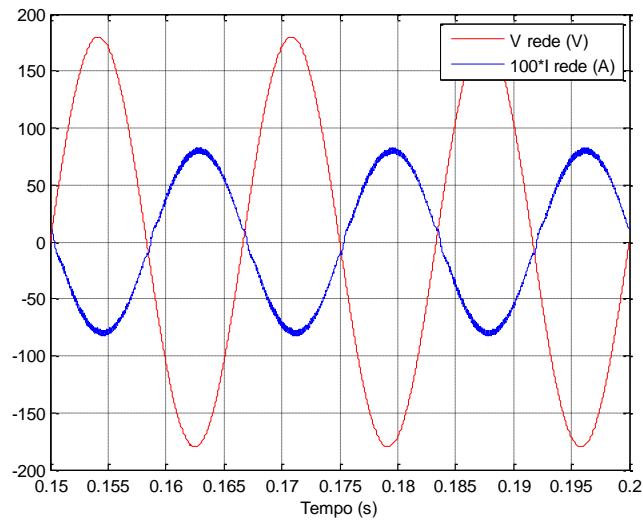
Figura 28: Tensão e corrente da rede para aplicação de 2 modos ressonantes



FONTE: O Autor

Nada obstante, aos bons resultados obtidos com a inclusão do segundo controlador, a investigação da influência da inserção de um maior número de controladores ressonantes na malha de controle prosseguiu e um terceiro controlador foi adicionado à malha de controle. A Figura 29 mostra o resultado obtido nesta situação, segundo o qual o terceiro modo ressonante foi introduzido na frequência de 300 Hz, relativa ao harmônico de quinta ordem. Segundo se pode observar através desta figura, a forma de onda da corrente injetada na rede elétrica se mostra praticamente senoidal, e, em contrafase com a tensão da rede elétrica. Portanto, apropriada para ser injetada no sistema de distribuição de energia elétrica.

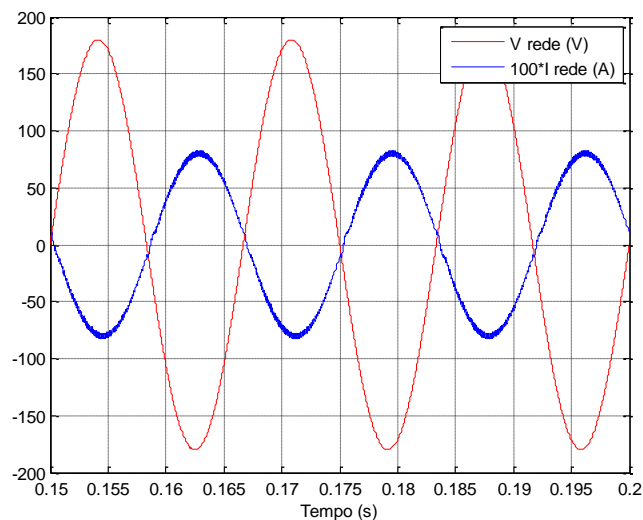
Figura 29: Tensão e corrente da rede para aplicação de 3 modos ressonantes



FONTE: O Autor

Dando prosseguimento ao estudo, um quarto controlador ressonante é introduzido na malha de controle, o qual é sintonizado na frequência do harmônico de sétima ordem, isto é na frequência de 420 Hz. Neste caso, não se percebe uma melhora em relação aos resultados obtidos anteriormente, expressos na figura anterior, com o uso de três controladores, como se pode verificar a partir da Figura 30.

Figura 30: Tensão e corrente da rede para aplicação de 4 modos ressonantes

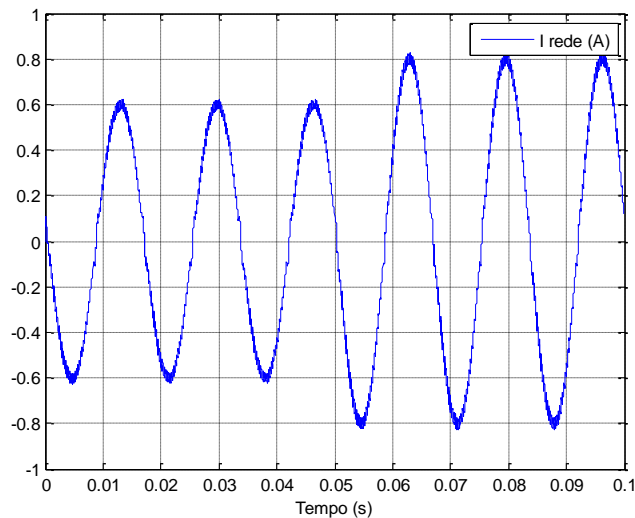


FONTE: O Autor

Visando verificar o comportamento dinâmico do sistema, o mesmo foi submetido a um degrau de potência, expresso pela variação do ciclo de trabalho máximo (d_{MAX}), o qual variou entre 0,6 e 0,8. Conforme se pode observar a partir da Figura 31, o aumento da potência fornecida para a rede elétrica (de aproximadamente 55 W para

70 W, considerando a tensão da rede elétrica de 127 V_{rms}) não resultou em nenhuma degradação da forma de onda de corrente injetada na rede elétrica a qual permaneceu praticamente senoidal. É notável a inexistência de sobressinal de corrente, assim como a rapidez da resposta da corrente, que não apresenta atrasos perceptíveis na frequência da rede elétrica, variando de amplitude imediatamente (a transição de d_{MAX} a qual correu na passagem por zero da senoide em 0,05s).

Figura 31: Corrente da rede para um degrau de potência.

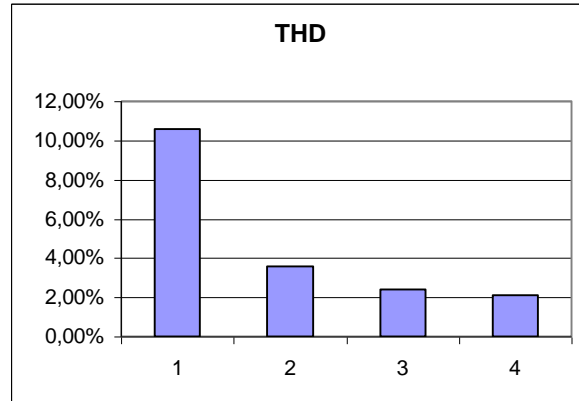


FONTE: O Autor

Visando a obtenção de um critério objetivo para a avaliação da qualidade da corrente de saída do IMI, um estudo para a determinação da Distorção Harmônica Total (*Total Harmonic Distortion* ou THD) foi levado a cabo para as situações anteriormente apresentadas, considerando os critérios especificados pela norma IEC 61000, que exigem para esse caso de microgeração de energia elétrica um valor aproximado de 5,0% na THD resultante. Na Figura 32, o resultado deste estudo é apresentado na forma de um gráfico de barras que apresenta a THD para as diferentes configurações dos controladores. Com o primeiro controlador ressonante, sintonizado na frequência de 60 Hz, a THD aproximada foi de 10,6%. Adicionando o segundo controlador ressonante, sintonizado na frequência de 180 Hz, foi possível observar uma redução significativa da THD para 3,6%. O resultado já estaria dentro dos limites em norma. Incluindo o terceiro controlador ressonante, sintonizado na frequência de 300 Hz, a THD resultante foi de 2,4%. Por fim, com a inserção do quarto controlador ressonante, sintonizado na frequência de 420 Hz, a THD atingiu o valor de 2,1%, resultando em uma pequena redução deste parâmetro com relação ao obtido com três controladores.

Assim, a partir deste ponto, a inclusão de um maior número de controladores não implica em uma redução significativa da THD da corrente de saída, como já era esperado.

Figura 32: Comparativo do THD para aplicação de 1 a 4 modos ressonantes



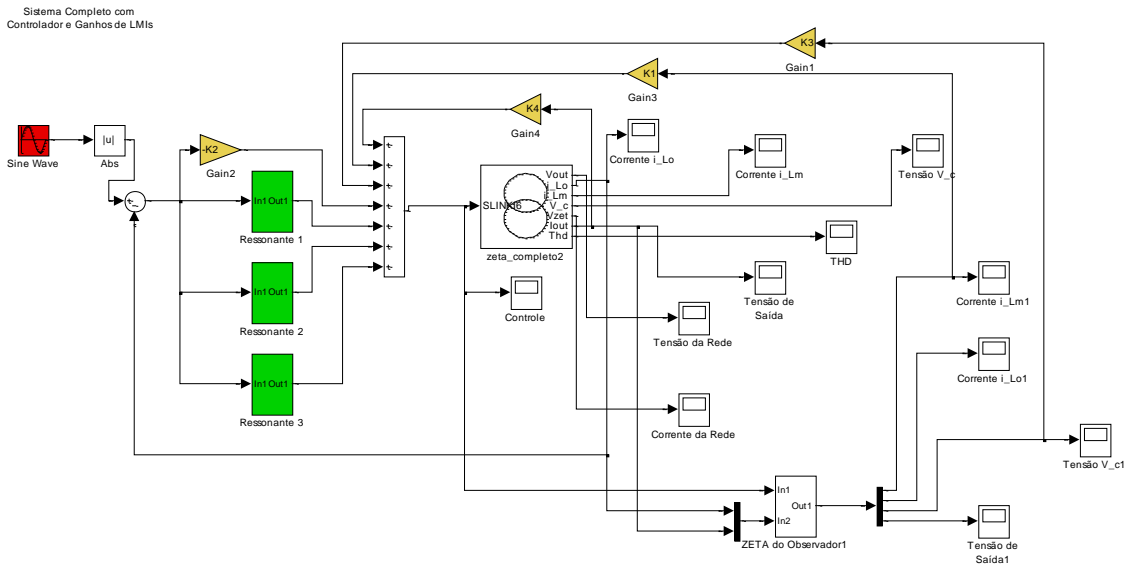
FONTE: O Autor

Como não houve um ganho significativo ao se adicionar o quarto modo ressonante, define-se que o uso de três modos ressonantes no controle do conversor Zeta pode ser o ideal para atingir os objetivos de redução de harmônicas e seguimento de referência do sinal de entrada. Contudo, ainda deve ser considerada a utilização do observador de estados em conjunto com o controle para estimação das variáveis i_{Lm} e V_C .

Arbitram-se quatro polos em -60000, -62000, -64000 e -66000 para o observador, considerando os pólos em malha fechada a serem exibidos ainda neste capítulo. Através da função *place* do Matlab®, é possível determinar a matriz L de correção do erro de estimação, necessária no projeto do observador. Com isso, podem ser obtidos novos resultados de simulação de tensão e corrente na rede elétrica comercial através do diagrama de simulação da Figura 33. O circuito utilizado na integração com o PSIM® é o mesmo da Figura 26.

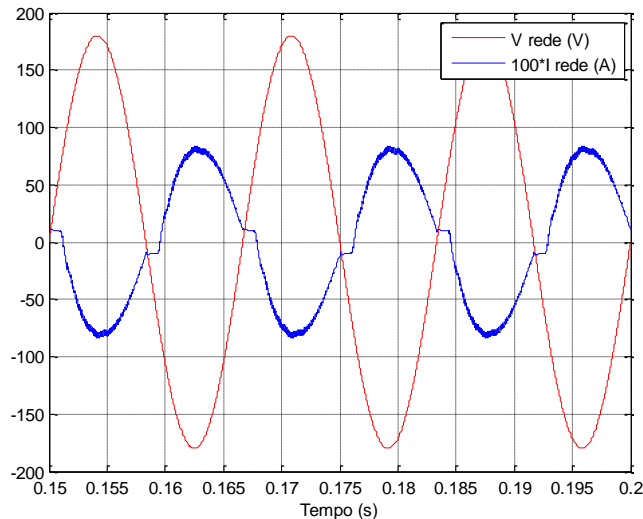
A Figura 34 mostra o resultado de simulação de tensão e corrente da rede elétrica com a aplicação do primeiro controlador ressonante e uso do observador de estados. Comparado ao resultado da Figura 27, percebe-se bastante semelhança no resultado obtido, onde apenas um controlador ressonante não é suficiente e a corrente continua apresentando alto conteúdo harmônico.

Figura 33: Diagrama de simulação no Simulink com inclusão do observador de estados



FONTE: O Autor

Figura 34: Tensão e corrente da rede para aplicação de 1 modo ressonante e utilização conjunta do observador de estados



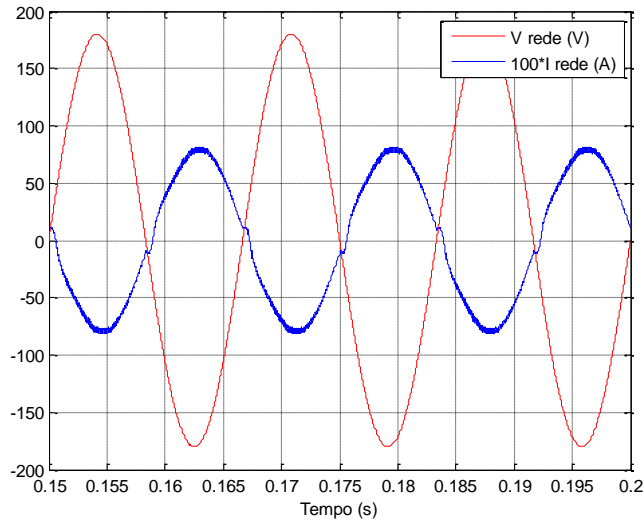
FONTE: O Autor

A Figura 35 mostra o resultado de simulação de tensão e corrente da rede elétrica com a aplicação de dois modos ressonantes. O resultado também é bastante semelhante ao da Figura 28, onde o conteúdo harmônico da corrente injetada na rede elétrica pode ser bastante reduzido, ao mesmo tempo em que essa corrente começa a entrar em contrafase com a tensão da rede.

