

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO Nº 793

**ESTUDO DE TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO PARA CONEXÃO DE
SISTEMAS DE GERAÇÃO DISTRIBUÍDA À REDE DE DISTRIBUIÇÃO DE
ENERGIA ELÉTRICA**

Tiago Luiz Dias

DATA DA DEFESA: 02/08/2013

Universidade Federal de Minas Gerais

Escola de Engenharia

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**ESTUDO DE TRANSFORMADORES DE
ESTADO SÓLIDO PARA CONEXÃO DE SISTEMAS DE
GERAÇÃO DISTRIBUÍDA À REDE DE DISTRIBUIÇÃO DE
ENERGIA ELÉTRICA**

Tiago Luiz Dias

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

Orientador: Prof. Dr. Marcos Antônio Severo Mendes

Co-orientador: Prof. Dr. Porfírio Cabaleiro Cortizo

Belo Horizonte - MG

Agosto de 2013

D541e

Dias, Tiago Luiz.

Estudo de transformadores de estado sólido para conexão de sistemas de geração distribuída à rede de distribuição de energia elétrica [manuscrito] / Tiago Luiz Dias. – 2013.
xvii, 106 f., enc.: il.

Orientador: Marcos Antônio Severo Mendes
Co-orientador: Porfírio Cabaleiro Cortizo.

Dissertação (mestrado) Universidade Federal de Minas Gerais,
Escola de Engenharia.

Bibliografia: f. 100-106.

1. Engenharia elétrica – Teses. I. Mendes, Marcos Antônio Severo. II. Cortizo, Porfírio Cabaleiro. III. Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia. IV. Título.

CDU: 621.3(043)

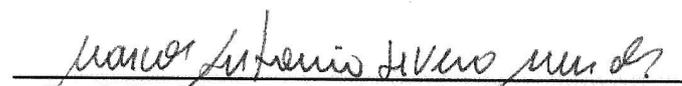
"Estudo de Transformadores de Estado Sólido para Conexão de Sistemas de Geração Distribuída à Rede de Distribuição de Energia Elétrica"

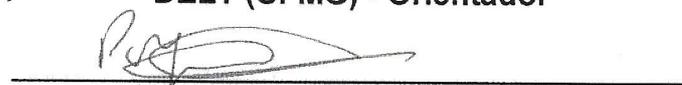
Tiago Luiz Dias

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

Aprovada em 02 de agosto de 2013.

Por:


Prof. Dr. Marcos Antônio Severo Mendes
DELT (UFMG) - Orientador


Prof. Dr. Porfírio Cabaleiro Cortizo
DELT (UFMG)


Prof. Dr. Lenin Martins Ferreira Moraes
DELT (UFMG)


Prof. Dr. Paulo Fernando Seixas
DELT (UFMG)

AGRADECIMENTOS

Aos professores Dr. Marcos Antônio Severo Mendes e Dr. Porfírio Cabaleiro Cortizo, pela orientação, incentivo, disponibilidade e precioso auxílio no processo de desenvolvimento deste trabalho.

Ao corpo docente do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFMG pelo ensino de qualidade e trabalho sério, responsáveis pela formação de profissionais completos e com base de conhecimento sólida.

À NSA Consultoria e Informática Ltda., em especial ao Eng^o Elilson Eustáquio Ribeiro pela oportunidade de crescimento profissional.

Aos meus pais, José Raimundo e Ivone, pelo amor, dedicação, ensinamentos e incentivo na minha jornada contínua pela busca de conhecimento.

Ao meu irmão Lucas, projeto de Eng^o Mecânico, pela amizade e momentos de descontração.

À Amanda por ser meu céu, minha luz, meu porto seguro e minha maior motivação. Seu amor, compreensão, paciência e apoio sempre foram essenciais.

A Jesus, o único e verdadeiro mestre. Ainda sou demasiado humano para compreender seu amor por mim e falho demais em expressar minha gratidão por tudo o que tens feito em minha vida.

*"Bem-aventurado o homem que acha sabedoria,
e o homem que adquire conhecimento."*

PV 3:13

SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS	i
RESUMO.....	vi
ABSTRACT	vii
LISTA DE FIGURAS	viii
LISTA DE TABELAS.....	xiii
LISTA DE SÍMBOLOS E ACRÔNIMOS	xiv
1. INTRODUÇÃO	1
1.1. Objetivo Geral.....	2
1.2. Objetivos Específicos	2
1.3. Motivação	3
1.4. Relevância do Tema.....	4
1.5. Organização do Texto	5
2. O TRANSFORMADOR DE ESTADO SÓLIDO (<i>SOLID STATE TRANSFORMER - SST</i>).....	7
2.1. Transformadores de Distribuição Tradicionais – Revisão Bibliográfica.....	7
2.2. Transformadores de Estado Sólido - SSTs	10

2.2.1.	Vantagens do SST	13
2.2.2.	Principais Topologias Conversoras – Revisão de Literatura	14
2.2.3.	Topologia Escolhida	20
2.3.	Semicondutores a Carbetto de Silício (SiC)	21
2.4.	Conclusões	24
3.	DESCRIÇÃO DO SISTEMA E PROJETO DOS CONVERSORES E FILTROS PASSIVOS DE 2ª ORDEM	26
3.1.	Conversor c.c.-c.c. (<i>Full-Bridge</i>)	27
3.1.1.	Projeto do Filtro de Saída	28
3.1.2.	Projeto dos Conversores	32
3.1.2.1.	Inversor Monofásico (Ponte H)	32
3.1.2.2.	Ponte Retificadora a Diodos	36
3.2.	Conversor c.c. - c.a.	39
3.2.1.	Projeto do Filtro de Saída	39
3.2.2.	Projeto do Inversor Trifásico de Conexão à Rede	42
3.3.	Conclusões	43
4.	ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DO SST	44
4.1.	Estratégia de Controle do Conversor c.c.-c.c. <i>Full - Bridge</i>	44
4.1.1.	O Fator ‘k’	44
4.1.2.	Síntese do Compensador	45
4.1.3.	Projeto dos Compensadores para as Malhas de Corrente e Tensão	47

4.2. Estratégia de Controle do Conversor c.c.-c.a. – Paralelismo por Injeção de Corrente na Rede	56
4.2.1. Injeção de Corrente Utilizando Controladores PI	57
4.2.2. Controlador Proporcional Ressonante	60
4.2.3. Compensação Seletiva de Harmônicos	63
4.3. Conclusões	66
5. SIMULAÇÕES E ANÁLISES DO SISTEMA PROPOSTO	67
5.1. Arranjo PV	69
5.2. Estágio de Isolação e Barramento c.c.	70
5.3. Estágio de Inversão e Paralelismo com a Rede	75
5.3.1. Injeção de Correntes na Rede	82
5.3.1.1. Resultados do Caso I.....	83
5.3.1.2. Resultados do Caso II.....	88
5.3.2. Compensação Seletiva de Harmônicos de 5 ^a e 7 ^a Ordens.....	91
5.4. Conclusões	97
6. CONSIDERAÇÕES FINAIS E PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS	98
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	100

RESUMO

Esta dissertação de mestrado apresenta o estudo e simulação de um transformador de estado sólido (SST - do inglês *Solid State Transformer*) utilizado com a finalidade de promover o paralelismo de fontes distribuídas de energia com a rede de energia elétrica. Dentre as tecnologias de geração distribuída disponíveis atualmente optou-se por adotar a energia fotovoltaica, visando o desenvolvimento futuro de um protótipo para estudos em laboratório.