Por fim, como já se atribuiu que três controladores ressonantes podem ser suficientes para os objetivos desejados neste estudo, tem-se na Figura 36 o resultado de simulação de tensão e corrente da rede elétrica com a aplicação de três modos

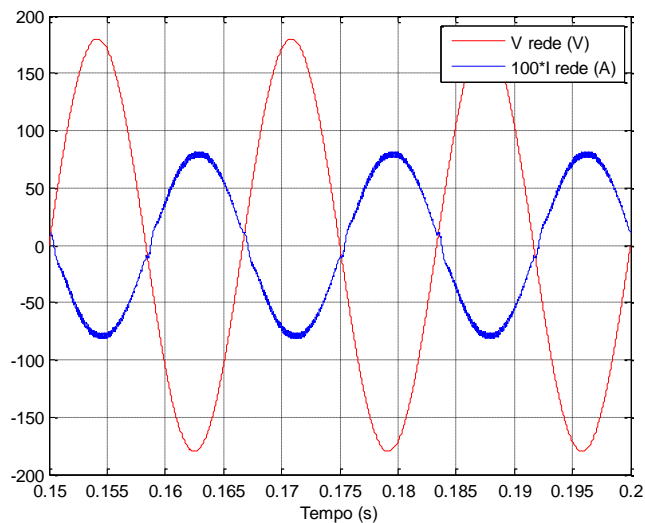
ressonantes. O resultado também é semelhante ao obtido na Figura 29, onde a corrente injetada está em contrafase com a tensão, possuindo baixíssimo teor harmônico.

Figura 35: Tensão e corrente da rede para aplicação de 2 modos ressonantes e utilização conjunta do observador de estados



FONTE: O Autor

Figura 36: Tensão e corrente da rede para aplicação de 3 modos ressonantes e utilização conjunta do observador de estados



FONTE: O Autor

Nos experimentos práticos a serem vistos ainda neste capítulo (realizados no domínio discreto), o observador de estados projetado poderá atuar em conjunto com o controle desenvolvido. Dessa forma, não será necessário o uso de instrumentação adicional no protótipo de baixo custo desenvolvido para este trabalho, e apenas a tensão de saída e a corrente de saída do conversor Zeta serão as variáveis mensuráveis.

5.2. Diagramas de Polos e Zeros

Também se comprova que a formulação LMI mostrada nas equações (4.10), (4.11) e (4.12) foi capaz de alocar os polos em malha fechada do sistema na região determinada ($\sigma = 1000$, $r = 60000$ e $\theta = 45^\circ$) à medida que vão se adicionando mais controladores ressonantes. Da Figura 37 até a Figura 39, encontram-se os diagramas de polos e zeros para a aplicação de um a três modos. Em cada figura, encontra-se também um detalhe dos zeros e polos mais próximos da origem.

Figura 37: Diagramas de Polos e Zeros para inserção de 1 controlador ressonante

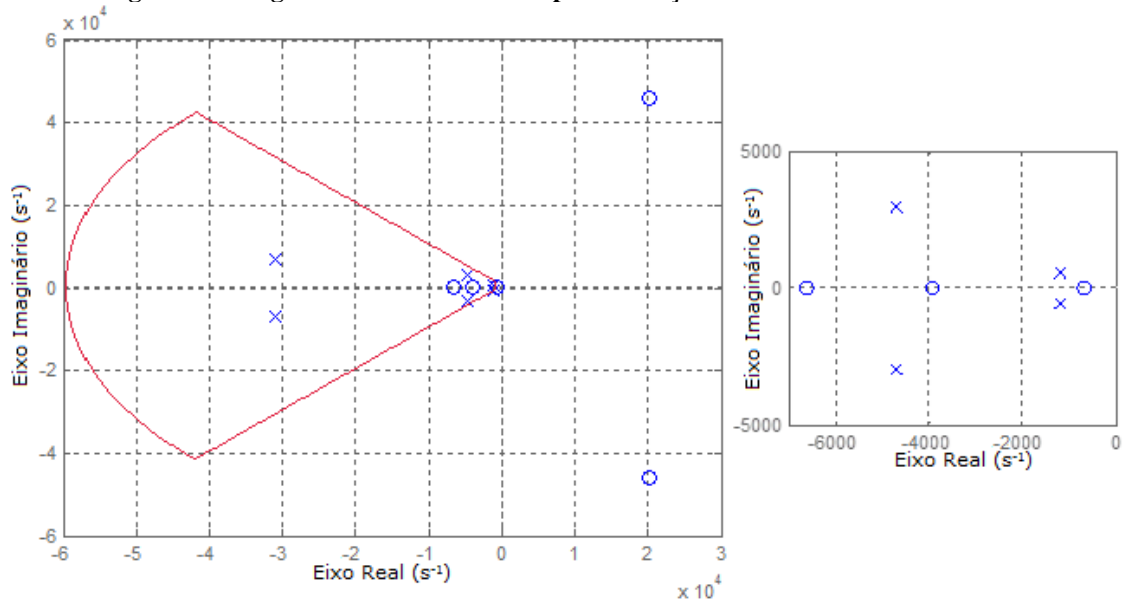
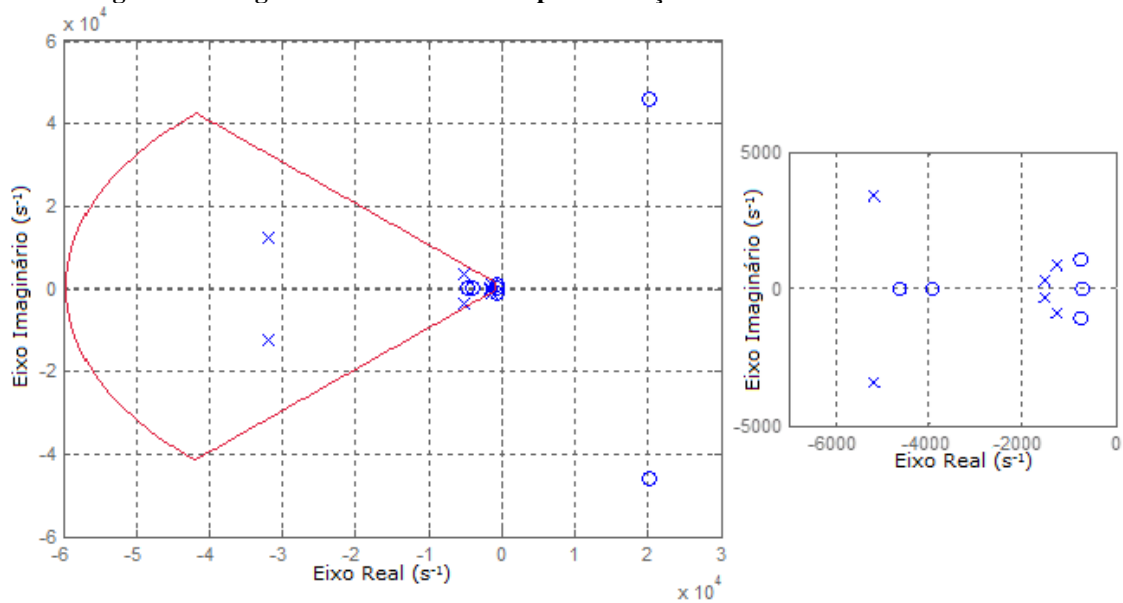
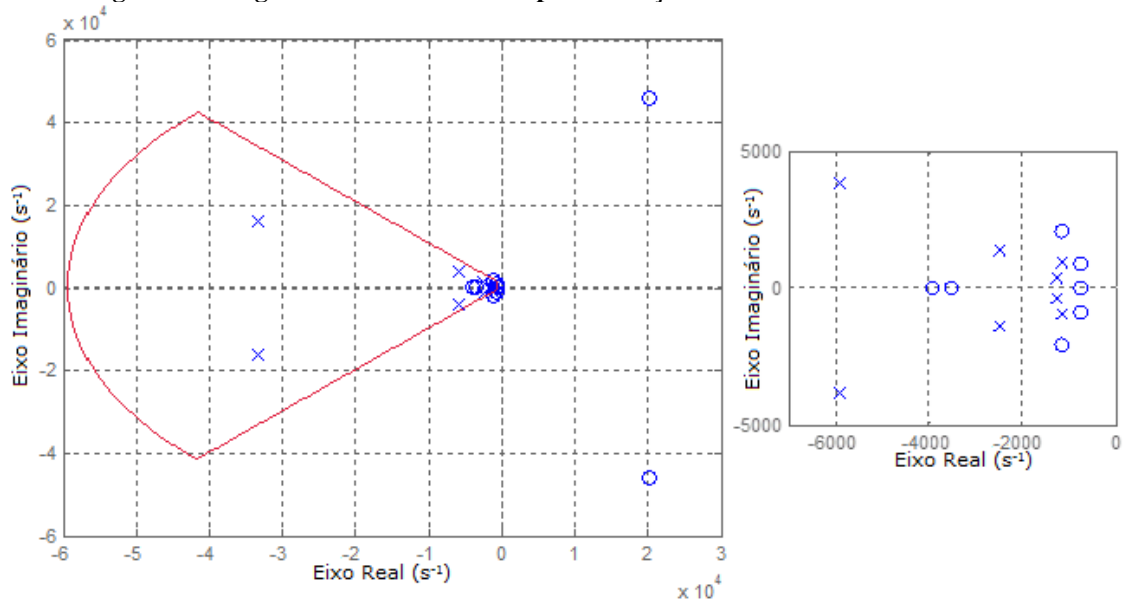


Figura 38: Diagramas de Polos e Zeros para inserção de 2 controladores ressonantes



FONTE: O Autor

Figura 39: Diagramas de Polos e Zeros para inserção de 3 controladores ressonantes



FONTE: O Autor

Comparando essas três figuras com o diagrama original de polos e zeros da Figura 22, é possível perceber que três zeros do sistema original foram mantidos, sendo dois zeros de fase não-mínima. Cada novo controlador ressonante inserido adiciona um novo par de polos ao sistema, com outros pares de polos se deslocando para a esquerda do eixo imaginário, tornando a resposta do sistema mais rápida. Esses polos sempre se mantêm na região determinada. Pares de zeros também são inseridos, aproximando-se de um dos zeros originais do sistema, localizado à esquerda do eixo imaginário.

5.3. Discretização dos Ganhos dos Controladores

Todo o projeto de determinação de ganhos dos controladores foi realizado no domínio contínuo devido à simplicidade de manipulação das variáveis que compõem as regiões convexas utilizadas pelo critério de D-estabilidade (MANO, 2010).

Entretanto, na realização prática do controle do conversor Zeta no sistema IMI, os ganhos obtidos pela resolução do problema de otimização detalhado no capítulo anterior se mostram adequados ao modelo contínuo do sistema. Também vale lembrar que os ganhos K5 a K12 dos controladores, obtidos na Tabela 3, possuem ordem elevada. Para a implementação do controle na plataforma Matlab/Simulink[®] em conjunto com o sistema de aquisição da placa DS1104 da dSPACE, é necessário determinar os valores dos ganhos dos controladores equivalentes no domínio discreto.

Através da técnica de discretização por Tustin (ou bilinear), tem-se a seguinte relação (MANO, 2010):

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

Relembrando então a função de transferência dos controladores ressonantes, conforme visto em (3.18):

$$C(s) = \frac{k_B s + k_A}{s^2 + \omega_{C_m}^2} \quad (5.2)$$

Onde m representa a ordem do harmônico, isto é, $m = 1, 3, 5, \dots$

Utilizando a relação (5.1), obtém-se a seguinte função de transferência discreta (MANO, 2010):

$$C(z) = \frac{b_{m2}z^2 + b_{m1}z + b_{m0}}{a_{m2}z^2 + a_{m1}z + a_{m0}} \quad (5.3)$$

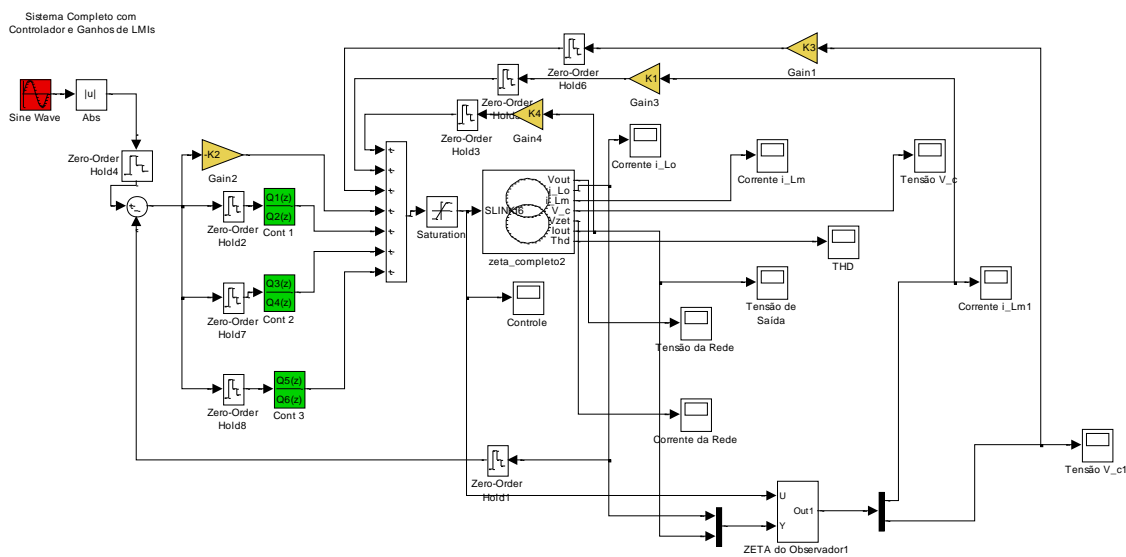
Sendo que os valores dos coeficientes de $C(z)$ são especificados na Tabela 4 (MANO, 2010):

Tabela 4 - Parâmetros dos Controladores Discretos

Parâmetro	Expressão
b_{m2}	$2Tk_B + k_A T^2$
b_{m1}	$2k_A T^2$
b_{m0}	$-2Tk_B + k_A T^2$
a_{m2}	$4 + \omega_{C_m}^2 T^2$
a_{m1}	$2\omega_{C_m}^2 T^2 - 8$
a_{m0}	$4 + \omega_{C_m}^2 T^2$
T	20 μ s

Na Figura 40, encontra-se o diagrama de simulação para o domínio discreto, já com o observador de estados incluído. O circuito de integração no PSIM® utilizado também foi o da Figura 26. Realizando a simulação dos controladores para o domínio discreto em conjunto com o observador de estados projetado para estimação de i_{Lm} e V_C , foram obtidos as formas de onda para tensão e corrente na rede elétrica comercial exibidas nas próximas figuras.

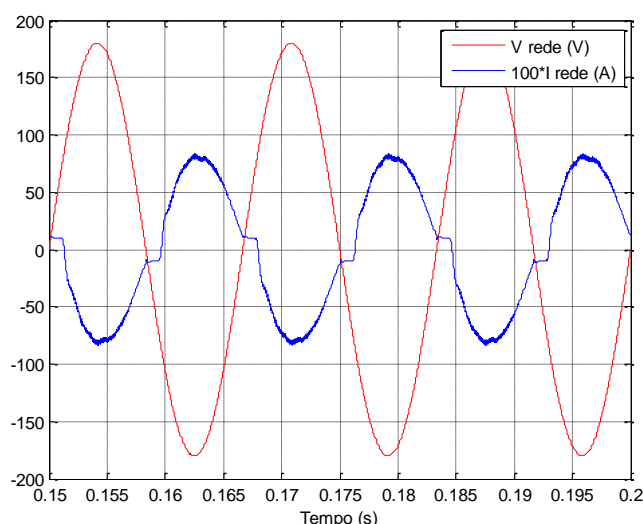
Figura 40: Diagrama de simulação no Simulink no domínio discreto



FONTE: O Autor

Quando se utiliza o primeiro controlador no modo discreto em conjunto com o observador de estados, tem-se o resultado da Figura 41, onde a corrente injetada possui um conteúdo harmônico considerável. Portanto, um maior número de modos ressonantes deve ser utilizado para reduzir a distorção harmônica e garantir que corrente e a tensão estejam em contrafase.

Figura 41: Tensão e corrente da rede para aplicação de 1 modo ressonante no domínio discreto e utilização conjunta do observador de estados

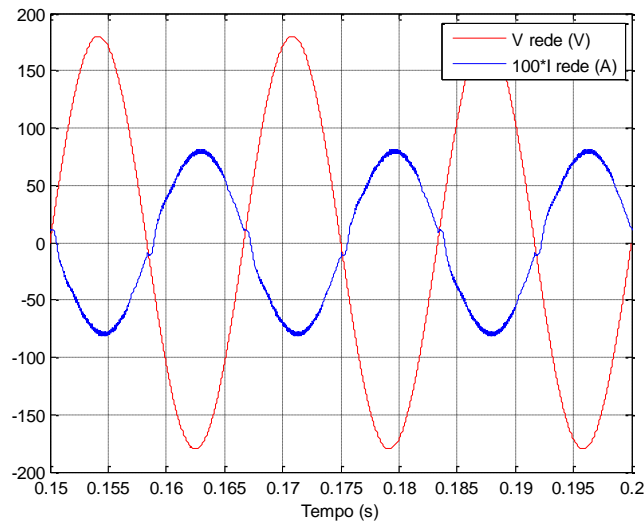


FONTE: O Autor

Já a utilização de apenas dois controladores ressonantes (um na frequência fundamental e outro na frequência do terceiro harmônico, 180 Hz), implica em uma melhoria significativa da qualidade da forma de onda da corrente. A Figura 42 apresenta

o resultado obtido nesta situação. Assim, como foi obtido nas simulações no domínio contínuo, o conteúdo harmônico na corrente de saída é consideravelmente reduzido e as formas de onda de corrente e de tensão começam a entrar em contrafase conforme se necessita.

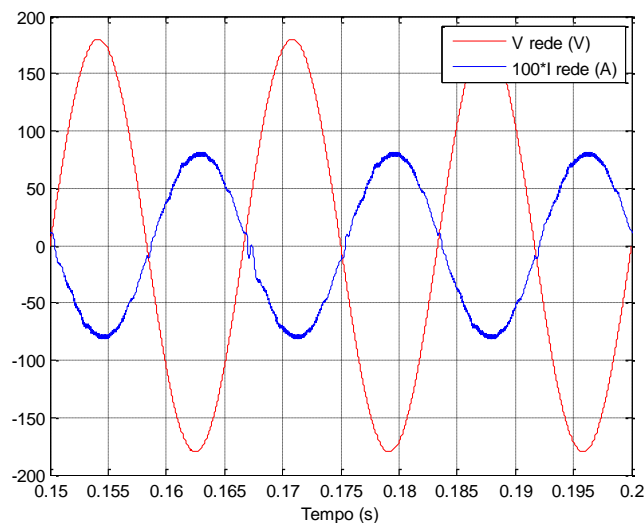
Figura 42: Tensão e corrente da rede para aplicação de 2 modos ressonantes no domínio discreto e utilização conjunta do observador de estados



FONTE: O Autor

Por fim, adicionando o terceiro controlador ressonante (segundo a frequência do harmônico de quinta ordem, 300 Hz) no domínio discreto e utilizando o observador de estados em conjunto, tem-se o resultado da Figura 43, que apresenta a corrente injetada na rede elétrica em contrafase com a tensão e o conteúdo harmônico bastante reduzido.

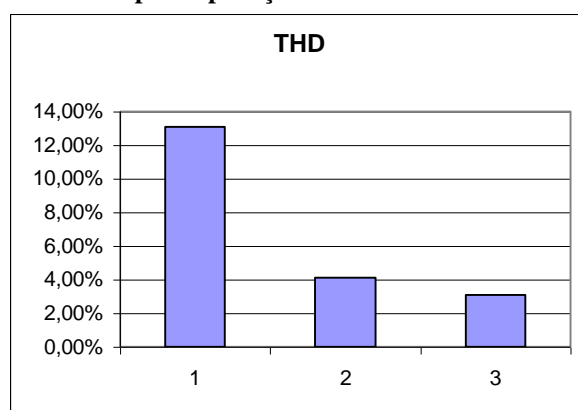
Figura 43: Tensão e corrente da rede para aplicação de 3 modos ressonantes no domínio discreto e utilização conjunta do observador de estados



FONTE: O Autor

A medição da THD nestas novas simulações se encontra na Figura 44. A aplicação do primeiro controlador, que segue a frequência de 60 Hz, resultou num percentual aproximado de 13,2 % de THD, um valor elevado. Aplicando o segundo controlador, que segue a frequência de 180 Hz, já resulta em uma THD aproximada em 4,1 %, estando já de acordo com os limites em norma. A adição do terceiro controlador, que segue a frequência de 300 Hz, resultou num valor aproximado de 3,1 % de THD. Dado que a distorção harmônica total para os harmônicos de ordem ímpar (da 3ª até a 9ª ordem) devem estar abaixo de 4,0 %, apenas três modos ressonantes podem ser suficientes para atingir os objetivos desejados no âmbito deste trabalho.

Figura 44: Comparativo de THD para aplicação de 1 a 3 modos ressonantes no domínio discreto



FONTE: O Autor

5.4. Resultados Experimentais

Para verificação dos resultados experimentais, fez-se uso dos protótipos do Conversor Zeta e do Inversor de Corrente conectados em cascata, exibidos nas Figuras 45 e 46, respectivamente. No Conversor Zeta projetado, os componentes possuem os valores da Tabela 2. A tensão de entrada V_G que representa a tensão provida dos painéis fotovoltaicos operando no ponto STC foi emulada através de uma fonte HP[®] 6574A, que permite ajuste de tensão e de corrente.

Já o acionamento do interruptor S do conversor Zeta com a aplicação dos controladores ressonantes e o acionamento dos transistores do Inversor de Corrente é realizado através da placa DS1104 da dSPACE[®]. Nesse acionamento, a referência é obtida colhendo-se uma amostra da forma de onda da rede elétrica através de um transformador de 6 V, para que se obtenha na saída do sistema uma corrente com as mesmas características da forma de onda da tensão da rede elétrica, enquanto a corrente

i_{LO} é obtida por um sensor de efeito Hall LA55-P da marca LEM[®]. Da Figura 47 até a Figura 51, encontra-se o diagrama de blocos do controle na interface de tempo real do Simulink[®] com a placa dSPACE[®], que possui os devidos módulos para aquisição da tensão de referência proveniente da rede elétrica e para a aquisição da corrente do indutor de saída, além do módulo para o PWM imposto ao transistor do Conversor Zeta e módulos de envio de dados, utilizados para o acionamento dos transistores do CSI (dSPACE, 2003).

Figura 45: Protótipo desenvolvido do conversor Zeta

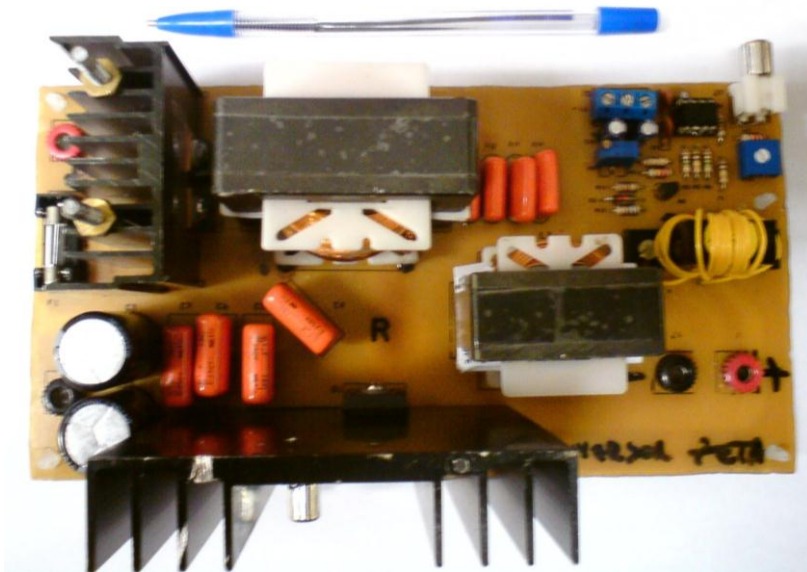
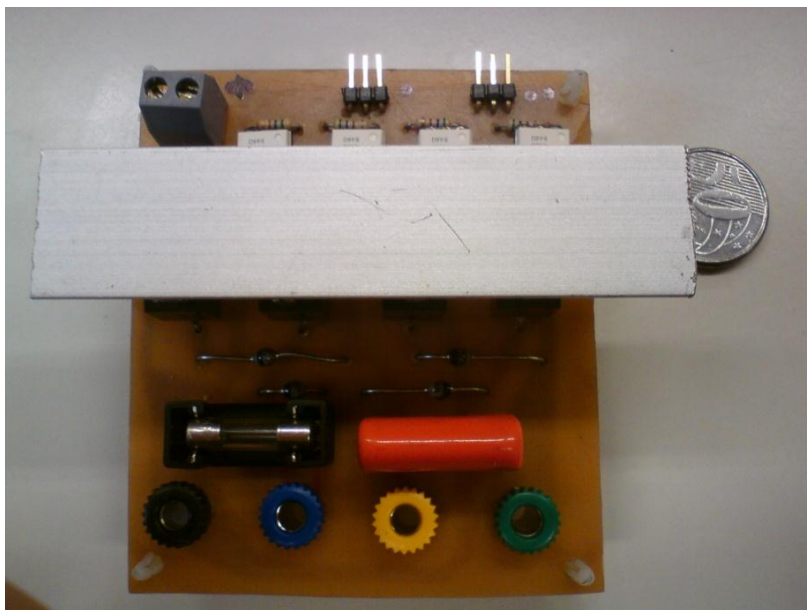


Figura 46: Protótipo desenvolvido do inversor de corrente em ponte completa



FONTE: Viero (2011)

Cabe salientar que a aquisição dos sinais de realimentação da tensão e corrente de saída necessitam de um ajuste off-set (para a corrente) e de um ganho de

condicionamento (para ambos os sinais) para que tanto a malha de controle do conversor Zeta como o acionamento do inversor de corrente trabalhe com as amplitudes reais destes sinais.