Uma revisão bibliográfica é realizada destacando as principais características e vantagens técnicas que um SST apresenta em relação aos transformadores de potência tradicionais, principalmente no que concerne à qualidade da energia à sua saída. Por ser um componente ativo baseado em eletrônica de potência, funcionalidades de compensação de distúrbios da rede podem ser agregadas ao SST, tornando-o um equipamento tecnicamente superior aos transformadores comuns. A tecnologia de chaves semicondutoras à carbetto de silício é também introduzida a título de comparação com os tradicionais dispositivos semicondutores à base de silício. Tal técnica vem se apresentando como uma alternativa viável para aplicações de conversores estáticos de potência em tensões elevadas.

Um estudo dos principais aspectos teóricos das estratégias de controle utilizadas para realizar o paralelismo do SST com a rede é apresentado. As estruturas de controle responsáveis pela regulação da tensão no barramento c.c. e pelo controle da injeção de correntes equilibradas na rede são simuladas e analisadas.

Devido à presença de desequilíbrios nas tensões da rede e predominância dos harmônicos de 5ª e 7ª ordens no sistema trifásico, são estudadas e simuladas estruturas de controle capazes de realizar a compensação seletiva desses harmônicos de sequência positiva e negativa presentes nas correntes injetadas. Desse modo, se obtêm a injeção de um reduzido conteúdo harmônico na rede, em concordância com as normas existentes para tecnologias de recursos distribuídos. Para tal fim, a técnica de transformação das grandezas elétricas do sistema de referência fasorial original (abc) para sistemas referenciais síncronos múltiplos é estudada e aplicada.

ABSTRACT

This master thesis presents the study and simulation of a solid state transformer (SST) used for the purpose of promoting the parallelism of distributed energy sources with the power grid. Among the distributed generation technologies currently available it was decided to adopt photovoltaics, aiming the future development of a prototype for laboratory studies.

A literature review is performed highlighting the main features and technical advantages that the SST presents, especially with regard to the energy quality at its output compared to traditional power transformers. By being an active component based on power electronics, compensation functionalities of grid disturbances can be added to the SST, making it a device technically superior to usual transformers. The technology for silicon carbide switches is also introduced for comparison with traditional semiconductor devices based on silicon. Such a technique has been presented as a viable alternative for applications of static power converters in high voltages.

A study of the major theoretical aspects of control strategies used to achieve the parallelism of the SST with the grid is presented. The control structures responsible for regulating the dc bus voltage and controlling the injection of balanced currents into the grid are simulated and analyzed.

Due to the presence of imbalances in the grid voltages and the predominance of 5th and 7th order harmonics in three phase system, control structures capable of performing the selective compensation of harmonics of positive and negative sequence present in the injected currents are studied and simulated. Thereby, the injection of a low harmonic content in the grid is achieved, in accordance with existing standards for distributed resource technologies. For this purpose, the transformation of the electrical quantities from the original phasorial system (abc) to multiple synchronous reference frames is studied and applied.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2-1 - Corrente de energização de um transformador [23].	8
Figura 2-2 - Corrente de magnetização não linear de um transformador [21].	9
Figura 2-3 - Transformador de potência eletrônico (conversor c.a.-c.a. Buck) [2].	11
Figura 2-4 - Topologia genérica do SST. Adaptado de [2].	11
Figura 2-5 - Configuração básica de um transformador de estado sólido – SST. Barramentos c.c. acessíveis. Adaptado de [3].	12
Figura 2-6 - Transformador de potência eletrônico (conversor c.a.-c.a. Buck) desenvolvido pela marinha norte-americana [2].	15
Figura 2-7 – Transformador c.a.-c.a. modulado em alta frequência [1].	16
Figura 2-8 – Topologia do SST proposta por [27].	16
Figura 2-9 - Conversor multiníveis com neutro grampeado de 5 níveis [32].	17
Figura 2-10 - Conversor multiníveis com capacitor flutuante de 5 níveis [32].	18
Figura 2-11 - SST com conversores em cascata [20].	19
Figura 2-12 – Módulo unitário de um SST com topologia de conversores em cascata [20].	19
Figura 2-13 – Topologia escolhida para o estudo proposto.	20
Figura 2-13 – Perfil de perdas em condução no MOSFET em função da carga [12].	22
Figura 2-14 – Perfil de perdas de chaveamento no MOSFET em função da carga [12].	23
Figura 2-15 - Perfil de perdas em condução no diodo em função da carga [12].	23
Figura 2-16 - Perfil de perdas de chaveamento no diodo em função da carga [12].	24
Figura 3-1 - Diagrama em blocos da topologia do sistema estudado.	27

Figura 3-2 - Tensão retificada do secundário do transformador, V'_{SEC} e tensão média de saída, V_O .	29
Figura 3-3 - Corrente através do capacitor do filtro LC.	31
Figura 3-4 - Topologia do inversor em ponte H.	32
Figura 3-5 - Comando das chaves do inversor em ponte H.	33
Figura 3-6 - Correntes nas chaves Q_1 , Q_2 , Q_3 e Q_4 do inversor em ponte H.	34
Figura 3-7 - Segmento de corrente trapezoidal [35].	35
Figura 3-8 – Topologia da ponte retificadora monofásica a diodos.	37
Figura 3-9 - Ponte retificadora: tensões de entrada e saída.	37
Figura 3-10 - Corrente nos diodos da ponte retificadora.	38
Figura 3-11 - Tensão e corrente no diodo D_1 da ponte retificadora.	38
Figura 3-12 - Forma de onda da tensão fase-neutro de saída do inversor.	41
Figura 3-13 – Topologia do inversor trifásico de conexão à rede.	42
Figura 4-1 – Diagrama em blocos: sistema de controle do conversor c.c.-c.c.	47
Figura 4-2 - Resposta em frequência do conversor c.c.-c.c.	48
Figura 4-3 - Resposta em frequência do compensador Tipo II da malha de corrente.	49
Figura 4-4 - Resposta em frequência: malha de corrente compensada.	50
Figura 4-5 - Resposta em frequência da malha de corrente fechada.	50
Figura 4-6 - Resposta em frequência do sistema malha corrente fechada + associação capacitor-resistor de carga.	51
Figura 4-7 - Resposta em frequência do compensador Tipo II da malha de tensão.	52
Figura 4-8 - Resposta em frequência: malha de tensão compensada.	53

Figura 4-9 - Resposta em frequência da malha de tensão fechada.....	53
Figura 4-10 - Resposta ao degrau: compensador da malha de corrente.....	55
Figura 4-10 - Resposta ao degrau: compensador da malha de tensão.....	55
Figura 4-11 - Métodos de controle de corrente baseados em PWM [37].....	57
Figura 4-12 - Malha de corrente do controlador PI. Adaptado de [37].....	58
Figura 4-13 – Estrutura do controlador PI síncrono para a conexão de conversores trifásicos à rede. Adaptado de [37].	59
Figura 4-14 - Controladores PI para compensação de componentes de sequência positiva e negativa na frequência fundamental da rede.	60
Figura 4-15 - Controlador proporcional-ressonante (PR). Adaptado de [37].....	61
Figura 4-16 - Resposta em frequência de um controlador proporcional-ressonante ideal com $\omega_1= 314 \text{ rad/s}$ ($f_1=50 \text{ Hz}$) [37].	61
Figura 4-17 - Resposta em frequência de um controlador proporcional-ressonante não ideal com $\omega_1= 314 \text{ rad/s}$ ($f_1=50 \text{ Hz}$) [34].	62
Figura 4-18 - Malha de controle de corrente de um inversor com controlador PR. Adaptado de [37].....	63
Figura 4-19 - Sistemas referenciais síncronos para a compensação seletiva de harmônicos de 5ª ordem (sequência negativa) e 7ª ordem (sequência positiva).....	64
Figura 4-20 - Estrutura de controle de corrente de um inversor trifásico para a compensação de harmônicos de 5ª e 7ª ordens através de sistemas referenciais síncronos múltiplos. Adaptado de [37].	65
Figura 5-1 - Sistema simulado completo conectado à rede elétrica.	67
Figura 5-2 – Diagrama esquemático do sistema simulado: estágio de isolamento.....	70
Figura 5-3 - Diagrama de simulação do sistema de controle do conversor c.c.-c.c.	71

Figura 5-4 - Tensão e corrente em regime permanente no enrolamento primário do transformador de alta frequência.	72
Figura 5-5 - Tensão e corrente em regime permanente no enrolamento secundário do transformador de alta frequência.	73
Figura 5-6 - Tensão no barramento c.c. do conversor c.c.-c.c.	73
Figura 5-7 - Corrente no indutor c.c. em regime permanente.	74
Figura 5-8 - Redução de 50% da potência injetada na rede: tensão no barramento c.c. e corrente no indutor c.c.	75
Figura 5-9 - Diagrama esquemático do sistema simulado: estágio de inversão.	76
Figura 5-10 - Estrutura do bloco ' Rede 690 Vrms '	77
Figura 5-11 - Filtro de saída do conversor c.c.-c.a.	78
Figura 5-12 - Diagrama esquemático geral do sistema de controle do inversor.	79
Figura 5-13 - Compensador fundamental de sequência positiva e negativa.	80
Figura 5-14 - Compensador de 5º harmônico de sequência positiva e negativa.	81
Figura 5-15 - Compensador de 7º harmônico de sequência positiva e negativa.	81
Figura 5-16 - Caso I / Simulação 1: injeção de 20 kW na rede. Tensões da rede equilibradas.	84
Figura 5-17 - Caso I / Simulação 1: defasamento entre tensão e corrente da fase A – f.p.=1,0.	85
Figura 5-18 - Caso I / Simulação 1: espectro harmônico da corrente injetada pela fase A (pior caso).	85
Figura 5-19 - Caso I / Simulação 2: injeção de 20 kVA na rede (P=16 kW / Q=12kVAr). Tensões da rede equilibradas.	86

Figura 5-20 - Caso I / Simulação 2: defasamento entre tensão e corrente da fase A – f.p.=0,8i.	87
Figura 5-21 - Caso I / Simulação 2: espectro harmônico da corrente injetada pela fase A (pior caso).....	87
Figura 5-22 - Caso II / Simulação 1: injeção de 20 kW na rede. Tensões da rede desequilibradas.	89
Figura 5-23 – Caso II / Simulação 1: espectro harmônico da corrente injetada pela fase C (pior caso).....	89
Figura 5-24 - Caso II / Simulação 2: injeção de 20 kW na rede com posterior redução de 50% (10 kW) aos 0,20s. Tensões da rede desequilibradas.	90
Figura 5-25 - Caso II / Simulação 2: espectro harmônico da corrente injetada pela fase C após a redução da potência injetada (pior caso).....	90
Figura 5-26 - Simulação I: Tensões da rede e correntes injetadas (não compensadas).....	92
Figura 5-27 - Simulação I: espectro harmônico da tensão da rede - fase B (pior caso).	93
Figura 5-28 – Simulação I: espectro harmônico da corrente injetada - fase B (pior caso).	93
Figura 5-29 – Simulação II: Tensões, correntes injetadas (compensadas) e potência ativa.....	94
Figura 5-30 - Simulação II: espectro harmônico da corrente injetada - fase A.....	94
Figura 5-31 - Simulação III: Tensões, correntes injetadas (compensadas) e potência ativa. ...	95
Figura 5-32 - Simulação III: espectro harmônico da corrente injetada - fase C (pior caso). ...	95

LISTA DE TABELAS

Tabela 2-1 - Propriedades elétricas e térmicas do Si e do SiC [16].	22
Tabela 3-1 - Mapa de comandos do inversor em ponte H.	33
Tabela 3-2 - Correntes médias e eficazes calculadas nos semicondutores de potência da ponte H.	36
Tabela 4-1 - Parâmetros do compensador da malha de corrente.	54
Tabela 4-2 - Parâmetros do compensador da malha de tensão.	54
Tabela 4-3 - Limites de distorção harmônica individual - percentual da componente fundamental [51].	63
Tabela 5-1 - Parâmetros utilizados nas simulações.	68
Tabela 5-2 – Percentuais de desequilíbrio das tensões da rede.	88
Tabela 5-3 - Percentuais de desequilíbrio e harmônicos considerados na tensão da rede.	92
Tabela 5-4 - Percentuais de THD das correntes.	96
Tabela 5-5 – Percentuais individuais de distorção harmônica das correntes.	96

LISTA DE SÍMBOLOS E ACRÔNIMOS

SST	Transformador de Estado Sólido / <i>Solid State Transformer</i> .
PV	Fotovoltaico / <i>Photovoltaic</i> .
c.c.	Corrente contínua.
c.a.	Corrente alternada.
SiC	Carbeto de Silício (elemento químico).
Si	Silício (elemento químico).
VE	Veículos Elétricos.
EPRI	<i>Electric Power Research Institute</i> .
MLP / PWM	Modulação por Largura de Pulso / <i>Pulse Width Modulation</i> .
PSM	<i>Phase Shift Modulation</i> .
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> .
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> .
VE	Veículo Elétrico.
HEV	<i>Hybrid Electric Vehicle</i> .
MCC	Modo de Condução Contínua.
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> .
k, k_{II}, k_{III}	Fator de modelagem da curva de ganho/fase do compensador adotado nas simulações. Compensadores tipo I, II e III, respectivamente.
f_c	Frequência de corte em malha fechada do sistema controlado.
f_I, ω_I	Frequência de corte do compensador da malha de corrente do conversor c.c.-c.c..
f_V, ω_V	Frequência de corte do compensador da malha de tensão do conversor c.c.-c.c..
α	Avanço de fase.
MF	Margem de fase.

P	Defasagem provocada pelo sistema em malha aberta.
PI	Proporcional Integral.
PR	Proporcional-Ressonante.
k_P	Ganho proporcional do controlador.
k_I	Ganho integral do controlador.
MSRF	<i>Multiple Synchronous Reference Frame.</i>
PLL	<i>Phase Locked Loop.</i>
d	Ciclo de trabalho do conversor c.c.-c.c.
φ	Fluxo magnético no núcleo de um transformador.
i_m	Corrente de magnetização de um transformador
I_O	Corrente média de saída do conversor c.c.-c.c.
V_O	Tensão média de saída do conversor c.c.-c.c.
$r_{L_{dc}}$	Resistência interna do indutor do filtro de saída do conversor c.c.-c.c.
L_{dc}	Indutor do filtro de saída do conversor c.c.-c.c.
$r_{C_{dc}}$	Resistência série do capacitor do filtro de saída do conversor c.c.-c.c.
C_{dc}	Capacitor do barramento c.c de alta tensão do conversor c.c.-c.c.
f_{SH}	Frequência de chaveamento da ponte H do conversor c.c.-c.c. – 19960 Hz.
f_{Sinv}	Frequência de chaveamento do inversor trifásico de conexão do sistema à rede – 15360 Hz.
T_{SH}	Período de chaveamento da ponte H do conversor c.c.-c.c.
T_{Sinv}	Período de chaveamento do inversor trifásico de conexão do sistema à rede.
T_{sp}	Período de amostragem do modulador PWM.
Δt	Intervalo de condução das chaves da ponte H do conversor c.c.-c.c.
$\Delta I_{L_{dc}}$	Ondulação (<i>ripple</i>) de corrente no indutor do filtro do conversor c.c.-c.c.
$\Delta I_{C_{dc}}$	Ondulação (<i>ripple</i>) de corrente através do capacitor do filtro do conversor c.c.-c.c.