Figura 47: Implementação do controle do IMI na dSPACE

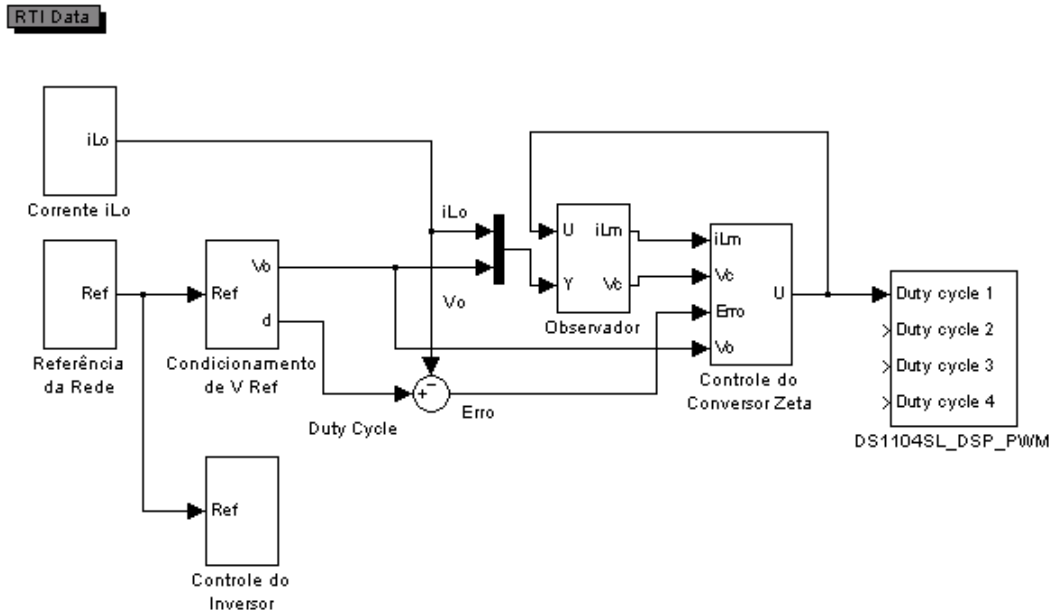


Figura 48: Condição dos sinais da referência da rede e da corrente iLo

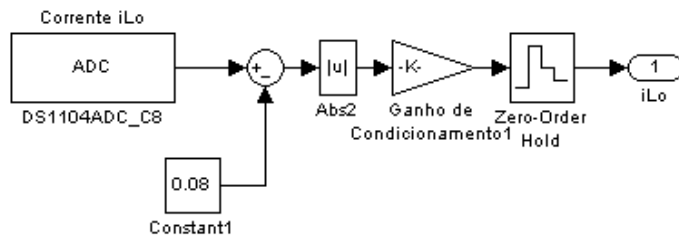


Figura 49: Observador de estados implementado no domínio discreto

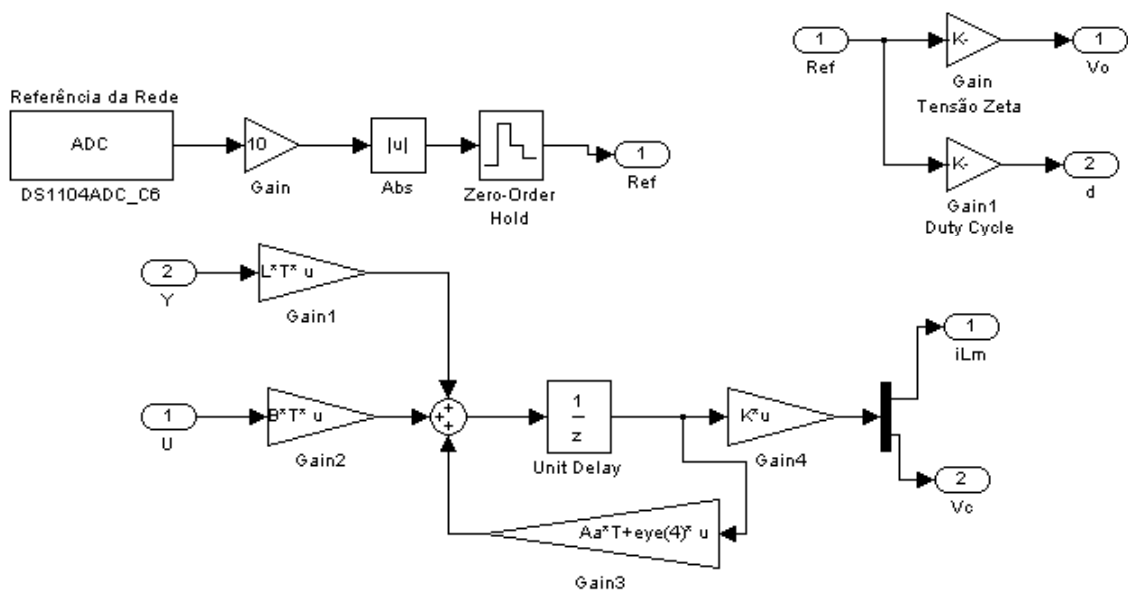


Figura 50: Controladores ressonantes para o Conversor Zeta

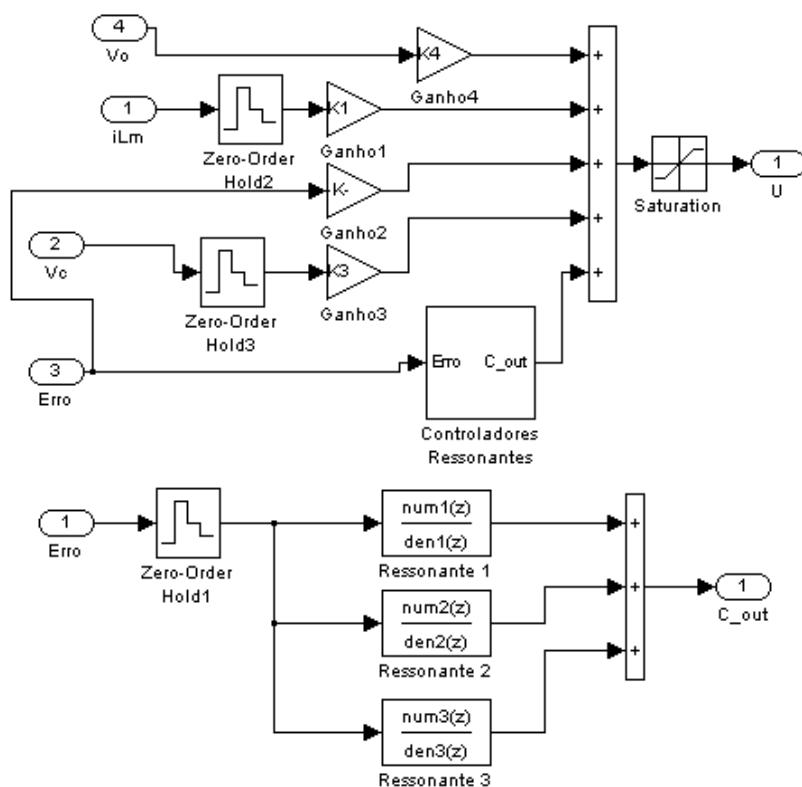
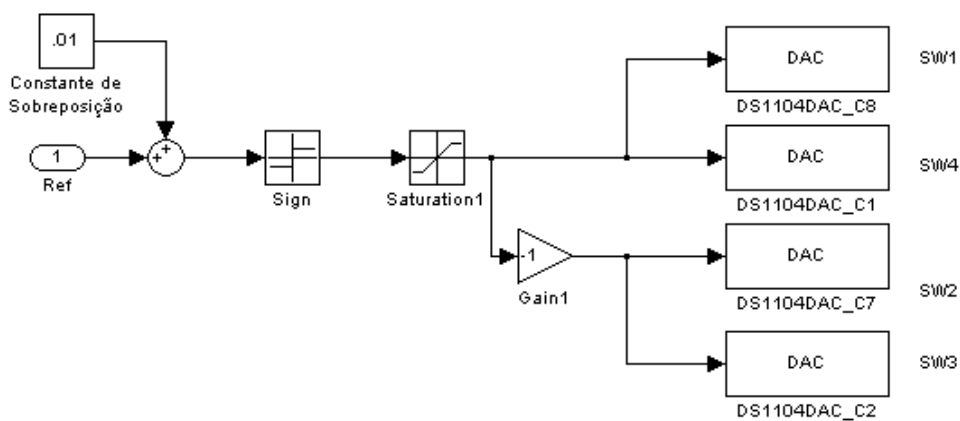


Figura 51: Controle do inversor de corrente em ponte completa



FONTE: O Autor

As leituras de tensão e corrente, além da medição do THD, que são ilustradas a seguir, foram obtidas através de osciloscópios THS720P e TDS3014 da Tektronix®.

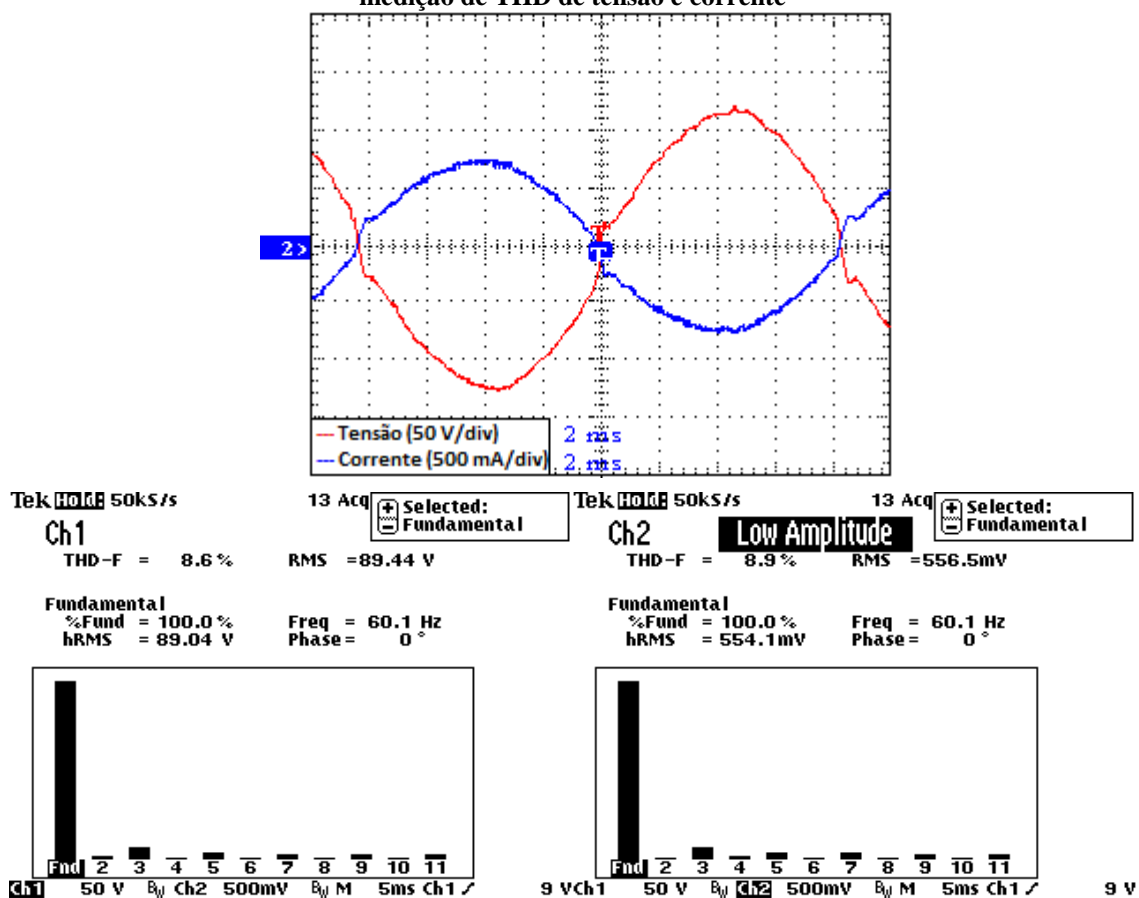
5.4.1. Conexão à Carga Resistiva

Inicialmente, o controle proposto empregando apenas um controlador ressonante foi ensaiado estando o IMI conectado a uma carga resistiva pura. Utilizou-se uma carga

aproximada de 162Ω a qual emula a quantidade de energia elétrica disponível nos terminais dos painéis solares PV que será injetada na rede elétrica da concessionária.

Pode-se perceber que o controle projetado é capaz de seguir a referência de entrada senoidal desejada, apesar de resultar em uma forma de onda senoidal distorcida, quando se utiliza apenas um controlador ressonante, conforme se pode observar a partir da Figura 52, que apresenta os resultados obtidos nesta situação. A THD medida neste ensaio é de aproximadamente 8,9 %, estando alguns harmônicos de ordem ímpar em torno de 3,0 a 4,0 %. Contudo, o harmônico de terceira ordem possui uma taxa elevada.

Figura 52: Tensão e corrente na carga resistiva para aplicação de 1 controlador ressonante e medição de THD de tensão e corrente

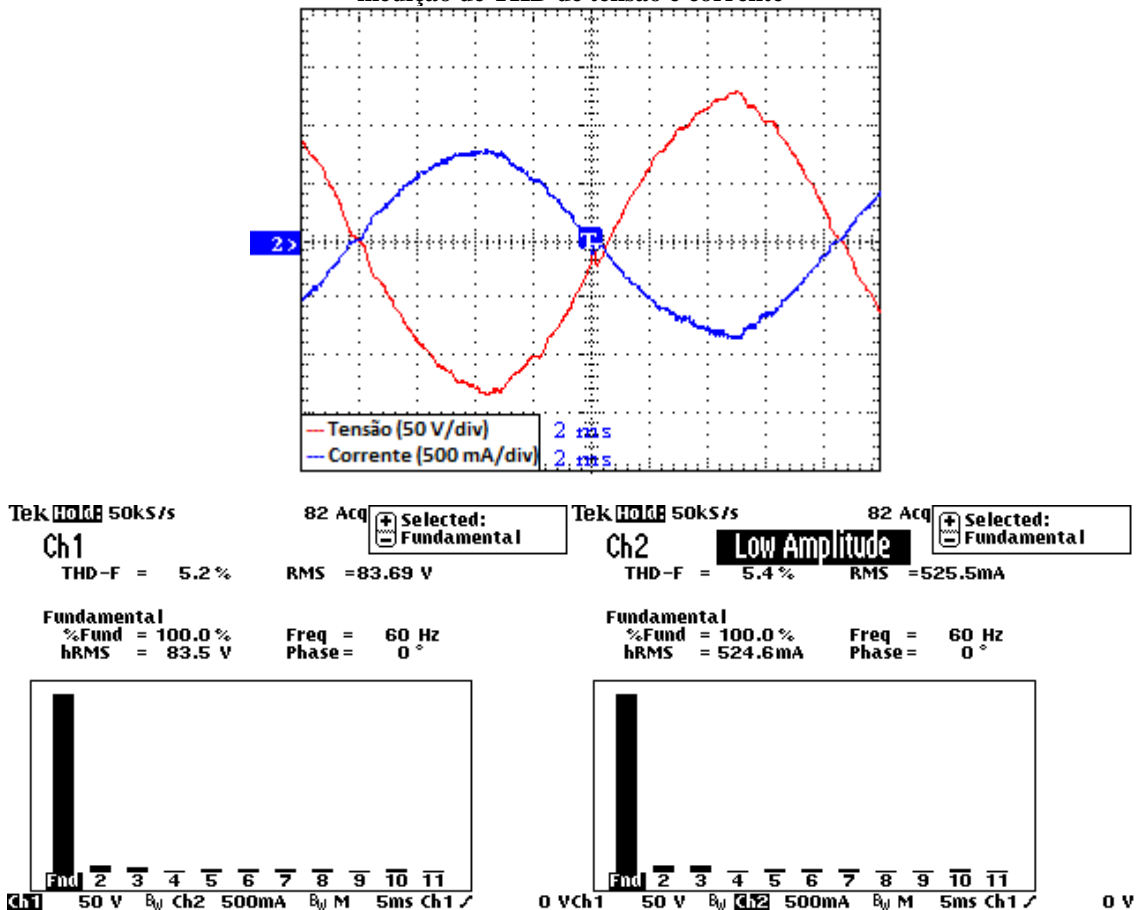


FONTE: O Autor

A adição do segundo controlador ressonante, que segue a frequência do terceiro harmônico (180 Hz), resulta nas medições apresentadas na Figura 53. Uma importante redução na THD é observada, resultando em um valor de aproximadamente 5,4 %. A corrente na carga resistiva, assim como a sua imagem observada na tensão nos terminais do resistor de carga, apresenta uma forma de onda quase senoidal, bastante semelhante aos resultados obtidos previamente através das simulações que foram realizadas

considerando uma situação análoga para o controle do IMI em estudo. As harmônicas de ordem ímpar se mostram numa taxa aceitável. Contudo, repara-se um nível considerável no harmônico de segunda ordem.