ΔV_{Cdc}	Ondulação (<i>ripple</i>) de tensão no capacitor do filtro do conversor c.c.-c.c.
Δq	Carga acumulada no capacitor.
k_{TR}	Relação de transformação secundário-primário do transformador de alta frequência – (N_2/N_1) .
f_{TR}	Frequência de operação do transformador de alta frequência.
r_1	Resistência do enrolamento primário do transformador de alta frequência.
L_{d1}	Indutância de dispersão do enrolamento primário do transformador de alta frequência.
r_2	Resistência do enrolamento secundário do transformador de alta frequência.
L_{d2}	Indutância de dispersão do enrolamento secundário do transformador de alta frequência.
R_m	Resistência do ramo de magnetização do transformador de alta frequência.
L_m	Indutância do ramo de magnetização do transformador de alta frequência.
V'_{SEC}	Tensão do secundário do transformador de alta frequência retificada.
S_{SST}, S_{TR}, S_{nom}	Potência aparente nominal do SST / do transformador / do sistema.
f_{RET}	Frequência da tensão de saída da ponte retificadora em onda completa.
T_{RET}	Período da tensão de saída da ponte retificadora em onda completa.
V_{nom}	Tensão nominal da rede de distribuição de energia elétrica.
I_{nom}	Corrente nominal de saída do SST (injetada na rede).
V_{rede}	Tensão da rede de distribuição de energia elétrica.
L_{rede}	Indutância da rede de distribuição de energia elétrica.
r_{rede}	Resistência da rede de distribuição de energia elétrica.
f_1	Frequência fundamental da rede – 60 Hz.
ω_1	Frequência angular (fundamental) da rede.
PAC	Ponto de Acoplamento Comum.

V_{inv}	Tensão fase-neutro do conversor c.c.-c.a.
rL_{out}	Resistência interna do indutor do filtro de saída do conversor c.c.-c.a.
L_{out}	Indutor do filtro de saída do conversor c.c.-c.a.
ΔI_{Lout}	Ondulação (<i>ripple</i>) de corrente no indutor do filtro do conversor c.c.-c.a.
rC_{out}	Resistor de amortecimento em série com o capacitor do filtro de saída do conversor c.c.-c.a.
C_{out}	Capacitor do filtro de saída do conversor c.c.-c.a.
ΔV_{Cout}	Ondulação (<i>ripple</i>) de tensão no capacitor do filtro do conversor c.c.-c.a.
ΔI_{Cout}	Ondulação (<i>ripple</i>) de corrente no capacitor do filtro do conversor c.c.-c.a.
f_0	Frequência de ressonância do filtro LC do conversor c.c.-c.a.
T_{sim}	Passo de simulação.
ZOH	<i>Zero-Order Hold</i> / Segurador de Ordem Zero.
V_{PV}	Tensão c.c. do arranjo PV.
P_{PV}	Potência fornecida pelo arranjo PV
r	Resistência equivalente de saída do arranjo PV.
C_{in}	Capacitor do barramento c.c. de baixa tensão.
R_p	Resistor de partida.
f.p.	Fator de potência.
u_k	Segmento linear de corrente.
d_k	Ciclo de trabalho do segmento linear u_k .
η	Rendimento do conversor.
I_{ef}	Corrente eficaz.
I_{Sef}	Corrente eficaz por chave do inversor trifásico.

1. INTRODUÇÃO

Os transformadores de potência convencionais são atualmente utilizados em escala mundial em sistemas de distribuição e conversão de energia elétrica desempenhando diversas funções como transformação de tensão, isolamento galvânica, desacoplamento de ruídos, dentre outras. São equipamentos robustos e confiáveis normalmente projetados para operar com sobrecargas elevadas por longos períodos de tempo [21].

Entretanto, em baixas frequências de operação (50/60 Hz), o transformador pode se tornar um componente fisicamente volumoso e oneroso [1]. Além do mais, a transformação direta da energia possui características indesejadas inerentes a sua natureza passiva, dentre as quais pode se citar [2], [3]:

- Dependência do fator de potência do sistema com a natureza da carga alimentada;
- Susceptibilidade a problemas de qualidade da energia:
 - Afundamentos / elevações de tensão e variações de frequência são repassados diretamente à carga;
 - A presença de harmônicos na corrente da carga se reflete na corrente de entrada da rede;
 - Ocorrência do fenômeno de *flicker* (cintilação) na carga de iluminação.
- Perdas elevadas a vazio ou em regimes de operação com baixo carregamento;
- Regulação de tensão inadequada principalmente no nível de distribuição.

Desde o início da utilização dos transformadores tradicionais de baixa frequência na transmissão e distribuição de energia elétrica, sua construção básica não sofreu alterações significativas. Embora melhorias nos processos de fabricação dos materiais do núcleo tenham possibilitado o desenvolvimento de transformadores mais eficientes, sua tecnologia de fabricação atual encontra-se bem consolidada sendo que melhorias marginais no desempenho se tornaram economicamente dispendiosas [2].

A principal desvantagem da utilização dos transformadores tradicionais reside na sua característica de permitir a propagação dos distúrbios da rede para as cargas (e vice-versa) através de sua isolamento galvânica. Tendo em vista a mitigação da maior parte dos problemas

supracitados, diversas pesquisas têm sido realizadas atualmente com foco, principalmente, na melhoria da qualidade da energia elétrica fornecida, dando origem à concepção de um equipamento que reúna em si diversas funcionalidades voltadas para a correção desses problemas em tempo real. Tal equipamento recebeu o nome de “Transformador de Estado Sólido” (SST - do inglês *Solid State Transformer*). Uma de suas características mais vantajosas é a independência da qualidade da energia do enrolamento primário e do secundário, em contrapartida aos transformadores convencionais. A perspectiva futura é de que o SST assumirá a função dos filtros ativos e equipamentos de correção do fator de potência. Vislumbra-se também sua aplicação ao gerenciamento e roteamento da energia produzida por fontes distribuídas de energia elétrica, vertente que tem recebido atenção recente da comunidade científica internacional [18].

1.1. OBJETIVO GERAL

O objetivo geral deste trabalho é realizar o estudo de um transformador de estado sólido (SST) baseado em conversores estáticos, para promover a conexão (paralelismo por injeção de corrente) de painéis fotovoltaicos (PV – do inglês *Photovoltaic*), ou mesmo de outras fontes de geração de energia distribuída, com a rede de energia elétrica no nível de distribuição. As simulações computacionais desenvolvidas visam servir de base para a futura montagem de um protótipo para estudos em laboratório.

1.2. OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Os objetivos específicos da presente dissertação são relacionados abaixo:

- Realizar uma revisão bibliográfica das diversas topologias encontradas atualmente na literatura técnica especializada no assunto e utilizadas para a implementação de SSTs, ressaltando as vantagens oferecidas pelo SST em relação aos transformadores tradicionais de baixa frequência, com relação à qualidade da energia elétrica fornecida / consumida;

- Projetar um SST para a conexão de painéis PV à rede de distribuição de energia elétrica, que seja passível de aplicação em outras fontes de geração de energia distribuída;
- Projetar o controle do conversor c.c.-c.a. com o intuito de realizar a injeção na rede de correntes equilibradas, com fator de potência controlado e com baixo conteúdo harmônico (compensação seletiva) quando da operação do sistema com a rede em condições de desequilíbrios de tensões e presença de harmônicos.
- Verificar o desempenho da técnica de compensação seletiva dos harmônicos da corrente injetada pelo conversor c.c.-c.a, realizada através de controladores PI síncronos.

1.3. MOTIVAÇÃO

Os tradicionais transformadores de potência de baixa frequência (50/60 Hz) são equipamentos essenciais e mundialmente difundidos nos sistemas de distribuição de energia elétrica. Embora estes apresentem uma série de qualidades em virtude de sua tecnologia de desenvolvimento já atualmente bem consolidada e madura (elevado rendimento, longa vida útil, grande robustez e confiabilidade, etc.), em contrapartida, possuem normalmente grandes dimensões e peso, e, do ponto de vista elétrico, uma série de desvantagens frente às perturbações do sistema, devido ao seu comportamento inerentemente passivo.

Tendo em vista a eliminação / mitigação da grande maioria dos distúrbios de qualidade da energia, o SST tem sido desenvolvido e aprimorado ao longo das últimas décadas. Atualmente, um grande número de topologias para diversos tipos de aplicações (sistemas de geração distribuída, veículos elétricos e híbridos, sistemas industriais de baixa e média tensão, dentre outros) podem ser encontradas na literatura técnica especializada. Mesmo não sendo um conceito recente, com o advento dos semicondutores à base de carbeto de silício (SiC), a comunidade científica no presente momento têm investido em uma série de estudos visando a viabilidade técnico-econômica da aplicação do SST em redes de distribuição de energia. Diversos estudos atestam, como exposto em grande parte das referências bibliográficas do presente trabalho, que, por ser um equipamento fundamentalmente baseado em eletrônica de potência e, portanto, um componente ativo do ponto de vista do sistema, o SST é capaz de aprimorar consideravelmente a qualidade da energia tanto à sua entrada quanto para as cargas

por ele alimentadas, compensando as principais incapacidades de um transformador convencional.

1.4. RELEVÂNCIA DO TEMA

Atualmente a qualidade da energia elétrica que circula no sistema elétrico é de preocupação crescente dos profissionais da Engenharia Elétrica e ramificações desta. Notadamente nos sistemas de distribuição de energia ocorre grande variação da demanda diária e desequilíbrio de cargas. A presença de distúrbios de grande magnitude nas grandezas elétricas fundamentais do sistema elétrico (tensões e correntes) pode causar uma série de transtornos tanto no âmbito da segurança pessoal dos usuários conectados à rede, quanto de ordem econômica às concessionárias, demais fornecedores de energia e consumidores industriais, devido aos danos passíveis de serem causados à infraestrutura do sistema e às cargas conectadas.

Do ponto de vista ambiental / ecológico a grande área de interesse atual é a das energias renováveis. Estudos têm sido desenvolvidos no mundo todo em busca do aprimoramento das tecnologias de geração de energia disponíveis e a tendência é a de que, cada vez mais, a matriz elétrica dos países se torne menos dependente das fontes não renováveis. O conceito de redes inteligentes (*microgrids* e *smartgrids*) vem sendo desenvolvido no intuito de permitir um elevado grau de interação e comunicação entre os elementos do sistema, exercendo-se um gerenciamento automatizado e controlado do sistema elétrico. A aplicação de tal conceito visa também atenuar os impactos negativos da entrada de fontes de geração distribuída¹ no sistema elétrico.

De acordo com o panorama apresentado, o estudo do SST se torna de grande relevância, visto que o mesmo pode se apresentar como um dispositivo dual realizando as funções de gerenciamento “inteligente” das situações de contingência do sistema elétrico (tendo em vista sua capacidade de aprimorar a qualidade da energia frente aos distúrbios da rede) bem como de elemento de conexão de fontes de energia distribuída com a rede, sendo esta última a aplicação estudada neste trabalho.

¹ Pode-se citar como fontes de geração distribuída as oriundas da energia fotovoltaica, eólica, marémotriz, biomassa, células de combustível, dentre outras.

1.5. ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

A presente dissertação de mestrado é dividida em seis capítulos mais Referências Bibliográficas. O primeiro capítulo introduz os principais aspectos do trabalho iniciando com uma introdução ao tema e apresentando na sequência os principais objetivos do trabalho, a motivação e a relevância do tema abordado.

O capítulo 2 apresenta uma revisão bibliográfica das principais características do SST (contrapondo-as com as de um transformador convencional) juntamente aos principais marcos de sua evolução desde sua concepção até o presente estado da arte. São ressaltadas as principais vantagens e funcionalidades passíveis de serem implementadas visando conferir ao SST maior imunidade aos distúrbios operacionais do sistema elétrico e da qualidade da energia do mesmo. São apresentadas também as principais características e vantagens das chaves à base de SiC em alternativa às chaves à Si para utilização em aplicações com tensões e frequências de chaveamento elevadas.

No capítulo 3 procede-se à descrição do sistema estudado, ao projeto dos filtros passivos de 2ª ordem dos conversores da topologia escolhida para o SST e ao cálculo das tensões de bloqueio/reversas e correntes através dos componentes semicondutores de potência dos conversores utilizados.

O capítulo 4 apresenta as estratégias de controle escolhidas para os conversores c.c.-c.c. e c.c.-c.a. da topologia estudada. Para o conversor c.c.-c.c. são apresentados os principais aspectos das estruturas de compensação baseadas em controladores PI e projetadas de acordo com a metodologia do fator 'k' [10]. Para o conversor c.c.-c.a. são apresentados os controladores mais utilizados para se realizar o paralelismo de sistemas fotovoltaicos com a rede elétrica através da injeção de correntes na rede. Discorre-se sobre os controladores proporcional-ressonante (PR), os controladores proporcional-integral (PI) e sobre as técnicas de implementação deste último em sistemas referenciais síncronos múltiplos para se realizar a compensação seletiva de harmônicos das correntes injetadas em condições de desequilíbrio e presença de harmônicos nas tensões da rede.

O capítulo 5 é dedicado a simulações e análises dos resultados obtidos. São apresentados os detalhes da modelagem de todos os estágios do sistema proposto tanto da parte do circuito de potência quanto dos sistemas de controle simulados. As simulações visam validar o projeto

dos elementos passivos e dos controladores dos conversores. São simuladas situações distintas de operação do sistema frente a distúrbios nas tensões da rede como a presença de desequilíbrio e de harmônicos de 5ª e 7ª ordens, visando analisar a capacidade conferida ao SST pelos sistemas de controle de injetar a energia desejada na rede elétrica.

O capítulo 6, por fim, apresenta as considerações finais sobre o trabalho desenvolvido, comentários gerais a respeito das simulações realizadas e resultados alcançados e as propostas do autor para trabalhos subsequentes.

2. O TRANSFORMADOR DE ESTADO SÓLIDO (*SOLID STATE TRANSFORMER - SST*)

É realizada no presente capítulo uma revisão bibliográfica apresentando as principais características do SST e, de forma sucinta, os principais marcos de sua evolução desde sua concepção até o presente estado da arte. A tecnologia de dispositivos semicondutores à SiC é introduzida na sequência.

2.1. TRANSFORMADORES DE DISTRIBUIÇÃO TRADICIONAIS – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Um transformador é um equipamento estático eletromagnético constituído basicamente de duas ou mais bobinas (enrolamentos) magneticamente acopladas através de um núcleo ferromagnético. A transferência de potência ocorre de uma bobina para a outra, normalmente em diferentes níveis de tensão e corrente. Os transformadores de distribuição tradicionais são transformadores com potência nominal entre 25 kVA e 1250 kVA [20], utilizados geralmente para suprir a carga de consumidores residenciais, comerciais e, eventualmente, pequenas cargas industriais.