Figura 53: Tensão e corrente na carga resistiva para aplicação de 2 controladores ressonantes e medição de THD de tensão e corrente

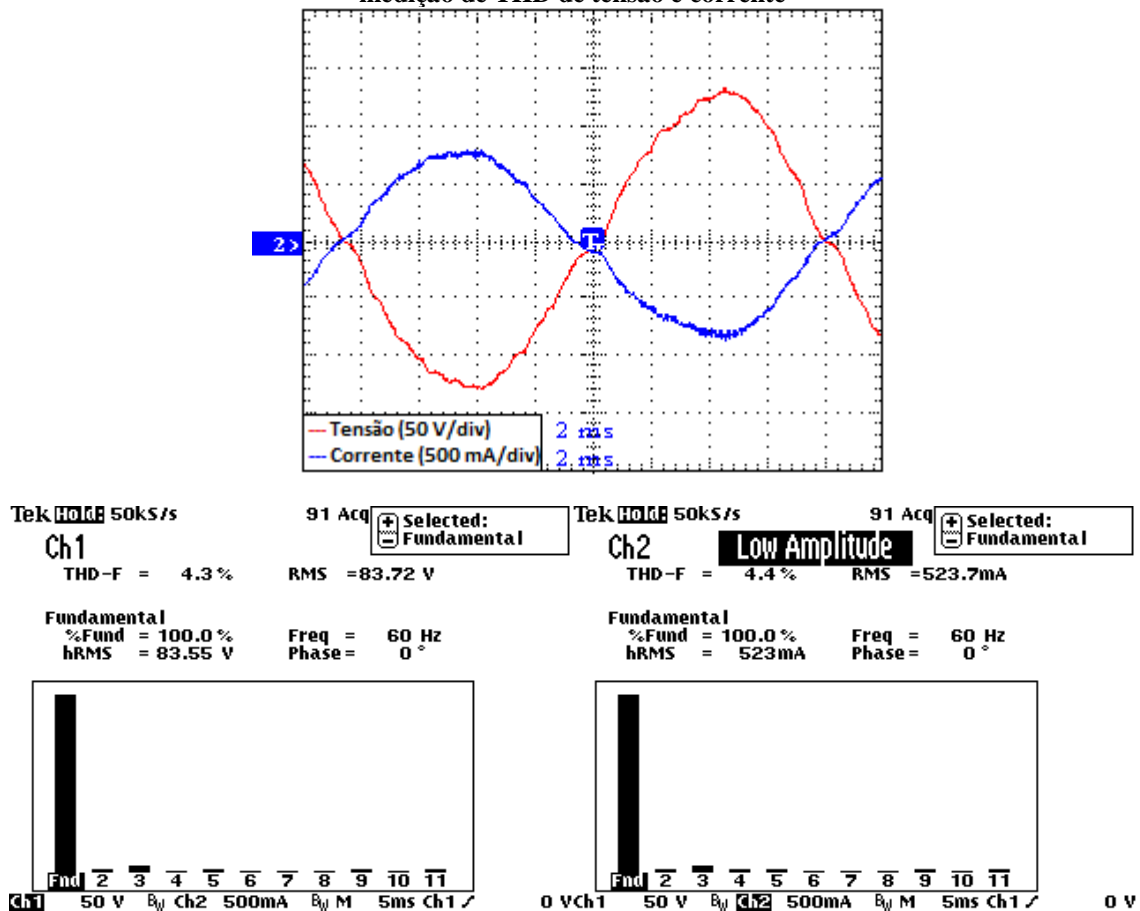


FONTE: O Autor

A Figura 54 representa o comportamento do IMI, com carga resistiva, considerando a inclusão de mais um controlador ressonante, sintonizado na frequência de 300 Hz, referente ao quinto harmônico da frequência da rede elétrica. Em comparação aos resultados obtidos na figura anterior, não houve grande mudança qualitativa entre ambas as formas de onda representadas nestas figuras. Assim, como ocorreu no estudo prévio realizado através de simulações, aqui também se obteve uma redução na THD, a qual é de aproximadamente 4,4 %, que é compatível com os limites harmônicos estabelecidos pela norma IEC 61000. Entretanto, o resultado obtido no protótipo experimental apresenta uma THD superior aos resultados obtidos via simulação. Esta degradação do desempenho do IMI real, em relação ao ideal, pode ser atribuída basicamente ao fato de que a referência da forma de onda da corrente de saída

do IMI seja proveniente da qualidade da tensão disponível na rede elétrica, disponível em laboratório, a qual apresenta uma THD significativa de aproximadamente 2,0 %. Contudo, a inclusão deste terceiro controlador confirmou os resultados obtidos nas simulações realizadas anteriormente. Assim, o uso de três controladores ressonantes para o IMI a ser conectado à rede elétrica apresenta uma relação custo-benefício adequada para o escopo deste trabalho.

Figura 54: Tensão e corrente na carga resistiva para aplicação de 3 controladores ressonantes e medição de THD de tensão e corrente

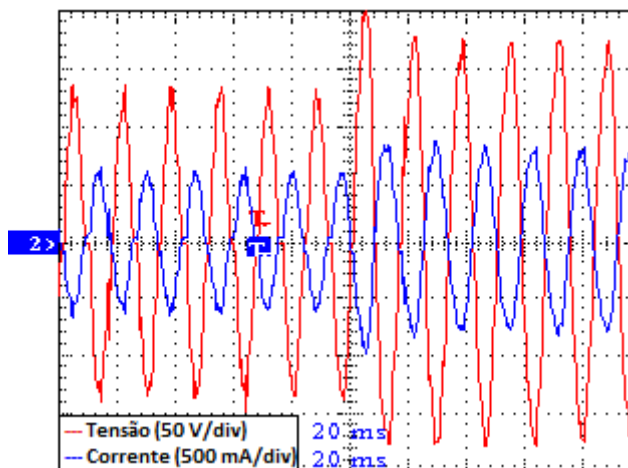


FONTE: O Autor

Para avaliar a resposta dinâmica do controle em malha fechada, o IMI foi submetido a um degrau de carga semelhante a aquele simulado anteriormente, cujos resultados foram apresentados na Figura 31. Assim, variou-se a razão cíclica máxima (d_{MAX}) entre 0,6 e 0,8, considerando uma carga resistiva de 210 Ω , conectada na saída do IMI. A Figura 55 apresenta o comportamento da corrente (azul) neste ensaio, a forma de onda de tensão (vermelho), que nada mais é que uma imagem da corrente, no presente caso em que a carga é resistiva, também é apresentada. A partir desta figura se observa que o sistema responde instantaneamente ao degrau, sem introduzir nenhuma

distorção perceptível na forma de onda da corrente. Contudo, se observa um sobressinal que necessita de aproximadamente meio ciclo da rede elétrica para que a completa estabilização do sistema seja atingida.

Figura 55: Tensão e corrente na carga resistiva para mudança na razão cíclica de trabalho



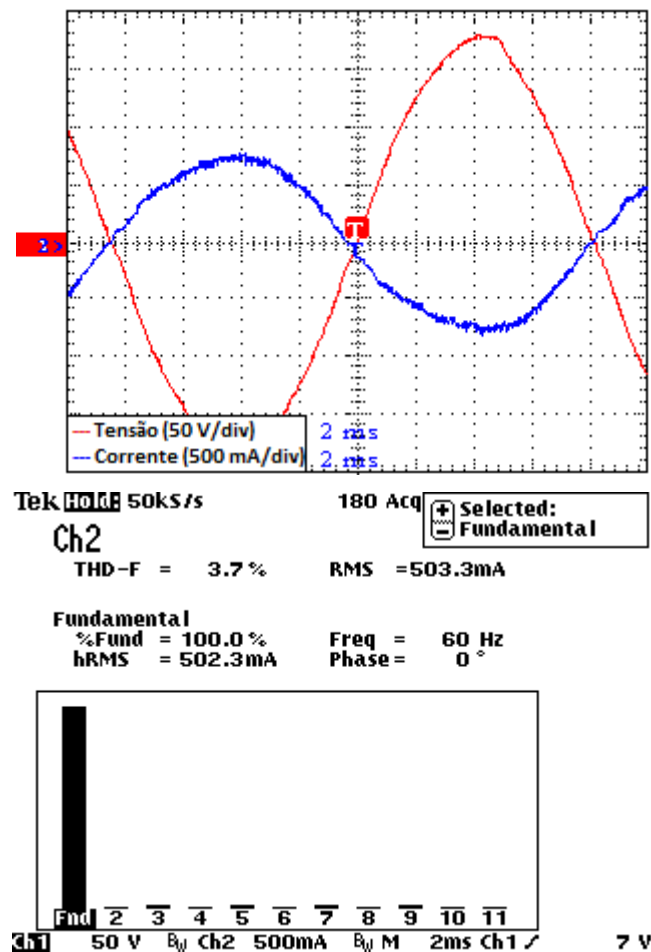
FONTE: O Autor

5.4.2. Conexão à Rede Elétrica

A continuação, apresenta-se um conjunto de resultados obtidos após a realização de vários ensaios de laboratório através dos quais se estudou a conexão do IMI proposto à rede elétrica. Os ensaios foram realizados a partir do protótipo final do IMI no qual os três controladores ressonantes estudados anteriormente foram aplicados. Os resultados apresentados na Figura 56 mostram a tensão da rede elétrica (vermelho) e a corrente de saída do IMI (azul) que foi injetada na rede elétrica. Os resultados obtidos a partir da conexão a rede elétrica se mostraram similares a aqueles obtidos anteriormente considerando carga resistiva, seja por simulação ou experimentalmente, exceto pelo fato de que a tensão da rede elétrica não é perturbada pela corrente que está sendo injetada no sistema. Esta insensibilidade da tensão da rede elétrica já era esperada dada a baixa impedância da rede e ao insignificante nível de potência que está sendo injetado pelo IMI na mesma, o qual é da ordem de 70 W. O valor medido da THD da corrente de saída do IMI é da ordem de 3,7 %, o qual é muito próximo dos resultados obtidos anteriormente considerando apenas uma carga resistiva pura. Dessa forma, ficou comprovado que o controle proposto atingiu os critérios de limite de harmônicos estabelecidos pela norma IEC 61000.

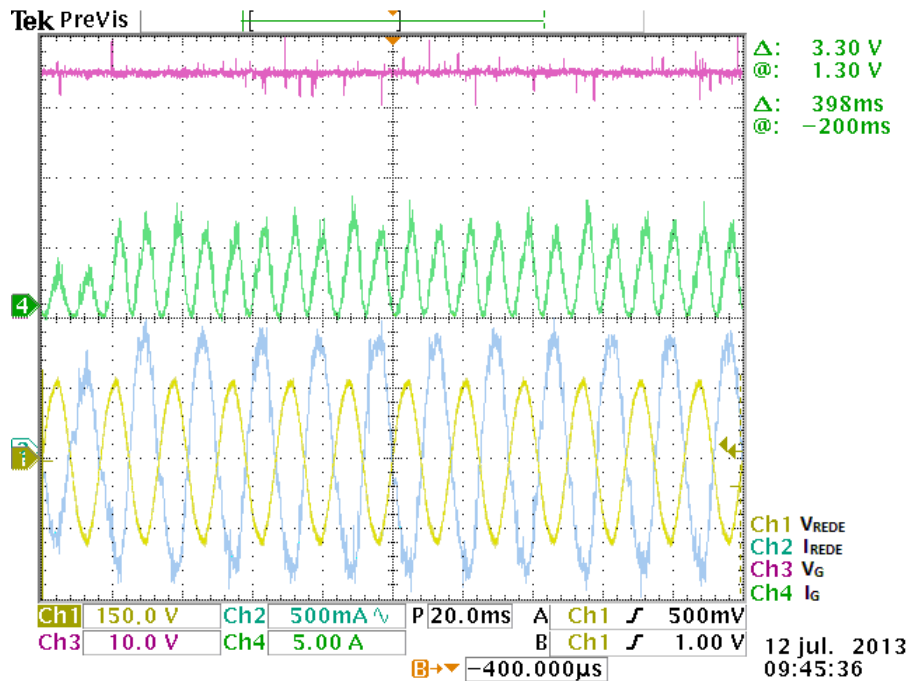
Analogamente ao estudo realizado anteriormente, via simulação considerando carga resistiva, a resposta do sistema na presença de um degrau de carga também foi investigada, considerando o sistema conectado a rede elétrica. Destarte, variou-se a razão cíclica máxima (d_{MAX}) do conversor Zeta entre 0,6 e 0,8 o que emula uma variação instantânea da potência disponível nos terminais dos painéis solares PV de 54 W para 72 W. A Figura 57 apresenta a tensão e a corrente na entrada do conversor Zeta (V_G e I_G), assim como a corrente na saída do IMI, que está sendo injetada na rede elétrica, e a tensão da própria rede (I_{REDE} e V_{REDE}). Os resultados alcançados confirmam a rápida dinâmica do sistema, considerando a base de tempo da rede elétrica. Afinal, a estabilização do sistema foi obtida em aproximadamente meio ciclo da rede elétrica. Ao contrário do que se observou com carga resistiva, não houve sobressinal de corrente. A robustez dos controladores ressonantes frente a significativas variações de carga também foi verificada. A modelagem do conversor Zeta conectado a uma carga resistiva se mostrou válida para representar o sistema IMI conectado à rede elétrica.

Figura 56: Tensão e corrente (i) e THD (ii) na rede elétrica.



FONTE: O Autor

Figura 57: Tensão e corrente na rede elétrica para aumento na razão cíclica de trabalho



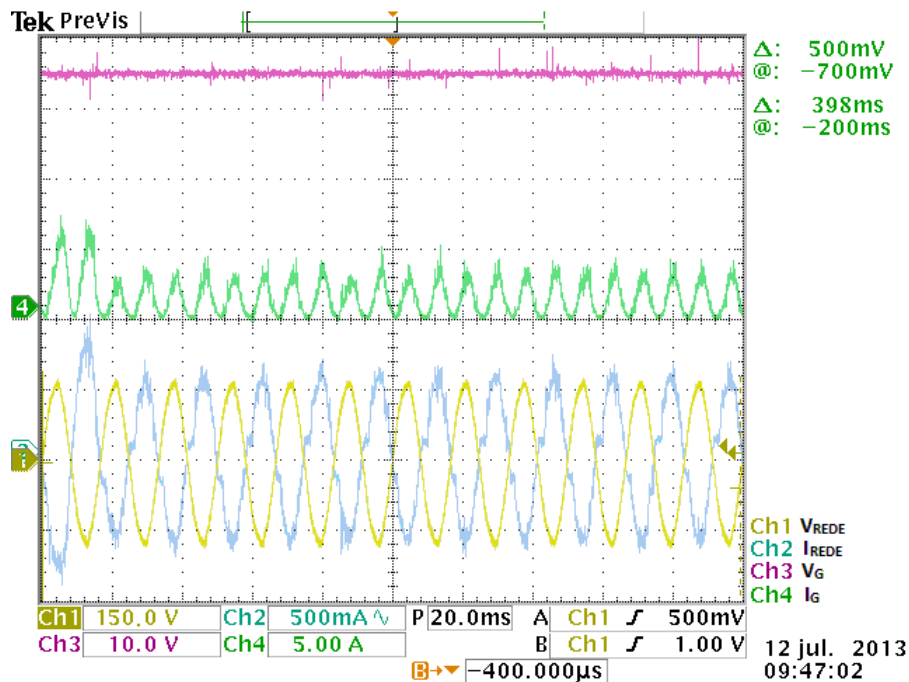
FONTE: O Autor

A seguir, apresentam-se os resultados obtidos a partir da realização de um degrau negativo de potência, segundo o qual a razão cíclica máxima (d_{MAX}) do conversor Zeta se reduz de 0,8 para 0,6, o que faz com que a potência aproximada que está sendo injetada na rede elétrica seja reduzida de 72 W para 54 W. A partir da análise da Figura 58, a qual apresenta a tensão e a corrente na entrada do conversor Zeta (V_G e I_G), assim como a corrente na saída do IMI, que está sendo injetada na rede elétrica, e a tensão da própria rede (I_{REDE} e V_{REDE}), verifica-se que o degrau negativo de potência, expresso pela redução da razão cíclica máxima (d_{MAX}) do conversor não alterou o comportamento dinâmico do sistema, o qual entrou em regime após transcorrido um intervalo de tempo equivalente a meio ciclo da rede elétrica, conforme já havia ocorrido no ensaio anterior considerando um degrau positivo de potência.