Os transformadores de distribuição são considerados um dos mais importantes componentes do sistema elétrico. São geralmente projetados para operar em um regime de sobrecarga durante varias horas e tem uma expectativa de vida útil de até 40 anos [20]. São considerados equipamentos eficientes e confiáveis visto que, quando bem projetados, podem alcançar rendimentos superiores a 98% o que os colocam entre as máquinas elétricas mais eficientes existentes. Todavia, apresentam algumas desvantagens, como elevadas correntes de energização (*inrush*), distorção espectral da tensão de saída em função de sua característica de magnetização não-linear em excesso de carga e problemas de regulação de tensão. As principais desvantagens do transformador tradicional são descritas resumidamente a seguir:

Correntes de Energização

As correntes de energização de um transformador (corrente de magnetização inicial) são tipicamente da ordem de 16 p.u. da corrente nominal do primário [21]. Tal corrente é causada pela saturação do material do núcleo magnético. Os componentes / equipamentos do sistema são, portanto, projetados para suportar essas correntes de partida iniciais. A Figura 2-1 ilustra a forma de onda típica da corrente de *inrush* de um transformador.

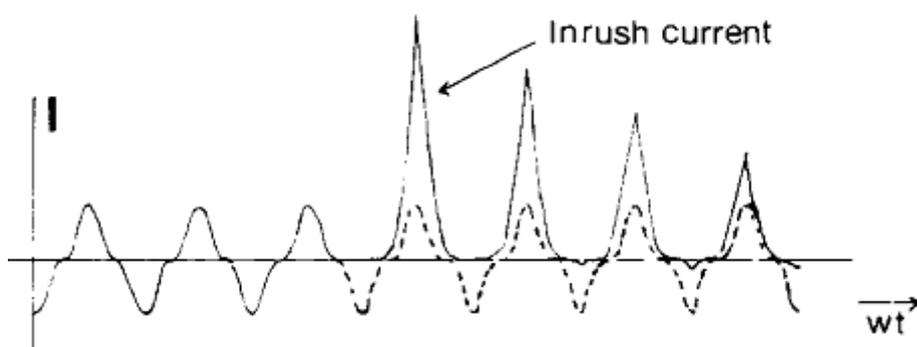


Figura 2-1 - Corrente de energização de um transformador [23].

Distorção Espectral

A curva B-H é aproximadamente linear desde sua origem até o joelho, a partir de onde, devido à saturação do material do núcleo, passa a apresentar uma relação não linear para valores elevados de densidade de fluxo magnético, B, e intensidade de campo magnético, H. Os transformadores são projetados para operar no ponto mais próximo do joelho da curva de modo a minimizar a quantidade de material do núcleo [21].

O fluxo, ϕ , no núcleo do transformador está atrasado 90° em relação à tensão primária. A corrente de magnetização², i_m , se torna não linear de modo que o fluxo seja senoidal, o que ocorre devido a não linearidade da curva B-H, como ilustra a Figura 2-2.

² A corrente de magnetização, i_m , é tipicamente da ordem de 1% a 5% da corrente de plena carga [21].

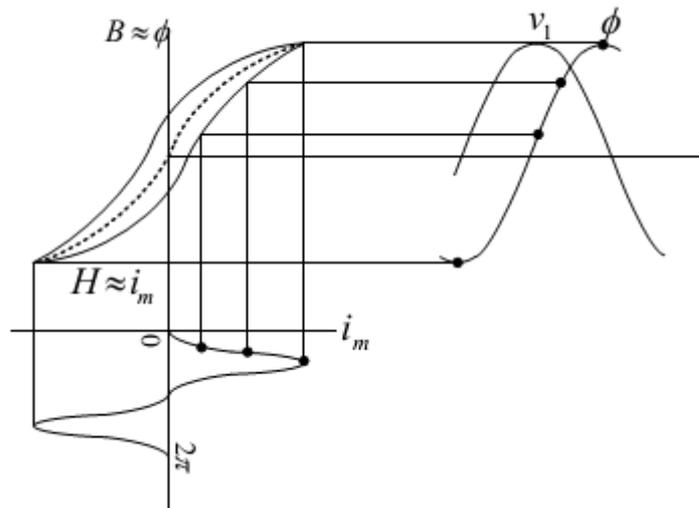


Figura 2-2 - Corrente de magnetização não linear de um transformador [21].

Através da análise de Fourier da forma de onda da corrente de magnetização pode-se constatar que a mesma apresenta quantidade significativa de terceiro harmônico, o que pode levar à distorção da onda de tensão de saída do transformador.

Regulação de Tensão

Segundo [2], todos os transformadores de baixa frequência apresentam problemas de regulação de tensão. Em geral a regulação de tensão é inversamente proporcional à potência nominal do transformador. Como transformadores de distribuição em geral apresentam baixas potências a regulação de tensão não é boa, o que causa significativo impacto na qualidade de energia da rede [20].

Qualidade da Energia Elétrica

Os principais problemas relacionados à qualidade da energia elétrica da rede são listados a seguir [24], [25]:

- Harmônicos;

- Sobretensões;
- Afundamentos e elevações de tensão;
- Surtos de tensão;
- Variações de tensão de longa e curta duração;
- Cintilação (*flicker*);
- Outros transitórios.

Existe atualmente uma série de equipamentos e componentes visando à correção dos problemas citados. Esses componentes podem ser ativos ou passivos, como filtros de harmônicos e conversores para correção do fator de potência [26].

A corrente de magnetização não-linear dos transformadores, devido a sua típica magnitude reduzida, não pode ser considerada como uma das principais fontes dos problemas de degradação da qualidade da energia. Os equipamentos de proteção geralmente levam em consideração as correntes de *inrush* em seu dimensionamento evitando a atuação inadequada da proteção. Entretanto, o transformador tradicional reproduz diretamente à sua saída os fenômenos elétricos que ocorrem à sua entrada e vice-versa. Os afundamentos / elevações de tensão a entrada do transformador, por exemplo, são refletidos nas cargas. Correntes harmônicas drenadas por cargas não lineares são aplicadas diretamente à rede. Em suma, a principal desvantagem do transformador tradicional é a propagação de distúrbios através de sua barreira de isolamento.

2.2. TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO - SSTs

A concepção inicial dos SSTs data do ano de 1980, quando pesquisadores da marinha dos Estados Unidos da América propuseram um transformador de potência eletrônico que consistia de um conversor c.a.-c.a. Buck, mostrado na Figura 2-3.

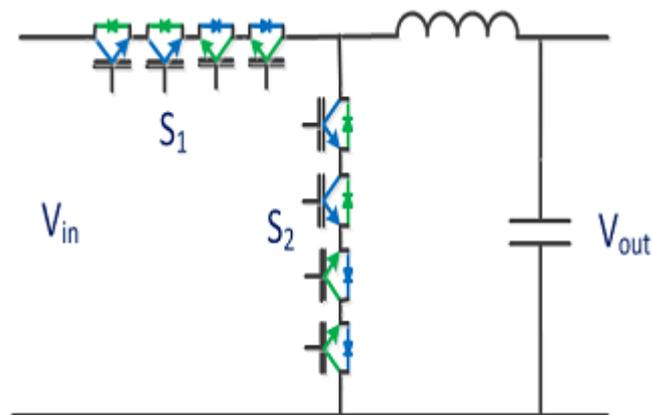


Figura 2-3 - Transformador de potência eletrônico (conversor c.a.-c.a. Buck) [2].

Embora à época a tecnologia necessária à demonstração das vantagens de um sistema baseado em SSTs ainda não se encontrasse disponível, as vantagens da utilização de tal sistema já haviam sido identificadas [2]. Com os avanços recentes nos semicondutores de potência e o desenvolvimento dos conversores multiníveis, o conceito vem sendo viabilizado e o interesse da comunidade científica renovado [27].