A resposta dinâmica do IMI frente a variações da tensão de entrada do conversor Zeta também foi objeto de estudo experimental. Os ensaios realizados evidenciam que o sistema permanece estável frente a variações na tensão de entrada do conversor Zeta. O primeiro ensaio foi realizado fazendo com que a tensão de entrada dos painéis solares PV variasse de 27 para 34 V, conforme se mostra na Figura 59. Esta figura apresenta a tensão e a corrente na entrada do conversor Zeta (V_G e I_G), assim como a corrente na saída do IMI, que está sendo injetada na rede elétrica, e a tensão da própria rede (I_{REDE} e V_{REDE}). A lenta transição da tensão V_G se deve as características da fonte de

alimentação empregada para emular os painéis PV, o que implica em algum sobressinal de corrente durante o aumento de tensão. Não foi observada nenhuma variação significativa no comportamento dinâmico do sistema, que se mantém em regime permanente, sem apresentar nenhum sobressinal na corrente injetada na rede elétrica. Cabe destacar que o controlador ressonante foi desenvolvido considerando uma referência de corrente com amplitude fixa, tendo em vista, que nenhuma estratégia MPPT foi realizada neste trabalho.

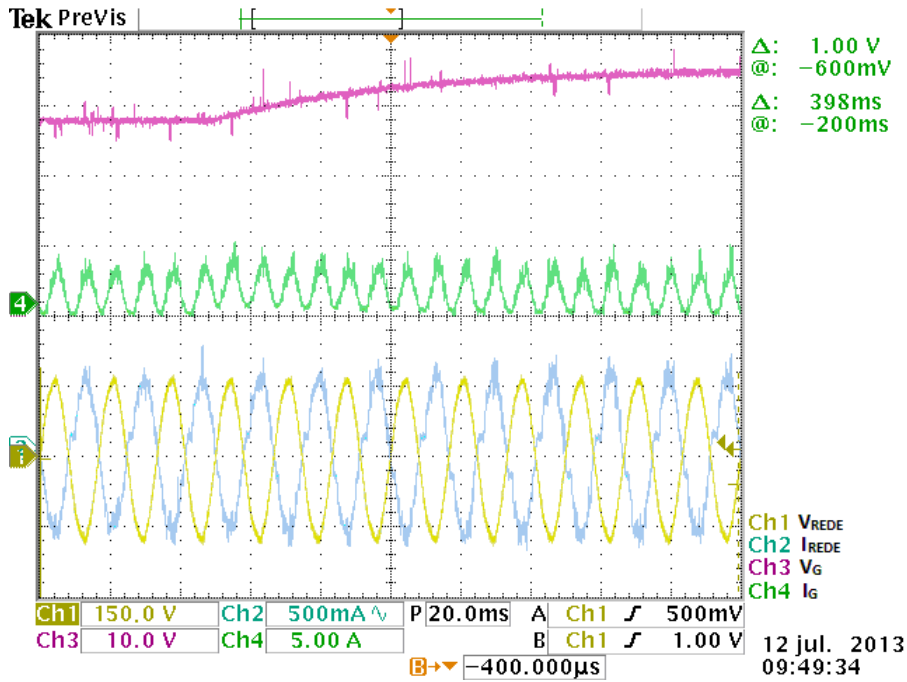
Figura 58: Tensão e corrente na rede elétrica para redução na razão cíclica de trabalho



FONTE: O Autor

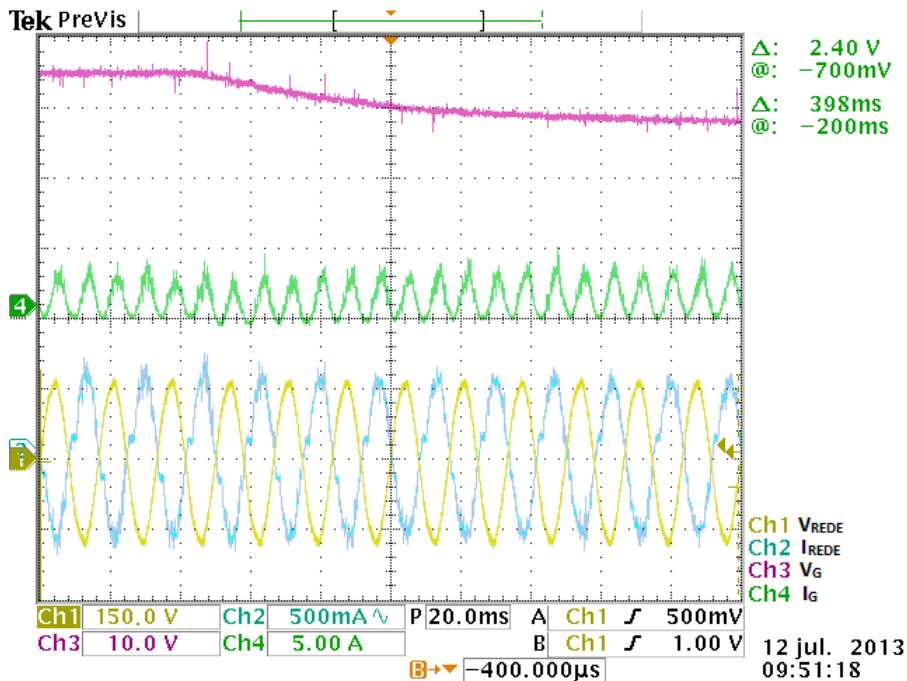
Em seguida, se realizou o ensaio de redução da tensão de entrada do conversor a qual foi reduzida de 34 V para 27 V. Os resultados obtidos mostram que o sistema se manteve estável frente às variações na tensão de entrada, conforme se pode observar a partir da Figura 60, que apresenta a tensão e a corrente na entrada do conversor Zeta (V_G e I_G), assim como a corrente na saída do IMI, que está sendo injetada na rede elétrica, e a tensão da própria rede (I_{REDE} e V_{REDE}). Este ensaio e o anterior foram realizados mantendo-se a razão cíclica máxima do conversor Zeta igual a 0,6 ($d_{MAX} = 0,6$). Assim, como no ensaio anterior, não há grandes mudanças no comportamento dinâmico do sistema, sendo que o mesmo se mostrou efetivo mantendo a amplitude da corrente de saída praticamente constante.

Figura 59: Tensão e corrente na rede elétrica para aumento da tensão V_G (27 a 34 V) e $d_{MAX} = 0,6$



FONTE: O Autor

Figura 60: Tensão e corrente na rede elétrica para redução da tensão V_G (34 a 27 V) e $d_{MAX} = 0,6$



FONTE: O Autor

A continuação são apresentados os resultados obtidos a partir da realização de um novo conjunto de ensaios realizados no protótipo do IMI, considerando uma maior amplitude da variação da tensão de entrada do conversor Zeta, a qual varia de 20 para 34 V e vice-versa. Os ensaios foram realizados considerando uma razão cíclica máxima

do conversor Zeta igual a 0,6 ($d_{MAX} = 0,6$). A Figura 61 retrata os resultados considerando uma variação crescente da tensão de entrada V_G enquanto que a Figura 62 mostra o caso contrário, isto é, para uma variação decrescente. Observa-se comportamento análogo ao apresentado anteriormente do ponto de vista da resposta dinâmica, com algum sobressinal de corrente durante a mudança de tensão.

Figura 61: Tensão e corrente na rede elétrica para aumento da tensão V_G (20 a 34 V) e $d_{MAX} = 0,6$

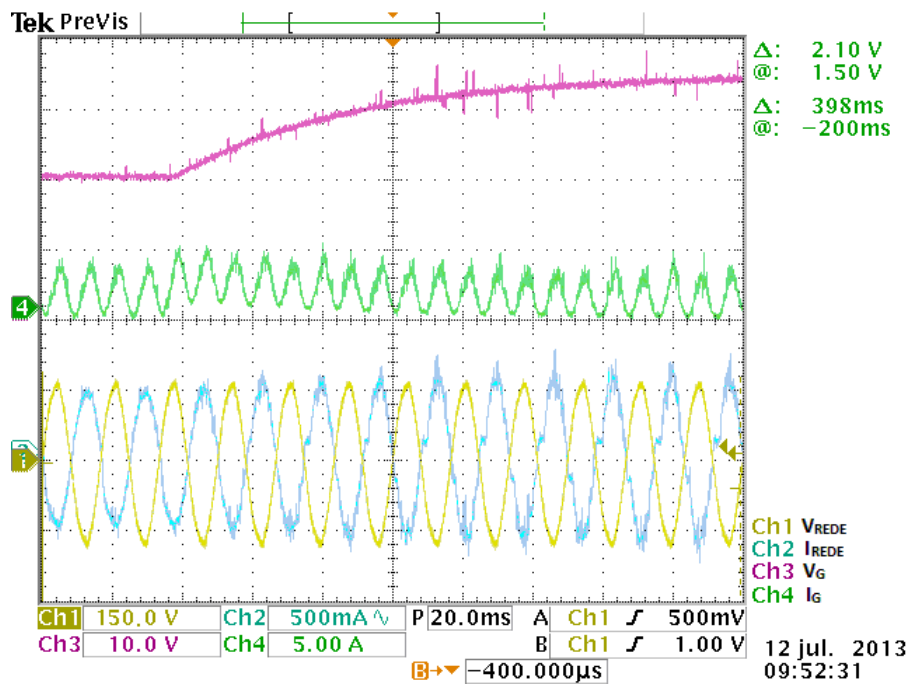
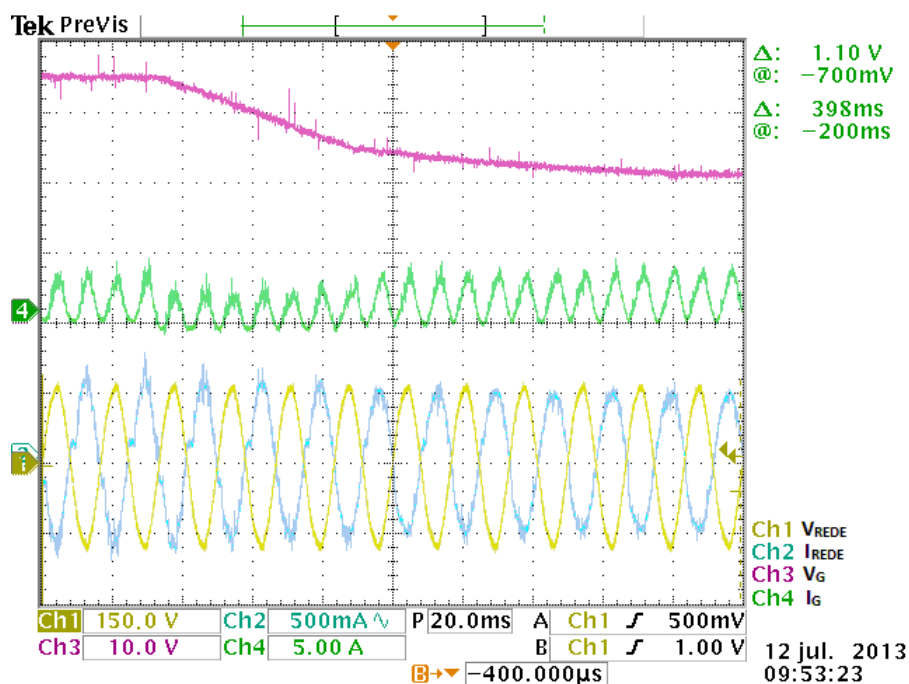


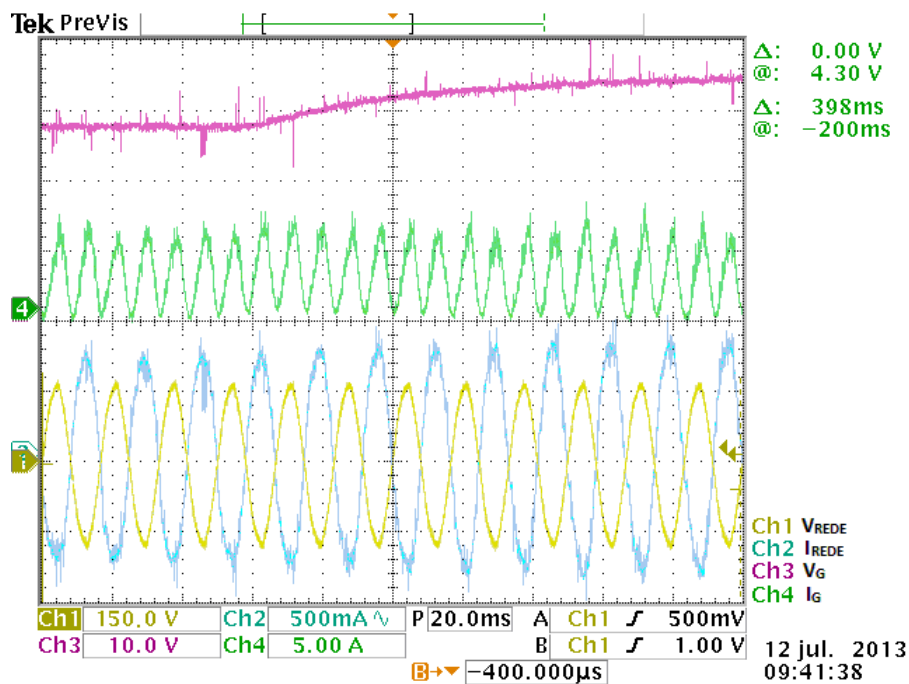
Figura 62: Tensão e corrente na rede elétrica para redução da tensão V_G (34 a 20 V) e $d_{MAX} = 0,6$



FONTE: O Autor

A continuação são apresentados os resultados obtidos a partir de um novo conjunto de ensaios no protótipo do IMI para um ciclo de trabalho máximo igual a 0,8 ($d_{MAX} = 0,8$). Os mesmos ensaios experimentais apresentados anteriormente são agora repetidos. Assim sendo, a Figura 63 apresenta os resultados obtidos para o IMI na situação em que a entrada do IMI é submetida há um incremento da tensão de entrada, a Figura 64 apresenta o comportamento do sistema na situação complementar, isto é, quando ocorre um decréscimo da tensão de entrada do IMI.