A topologia básica do SST consiste de três seções principais: um estágio de entrada com um conversor para gerar uma tensão c.a. de alta frequência a partir da tensão de baixa frequência da rede, um estágio de isolamento através de um transformador de alta frequência e um conversor de saída para gerar a tensão de saída novamente na frequência da rede [2]. Uma topologia genérica do SST é apresentada na Figura 2-4.

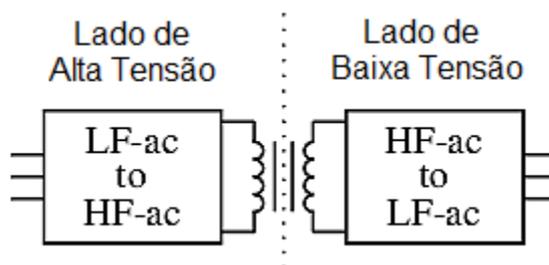


Figura 2-4 - Topologia genérica do SST. Adaptado de [2].

A configuração mais realizável de topologia para o SST é a da forma c.a.-c.c.-c.a.- c.c.-c.a., mostrado na Figura 2-5, em que o barramento c.c. do lado de alta (ou média) tensão pode ou não estar acessível e estabilizado [28]. Dependendo da aplicação, o estágio de entrada pode

apresentar um retificador ativo que controla a corrente primária forçando a mesma a ser senoidal e independente da corrente secundária realizando a correção ativa do fator de potência da rede [26]. O estágio de isolamento consiste de um conversor c.c.-c.c. que transfere a potência através do transformador de alta frequência. O conversor c.c.-c.c. é constituído além do transformador de alta frequência, por um conversor c.c.-c.a. ativo do lado da rede e um conversor c.a.-c.c. ativo ou não do lado da carga. Para aplicações onde se deseja um fluxo de potência bidirecional o retificador passivo pode ser substituído por um retificador ativo [2]. O estágio de saída apresenta um inversor que fornece tensão controlada a carga. Aos barramentos c.c. do estágio de isolamento podem ser adicionados capacitores de modo a se prevenir a propagação de harmônicos e obter uma compensação dos afundamentos de tensão da rede [2].

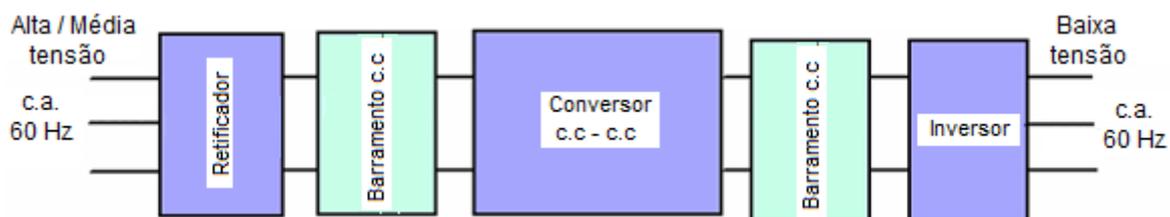


Figura 2-5 - Configuração básica de um transformador de estado sólido – SST. Barramentos c.c. acessíveis. Adaptado de [3].

A conversão de potência através da barreira de isolamento do SST é realizada em frequência muito mais elevada em relação à frequência industrial (50/60Hz). As dimensões físicas de um transformador são inversamente proporcionais à frequência de operação e densidade de fluxo na qual ocorre a saturação do núcleo, portanto, ao se aumentar a frequência de chaveamento do conversor c.c.-c.c., a integral da tensão no tempo (fluxo) é reduzida resultando em um núcleo menor [1], [3], [29].

De acordo com a topologia do SST pode ser utilizado um único transformador ou vários transformadores menores. Convém ressaltar que, embora os transformadores de alta frequência apresentem menores dimensões em relação aos de baixa frequência, o sistema como um todo dificilmente terá dimensões inferiores às de um transformador convencional. Tal fato ocorre devido à presença de dissipadores de calor, dos capacitores dos barramentos, indutores e placas de circuito impresso [20].

O custo do transformador tradicional é consideravelmente inferior ao do SST. Entretanto, devido às funcionalidades apresentadas pelo SST, o sistema como um todo pode se apresentar

menos oneroso a médio e longo prazos. A meta de projeto do SST é a melhoria da qualidade da energia da rede secundária. Além do mais, seu custo tende a ser reduzido com a produção em massa do equipamento e a tendência dos dispositivos semicondutores irem se tornando mais evoluídos e menos caros ao longo do tempo [2], [20].

2.2.1. VANTAGENS DO SST

Uma das principais vantagens do SST é a independência da qualidade da energia entre os enrolamentos do transformador magnético de seu estágio de isolamento. Os principais benefícios do SST em relação aos transformadores convencionais são listados a seguir:

- Correção ativa do fator de potência da rede [3], [18], [20], [30]:

Através de um retificador ativo para controlar a corrente de entrada drenada da rede de distribuição primária é possível se controlar o avanço ou atraso do ângulo de fase entre corrente e a tensão primária. Portanto, o SST pode ser um elemento resistivo, capacitivo ou indutivo do ponto de vista do sistema.

- Excelente regulação da tensão de saída [1], [2], [20], [30]:

A tensão de saída do SST é sintetizada através de um conversor c.c.-c.a.. Esse conversor realiza o controle da tensão instantânea à saída do sistema de modo que uma regulação de tensão quase perfeita é obtida.

- Filtragem do conteúdo harmônico [20], [27], [30]:

Ao se acrescentar uma determinada capacitância ao barramento c.c. do conversor c.c.-c.c., a poluição harmônica da rede é impedida de fluir para a carga e vice-versa.

- Limitação da corrente de curto-circuito [1], [2], [3], [20]:

O controle ativo do conversor propicia uma limitação da corrente entregue à carga na condição de falta. O SST atua como uma barreira para as correntes de falta de modo que, mesmo que ocorra uma falta trifásica no lado de baixa tensão, essa corrente não se reflete do lado da rede, uma vez que o SST reduz sua tensão de saída para limitar o valor da corrente de curto-circuito.

Dependendo do tipo de falta o SST ainda poderá fornecer potência à carga. No caso de uma falta monofásica em um SST trifásico, por exemplo, o inversor pode manter a alimentação das cargas conectadas às demais fases à medida que limita a corrente de falta. Desse modo 2/3 das cargas, supondo uma distribuição equilibrada, continuarão normalmente alimentadas.

- Afundamentos de tensão [2], [3], [18], [27], [30]:

Dependendo do tamanho da capacitância do barramento c.c. usada como fonte de armazenamento, a tensão de saída pode ser mantida constante, ficando a saída de tensão imune a afundamentos dentro de uma determinada tolerância.

- Variação da frequência de alimentação [2], [20]:

Devido ao controle ativo dos conversores, o SST pode ser operado em diferentes frequências tanto no secundário quanto no primário.

- Disponibilidade de barramentos c.c. [2], [18]:

Em caso de necessidade, dependendo da topologia escolhida, tanto um barramento c.c. de alta/média tensão e/ou de baixa tensão podem estar disponíveis. Tal característica pode ser útil, por exemplo, na conexão de módulos PV à rede, células de combustível, alimentação de VEs (Veículos Elétricos) etc.