Figura 63: Tensão e corrente na rede elétrica para aumento da tensão V_G (27 a 34 V) e $d_{MAX} = 0,8$

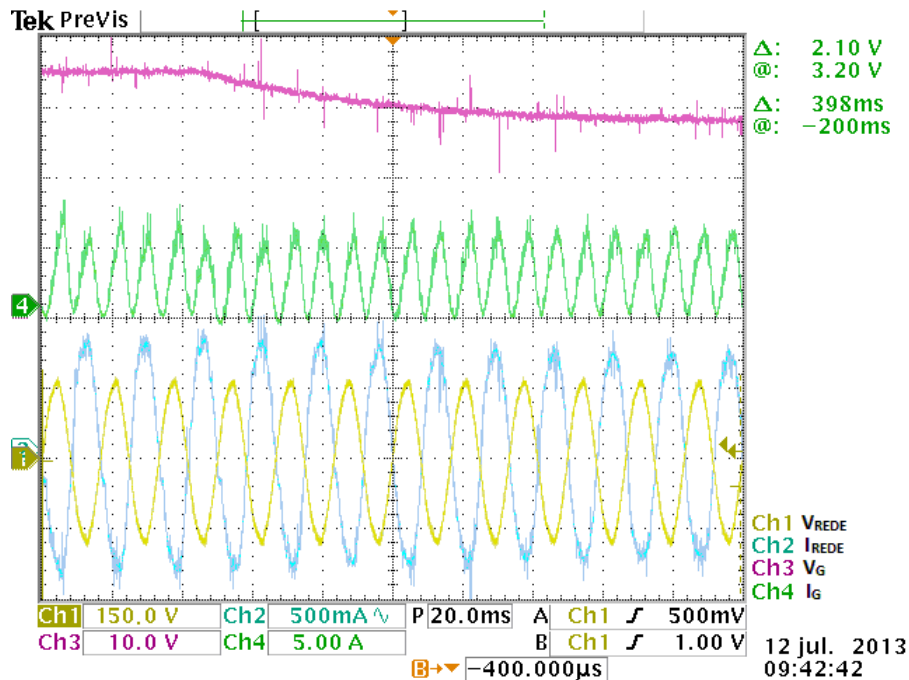


FONTE: O Autor

Os resultados expressos em ambas as figuras são similares aos obtidos anteriormente em situação análoga, porém com ciclo de trabalho máximo reduzido. Todavia, é importante destacar que as formas de onda da corrente de saída do IMI, agora obtidas são relativas ao emprego de um ciclo de trabalho máximo de 0,8 ($d_{MAX} = 0,8$). As novas aquisições das correntes apresentam menor distorção harmônica do que aquelas obtidas nos ensaios anteriores, nos quais a razão cíclica máxima era igual a 0,6 ($d_{MAX} = 0,6$). Portanto, a novidade destes resultados, em relação aos discutidos anteriormente, está na redução da distorção da forma de onda da corrente de saída do IMI quando o ciclo de trabalho máximo de 0,8 ($d_{MAX} = 0,8$) é utilizado, isto é, quando se trabalha nas condições de projeto do IMI. O incremento da distorção da forma de onda da corrente, quando não se opera nas condições nominais de projeto, é

atribuído ao fato de que as variações da tensão V_G e de d_{MAX} não foram explicitadas diretamente na formulação LMI desenvolvida, apenas as variações indiretas destes parâmetros foram consideradas através das variações na resistência equivalente R . Assim, este tema é indicado como proposta para futuros trabalhos.

Figura 64: Tensão e corrente na rede elétrica para redução da tensão V_G (34 a 27 V) e $d_{MAX} = 0,8$



FONTE: O Autor

5.5. Conclusões

Neste capítulo, foi realizado um estudo visando à validação dos trabalhos analíticos elaborados nos capítulos anteriores. Para tanto, inicialmente, se realizou um estudo mediante a elaboração de um conjunto de simulações do IMI e posteriormente foram realizados ensaios técnicos em um protótipo de laboratório do IMI especialmente desenvolvido e construído para este fim. Destaca-se ainda que o foco principal do estudo apresentado neste capítulo é a validação do projeto dos controladores ressonantes propostos para garantir um comportamento senoidal da corrente de saída do IMI utilizado para conexão de painéis solares PV à rede elétrica comercial. Não obstante, o projeto dos controladores só obteve resultados positivos porque a metodologia

empregada para adaptar o modelo dinâmico do conversor Zeta operando no MCD, a sua utilização no IMI conectado a rede elétrica, foi adequada.

Inicialmente, o estudo esteve centrado na realização de simulações do IMI empregando controladores ressonantes cujos ganhos foram obtidos através da parametrização LMI no domínio contínuo, definida no capítulo anterior. Este estudo evidenciou a necessidade de se utilizar no mínimo três controladores ressonantes sintonizados nas três primeiras harmônicas ímpares visando a obtenção de uma forma de onda de corrente senoidal com baixa THD na saída do IMI. Inicialmente foram realizados ensaios empregando um resistor como carga. Os resultados se mostraram satisfatórios e o IMI foi conectado a rede elétrica. Na sequência, se deu a verificação dos controladores utilizados na implementação do protótipo real de laboratório no domínio discreto. A questão da validação da discretização dos ganhos de controle é fundamental para a realização prática dos controladores ressonantes no sistema IMI proposto, principalmente pelo elevado valor numérico que esses ganhos apresentam no domínio contínuo.

O comportamento dinâmico do IMI também foi avaliado através da resposta ao degrau apresentada pelo sistema.

O observador de estados desenvolvido viabilizou o projeto, podendo estimar o comportamento da corrente na indutância magnetizante, pois fisicamente não há como medir diretamente esta variável dado que se trata da indutância do enrolamento primário do transformador, por isso, a estimação deste estado era necessária. A tensão no capacitor de acoplamento também foi estimada, dado que a medição direta desta tensão é possível, contudo elevaria o custo do sistema de medição de tal forma que inviabilizaria o IMI.

6. Conclusões Gerais

Essa dissertação propôs investigar a viabilidade da utilização de controladores ressonantes para o controle de um conversor Zeta operando no MCD, o qual, no âmbito deste estudo, exerce a função de gerar uma forma de onda de corrente senoidal em valor absoluto a qual é invertida por um inversor de baixa frequência conectado em cascata com o conversor Zeta. A este arranjo denominamos IMI no âmbito desta dissertação, sendo que o objetivo principal do IMI é viabilizar o aproveitamento da energia elétrica produzida por meio de painéis solares PV através da conexão destes à rede elétrica. Para tal fim, o IMI deve produzir a sua saída uma forma de onda de corrente senoidal, com baixo conteúdo harmônico, em contrafase com a rede elétrica da concessionária. Para concretizar este objetivo, uma estratégia de projeto dos ganhos dos controladores ressonantes é proposta para controlar o conversor Zeta. A topologia do IMI empregada visa reduzir as perdas elevadas associadas ao fenômeno da comutação, tendo em vista que apenas o conversor Zeta opera em alta frequência, enquanto que o inversor de corrente em ponte completa opera na frequência da rede elétrica.

O modelo dinâmico em espaço de estados de pequenos sinais do conversor Zeta operando no MCD, que foi concebido inicialmente para uma carga resistiva pura, mostrou-se adequado para a síntese dos controladores ressonantes usados para garantir a síntese da corrente senoidal na saída do IMI. Foi possível assumir esta hipótese simplificadora dado que as variações da potência proveniente dos painéis solares PV irão resultar em variações na amplitude da corrente injetada na rede da concessionária de energia elétrica. Tendo em vista que a corrente e a tensão estão em contrafase, poder-se-ia falar em resistência negativa do ponto de vista da rede elétrica. Apesar disso, do ponto de vista do conversor Zeta que opera em corrente contínua, o mesmo “enxerga” em seus terminais uma carga resistiva pura. Com base neste modelo, foi desenvolvida uma formulação LMI para o ajuste dos ganhos dos controladores e também na realimentação de estados, baseada em conceitos de D-estabilidade e de norma H_∞ . Dentro dessa realimentação de estados, utilizou-se um observador de estados que pode estimar o comportamento da corrente magnetizante do transformador e da tensão no capacitor de acoplamento. Dessa forma, apenas duas das quatro variáveis de estado do sistema necessitam ser adquiridas, reduzindo-se desta forma a complexidade do sistema de aquisição de dados. A eliminação da necessidade de medir estas duas grandezas

reduz o custo com a instrumentação que seria necessária para o condicionamento e isolamento destes sinais, já que estas variáveis não são triviais de serem adquiridas dadas as suas peculiaridades.

Ficou evidenciado que a taxa de distorção harmônica total da corrente que é sintetizada pelo conversor Zeta é função do número de controladores ressonantes presentes na malha de controle. De tal forma que a THD da corrente injetada na rede elétrica comercial pelo IMI pode ser reduzida à medida que um maior número de controladores ressonantes são inseridos nas frequências de ordem ímpar. Todavia, o número destes controladores deixa de ter efeito prático a partir da inserção do terceiro ou quarto controlador, já que a contribuição de controladores de mais alta ordem mostrou-se inexpressiva. Além disso, a utilização destes controladores no sistema em estudo garante a obtenção de erro de fase nulo entre a corrente injetada pelo IMI e a tensão da rede elétrica comercial, já que esta última é a referência de corrente do controle implementado. Os ensaios de resposta ao degrau do sistema apresentaram uma resposta dinâmica adequada e demonstraram que o sistema é robusto e estável a perturbações rápidas.

Vale ressaltar que a utilização da placa de desenvolvimento DS1104, que possui excepcionais características de desempenho, facilitou em muito a implementação do controle proposto. Isto se deve a integração que esta placa tem com o ambiente Matlab/Simulink[®], onde o controle foi concebido. Desta forma, tanto o sinal para ativação do transistor do conversor Zeta como os sinais para o comando dos transistores do inversor de corrente em ponte completa são oriundos da placa DS1104. O sinal de referência de corrente que procede da tensão da rede elétrica, assim como a corrente de saída do IMI são coletados pela placa de desenvolvimento, realimentando assim o sistema de controle. Portanto, a implementação do controle projetado em muito foi simplificada, principalmente pela facilidade de inserção dos modos ressonantes e, também, pela simplicidade de realização da realimentação de estados.

7. Futuros Trabalhos

A estratégia de controle em malha fechada apresentada nessa dissertação se mostrou eficiente para conversores CC-CC como o conversor Zeta desenvolvido, em especial para o conversor do sistema IMI deste trabalho. Outras topologias de conversores CC-CC poderiam ser trabalhadas para o uso dos controladores ressonantes, desde que seu devido modelo em espaço de estados tenha sido desenvolvido.

A formulação por LMIs para obtenção dos ganhos de controle aqui apresentada não leva em consideração outras variações de parâmetros do sistema, como as variações realizadas na razão cíclica máxima ou até mesmo as variações nos valores de indutores e capacitores do conversor Zeta (apesar dos resultados experimentais terem mostrado a estabilidade do sistema para essas mudanças). Por isso, alguns acréscimos na formulação LMI poderiam ser considerados de forma a aumentar a precisão dos ganhos de controle a serem obtidos.

Cabe também verificar o comportamento do IMI proposto quando a utilização de controladores ressonantes é feita paralelamente ao uso de algoritmos de extração de máxima potência (MPPT) e também ao uso de estratégias anti-ilhamento. Deve-se levar em conta que estes dois estudos são parte integrante direta no estudo de sistemas fotovoltaicos para aproveitamento de energia elétrica à rede elétrica da concessionária.

Os controladores ressonantes foram pesquisados como alternativa ao usual controle PID (Proporcional, Integrativo e Derivativo), normalmente o mais utilizado na indústria. Outra alternativa que poderia ser investigada para esse sistema é o controlador repetitivo, que assim como o controlador ressonante também se baseia no Princípio do Modelo Interno, possuindo menor dependência de parâmetros e um número menor de ganhos a serem sintonizados durante sua implementação.

Referências

- ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica). Atlas de Energia Elétrica do Brasil, 2a. Ed., Brasília. 2005.
- ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica), Resolução normativa nº 482 <http://www.aneel.gov.br/cedoc/ren2012482.pdf> Acessado em 24/8/2013.
- BAGGIO, J.E., HEY, H.L., GRUNDLING, H.A., PINHEIRO, H. & PINHEIRO, J.R. **Modelagem e Controle Discreto Para o Retificador PFC Boost Três Níveis**. Revista Eletrônica de Potência, Vol. 7, nº1. 2002.
- BARBI, I.; MARTINS, D.C. **Conversores CC-CC Básicos Não-Isolados**. Florianópolis: 3ª Edição, Edição do Autor. 2008.
- BONAN, G., MANO, O., PEREIRA, L. F. A. Pereira & COUTINHO, D. F. **Robust Control Design of Multiple Resonant Controllers for Sinusoidal Tracking and Harmonic Rejection in Uninterruptible Power Supplies**. 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp. 303-308. 2010.
- CARRASCO, J. M., FRANQUELO, L. G., BIALAZIEWICZ, J. T., GALVÁN, E., GUISSADO, R.C.P., PRATS, M.A.M., LEÓN, J. I. & ALFONSO, N. M. **Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 53, n. 4, pp. 1002-1016. 2006.
- CASARO, M. M. & MARTINS, D. C. **Processamento Eletrônico da Energia Solar Fotovoltaica em Sistemas Conectados à Rede Elétrica**. Revista Controle & Automação, Vol. 12. No.2. 2010.
- CHEN, C. T. **Linear System Theory and Design**, 3rd edition. Oxford University Press. 1999.
- CHILALI, M. and GAHINET, P. **H_∞ Design with Pole Constraints: An LMI Approach**. IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 41, n. 03, pp. 358-367. 1996.
- COSTA-CASTELLÓ, R., GRIÑO, R. and FOSSAS, E. **Resonant Control of a Single-Phase Full-Bridge Unity Power Factor Boost Rectifier**. 16th IEEE International Conference on Control Applications, pp. 599-604. 2007.
- COUTINHO, D.F., BARBOSA, K.A. e TROFINO, A. **Sistemas Multivariáveis: Uma Abordagem Via LMIs**. Notas de aula da disciplina de Controle Robusto – DAS – UFSC, 2002.
- COUTINHO, D.F., BAZANELLA, A.S., TROFINO, A. and SILVA, A.S. **Stability analysis and control of a class of differential-algebraic nonlinear systems**. International Journal of Robust and Nonlinear Control, vol. 14, n. 16, pp. 1301-1326, 2004.
- dSPACE. **DS1104 R&D Controller Board: Instalation and Configuration**. Manual do fabricante. 2003.

- DUPONT, F.H., MONTAGNER, V.F., PINHEIRO, J.R., PINHEIRO, H., BISOGNO, F.E., OLIVEIRA, S.V.G., PÉRES, A. **Design and Comparative Analysis of Multiple Controllers Applied to DC-DC Converters With Large Load Range**. 2010 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications. 2010.
- DUPONT, F.H., MONTAGNER, V.F., PINHEIRO, J.R., PINHEIRO, H., OLIVEIRA, S.V.G., PÉRES, A. **Comparsion of Digital LQR Techniques for DC-DC Boost Converters With Large Load Range**. 2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp. 925-928. 2011.
- ENG, V.; BUNLAKSANANUSORN, C. **Modeling of a SEPIC Converter Operatng in Discontinuous Conduction Mode**. Proc. of ECTI-CON 2009, pp. 140-143. 2009.
- EL GHAOUI, L. and NICULESCU, S. I. **Advances in Linear Matrix Inequality Methods in Control**, SIAM, Philadelphia. 2000.
- EPE (Empresa de Pesquisa Energética). **Balanço Energético Nacional 2012 – Ano base 2011: Resultados Preliminares**. Rio de Janeiro, 2012. p. 51.
- ERICKSON R. W. **Fundamentals of Power Electronics**. International Thomson Publishing. 1997.
- ESCOBAR, G., VALDEZ, A.A., LEYVA-RAMOS, J., MATTAVELLI, P. **Repetitive-Based Controller for a UPS Inverter to Compensate Unbalance and Harmonic Distortion**. IPICYT, pp. 504-510. 2007.
- FLORES, J.V., PEREIRA, L.F.A., GOMES DA SILVA JR, J., BONAN, G. and COUTINHO, D.F. (2011). **Síntese de controladores repetitivos chaveados: uma aplicação a fontes ininterruptas de energia (UPS)**. Revista Controle & Automação, Vol. 22, no. 2.
- FRANCIS, B. A. & WONHAM W. M. **The Internal Model Principle in Control Theory**. Automatica, Vol. 12, no. 5, pp 457-465. 1976.
- FUKUDA, S. and YODA, T. **A Novel Current Tracking Method for Active Filters Based on A Sinusoidal Internal Model**. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 37, no. 3, pp. 888-895, 2001.
- JAIN, S., AGARWAL, V. **Comparison of the Performance of Maximum Power Point Tracking Schemes Applied to Single-Stage Grid-connected Photovoltaic Systems**. Electric Power Applications. IET. vol.1. pp. 753-762. 2007.
- JUNK, W.J., MELLO, J.A.S.N. **Impactos Ecológicos das Represas Hidrelétricas na Bacia Amazônica Brasileira**. Estudos Avançados. Vol. 4 no. 8. São Paulo Jan/Abr 1990.
- KHALIL, H.H. **Nonlinear Systems**. Prentice-Hall, Upper Saddle River, New Jersey, 3ª ed. 2002.

- LOPEZ, H. F. M. **Inversor Módulo Integrado Utilizando um Conversor CC-CC Zeta com Controle MPPT Feedforward**. Dissertação de Mestrado. PUCRS. 2009.
- LOPEZ, H. F., ZOLLMANN, C., VIERO, R. C. & DOS REIS, F. S. **Photovoltaic Panels Grid-Tied By A Zeta Converter**. Brazilian Power Electronics Conference, pp. 1-6. 2009.
- MANO, O.S. **Projeto de Controladores Ressonantes Para Sistemas Ininterruptos de Energia Para Seguimento Assintótico de Sinais de Referência Senoidais e Rejeição de Harmônicos**. Dissertação de Mestrado. PUCRS. 2010.
- MANWONG, U., BOONPIYATHUD, S. and Tunyasrirut, S. **Implementation of a dSPACE DSP-Based State Feedback with State Observer Using Matlab/Simulink for a Speed Control of DC Motor System**. International Conference on Control, Automation and Systems, pp. 2433-2436. 2008.
- MICHELS, L., STEFANELLO, M. & GRUNDLING, H.A. **Análise Comparativa de Controladores Repetitivos Modificados Para Aplicação em Inversores PWM**. Revista Controle & Automação, Vol. 23, nº 3. 2012.
- MME, Energia. <http://www.brasil.gov.br/sobre/economia/energia/matriz-energetica>. Acessado em 27/06/2012.
- MONTAGNER, V.F. and PERES, P.L.D. **H_{∞} Control with Pole Location for a DC-DC Converter with a Switched Load**. 2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp. 550-555. 2003.
- NICULESCU, E., NICULESCU, M.C. and PURCARU, D.M. **Modelling the PWM Zeta Converter in Discontinuous Mode**. The 14th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, pp. 651-657. 2008.
- OLALLA, C., EL AROUDI, A., LEYVA, R. and QUEINNEC, I. **LMI Robust Control of PWM Converters: An Output-Feedback Approach**. 2011.
- RASHID, M. H. **Power Electronics Handbook**. Academic Press, San Diego. 2001.
- RECH, C., PINHEIRO, H., GRUNDLING, H.A., HEY, H.L., PINHEIRO, J.R. **Analysis and Design of Repetitive Predictive PID-Controller for PWM Inverters**. Proceedings of the International Conference on Industry Applications, vol. 1, pp. 1-6. 2000.
- SLOTINE, J-J. E. and LI, W. **Applied Nonlinear Control**. Prentice Hall, New Jersey, 1991.
- TROFINO, A., COUTINHO, D.F., BARBOSA, K.A. (2005). **Improved H_2 and H_{∞} conditions for robust analysis and control synthesis of linear systems**. Revista Controle & Automação, Vol. 16, nº4.
- U.S. DEPARTMENT OF STATE. **Clean Energy Solutions. eJournal USA: Economic Perspectives**. Vol 11. Nº 2. Julho de 2006.

- VIERO, R. C. **Estudo da Modelagem Dinâmica de Pequenos Sinus do Conversor Zeta no MCD Alimentado a Partir de Painéis Fotovoltaicos Para Conexão à Rede Elétrica.** Dissertação de Mestrado. PUCRS. 2011.
- VIERO, R. C. & DOS REIS, F. S. **Dynamic Modeling of a ZETA Converter in DCM Applied to Low Power Renewable Sources.** Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 685-691. 2011.
- VUTHCHHAYT, E.; BUNLAKSANANUSORN, C.; HIRATA, H. **Dynamic Modeling and Control of a Zeta Converter.** International Symposium on Communications and Information Technologies. pp. 498-503. 2008.
- ZHU, G., DESSAINT, L.-A., AKHRIF, O., KADDOURI, A. **Speed Tracking Control of a Permanent-Magnet Synchronous Motor with State and Load Torque Observer.** IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 47, no. 2, pp. 346-355. 2000.
- ZHU, G., DESSAINT, L.-A., AKHRIF, O., KADDOURI, A. **A nonlinear state observer for the sensorless control of a permanent-magnet AC machine.** IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 48, no. 6, pp. 1098-1108. 2001.

Apêndice A: Algoritmo LMI Para Determinação dos Ganhos dos Controladores Ressonantes

```
%parametros do Zeta
lo=23e-003;
lm=90e-006;
c1=690e-009;
co=1570e-009;
r=162; %rede elétrica

Vg=34;

%razao ciclica
d=0.8;

%freq. chaveamento
f=20000;

leq=(lm*lo)/(lm+lo);
d1=sqrt(2*leq*f/r); %duty cycle diodo

u0=d/(d+d1);
ua=1-u0;

Re=2*leq*f/(d^2);

%STATE-SPACE

A=[[-(Re*(u0^2))/(lm) -(Re*(u0^2))/(lm) (ua^2)/(lm) 0];
  [-(Re*(u0^2))/(lo) -(Re*(u0^2))/(lo) -(u0*(1+ua))/(lo) -1/lo];
  [-(ua*(1+u0))/(c1) (u0^2)/c1 -(u0^2)/(r*c1) 0];
  [0 1/co 0 -1/(r*co)]];

%E considerando tensão Vg
E=[(u0*(1+ua))/lm; (u0*(1+ua))/lo; (u0^2)/(r*c1); 0];
%B considerando duty cycle
B=[(2*Vg*u0)/(d*lm); (2*Vg*u0)/(d*lo); (2*Vg*(u0^2))/(d*r*c1*ua); 0];

%na ordem: iLm, iLo, Vc e Vo
C=[0 1 0 0];

%STATE-SPACE DO CONTROLADOR REPETITIVO - QUATRO MODOS
wr=2*pi*60; %frequencia da rede
Ar=[[0 1 0 0 0 0 0 0];
  [-(wr)^2 0 0 0 0 0 0 0];
  [0 0 0 1 0 0 0 0];
  [0 0 -(3*wr)^2 0 0 0 0 0];
  [0 0 0 0 0 1 0 0];
  [0 0 0 0 -(5*wr)^2 0 0 0];
  [0 0 0 0 0 0 0 1];
  [0 0 0 0 0 0 -(7*wr)^2 0]];
Br=[0;1;0;1;0;1;0;1];

%Sistema Aumentado
Ax=[[A zeros(4,8)];
  [-Br*C Ar]];
```

```

Bx=[B;zeros(8,1)];
Cx=[C zeros(1,8)];
Ex=[E;zeros(8,1)];

[na,na]=size(Ax);

lmis2 %roda lmis pra os ganhos

K1 = KK(1); %ganho de iLm (x1)
K2 = KK(2); %ganho de iLo (x2) - sinal negativo na implementação
K3 = KK(3); %ganho de vC (x3)
K4 = KK(4); %ganho de vCo (x4)
K5 = KK(5); %ganho 1 do controlador 1
K6 = KK(6); %ganho 2 do controlador 1
K7 = KK(7); %ganho 1 do controlador 2
K8 = KK(8); %ganho 2 do controlador 2
K9 = KK(9); %ganho 1 do controlador 3
K10=KK(10); %ganho 2 do controlador 3
K11=KK(11); %ganho 1 do controlador 4
K12=KK(12); %ganho 2 do controlador 4

```

```

%Criação de LMIs para ganhos do controle ressonante pro Zeta
setlmis([])

```

```

alpha=1000;
rr=60000;
theta=pi/4;

```

```

%descrição de variaveis
Q=lmivar(1,[na 1]);
P=lmivar(1,[na 1]);
W=lmivar(2,[1 na]);
gamma=lmivar(1,[1 1]);
eta=lmivar(1,[1 1]);

```

```

lmipos=newlmi
lmiterm([lmipos 1 1 Q],[-1,1])

lmipos2=newlmi
lmiterm([lmipos2 1 1 gamma],[-1,1])

```

```

%Condições de estabilidade
lmiest=newlmi
lmiterm([lmiest 1 1 Q],Ax,1,'s')
lmiterm([lmiest 1 1 W],Bx,1,'s')

lmiterm([lmiest 1 2 1],1,Ex)

lmiterm([lmiest 1 3 Q],1,Cx')

lmiterm([lmiest 2 2 gamma],[-1,1])

lmiterm([lmiest 3 3 gamma],[-1,1])

```

```

%produtos de Kronecker
%L1(X)Q+M1(X)Ti+M1'(X)Ti'<0

```

```

lmikronA=newlmi
lmiterm([lmikronA 1 1 Q],Ax,1,'s');
lmiterm([lmikronA 1 1 W],Bx,1,'s');
lmiterm([lmikronA 1 1 Q],2*alpha,1);

%L2(X)Q+M2(X)Ti+M2'(X)Ti'<0
lmikronB = newlmi;
lmiterm([lmikronB 1 1 Q],-rr,1);

lmiterm([lmikronB 1 2 Q],Ax,1);
lmiterm([lmikronB 1 2 W],Bx,1);

lmiterm([lmikronB 2 2 Q],1,-rr);

%L3(X)Q+M3(X)Ti+M3'(X)Ti'<0
lmikronC = newlmi;
lmiterm([lmikronC 1 1 Q],Ax,sin(theta),'s');
lmiterm([lmikronC 1 1 W],Bx,sin(theta),'s');

lmiterm([lmikronC 1 2 Q],Ax,cos(theta));
lmiterm([lmikronC 1 2 W],Bx,cos(theta));
lmiterm([lmikronC 1 2 Q],-cos(theta),Ax');
lmiterm([lmikronC 1 2 -W],-cos(theta),Bx');

lmiterm([lmikronC 2 2 Q],Ax,sin(theta),'s');
lmiterm([lmikronC 2 2 W],Bx,sin(theta),'s');

lmisys=getlmis %terminadas as LMIs

%variaveis de decisão
no = decnbr(lmisys)
co = zeros(no,1)
for j=1:no,
    [etaj] = defcx(lmisys,j,eta)
    co(j) = eta
end

[copt,xopt] = mincx(lmisys,co)

%Reconstrução das saidas otimas
Q_o=dec2mat(lmisys,xopt,Q);
P_o=dec2mat(lmisys,xopt,P);
W_o=dec2mat(lmisys,xopt,W);
eta_o=dec2mat(lmisys,xopt,eta);

PP=inv(Q_o);
SS=PP*P_o*PP;
KK=W_o*PP;

```