2.2.2. PRINCIPAIS TOPOLOGIAS CONVERSoras – REVISÃO DE LITERATURA

Conforme relatado no item 2.2, a primeira topologia de que se tem registro da implementação de um transformador de potência eletrônico foi a proposta no ano de 1980 por pesquisadores da marinha dos Estados Unidos da América (U.S. Navy) (reproduzida novamente na Figura 2-6 para facilidade de acompanhamento) que consistia de um conversor c.a.-c.a. Buck. Anos mais tarde, em 1995, uma topologia similar foi proposta pelo EPRI (*Electric Power Research Institute*) [31]. Ambos os trabalhos resultaram em protótipos funcionais, entretanto operando em níveis de tensão primária, abaixo do nível da tensão de distribuição da rede e com baixa potência nominal [27].

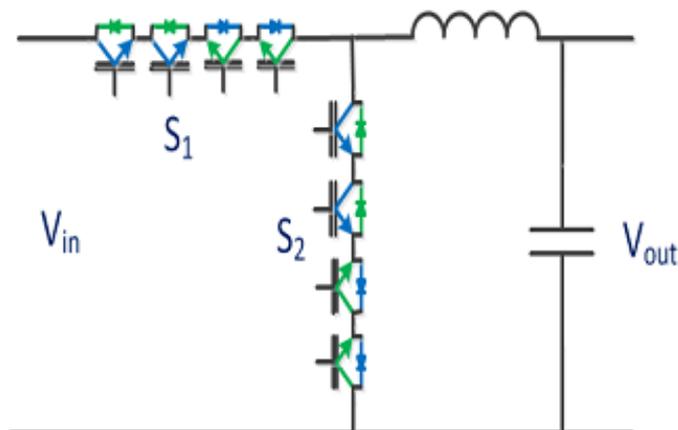


Figura 2-6 - Transformador de potência eletrônico (conversor c.a.-c.a. Buck) desenvolvido pela marinha norte-americana [2].

A topologia da Figura 2-6 apresenta uma série de problemas. Primeiramente, cada chave deve ser capaz de suportar a tensão primária integralmente e conduzir a corrente secundária nominal. Outras desvantagens estão no uso de dispositivos em série (dificuldade de controle), ausência de isolamento magnética, incapacidade de correção do fator de potência e de supressão da propagação de harmônicos para a rede [27].

Outra tentativa de conversão c.a.-c.a. de potência foi proposta por Kang *et al.*, 1999, [1], cuja topologia é ilustrada pela Figura 2-7. A forma de onda da corrente de entrada é modulada por um conversor de potência em uma onda quadrada de alta frequência e alimentada a um transformador de alta frequência. As vantagens desta topologia estão na redução do tamanho do transformador e no fator de estresse³ das chaves, entretanto, não se obtêm nenhum benefício em termos de controle ou melhoria do fator de potência.

³ O fator de estresse é definido como a razão do produto volt-ampères (VA) do semicondutor pelos VAs de saída do sistema.

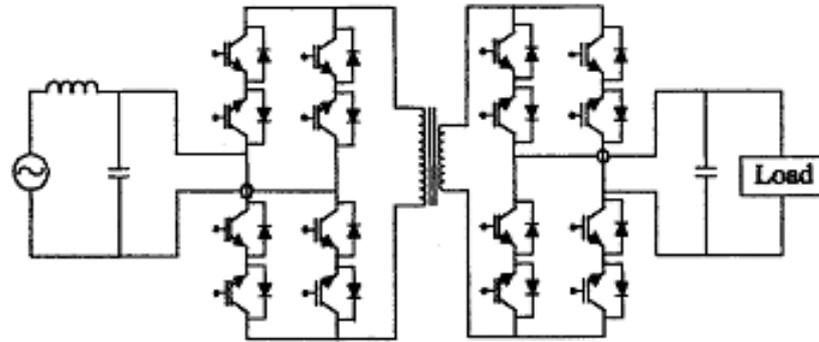


Figura 2-7 – Transformador c.a.-c.a. modulado em alta frequência [1].

O transformador de potência eletrônico proposto por Glover *et al.*, 2002, [27] (Figura 2-8) apresentou excelentes resultados com relação à filtragem de harmônicos e correção do fator de potência. Entretanto, o protótipo precisou ser operado com metade da tensão nominal da rede (3,6 kV) devido à alta interferência eletromagnética gerada em tensão plena. Todavia, os resultados obtidos validaram o princípio de operação do SST.

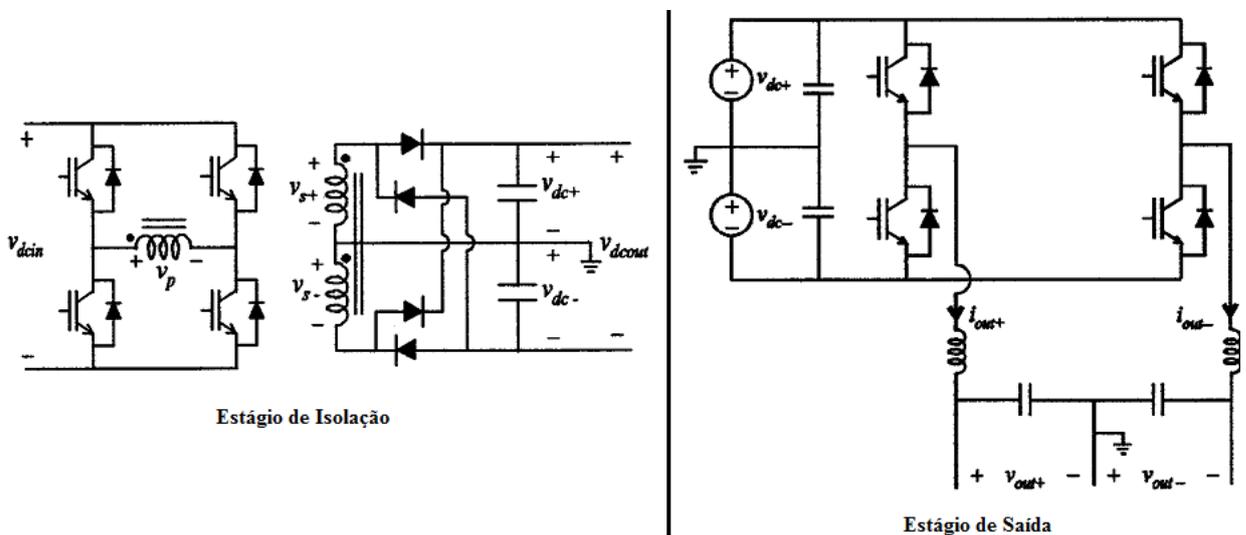


Figura 2-8 – Topologia do SST proposta por [27].

As diferentes tentativas de implementação do SST apresentaram como principal obstáculo o projeto dos conversores de potência para estágio de alta tensão. Apesar dos avanços da tecnologia de fabricação de semicondutores de silício, a capacidade de bloqueio de tensão dos componentes ainda era muito inferior à necessária para a conexão do SST à

rede primária. Tal limitação foi superada com o advento das topologias conversoras multiníveis [32], [33], [34]. As principais topologias multiníveis existentes na literatura são:

- Conversor multiníveis com neutro grampeado;
- Conversor multiníveis com capacitor flutuante;
- Conversores multiníveis em cascata.

Em um SST utilizando conversores multiníveis o retificador ativo é conectado diretamente à rede de alta tensão sendo utilizada uma das três topologias citadas anteriormente. Para as topologias com neutro grampeado e capacitores flutuantes a divisão da tensão de entrada entre as chaves do conversor se dá através do grampeamento de tensão nas chaves semicondutoras, via diodo ou capacitores, reduzindo a solitação de tensão (dv/dt) aplicada às chaves. Uma das principais vantagens obtidas com a utilização de conversores multiníveis é a melhoria considerável no espectro harmônico das formas de onda das tensões de saída. Topologias conversoras de 5 níveis com capacitor flutuante e neutro grampeado são apresentadas nas figuras a seguir.

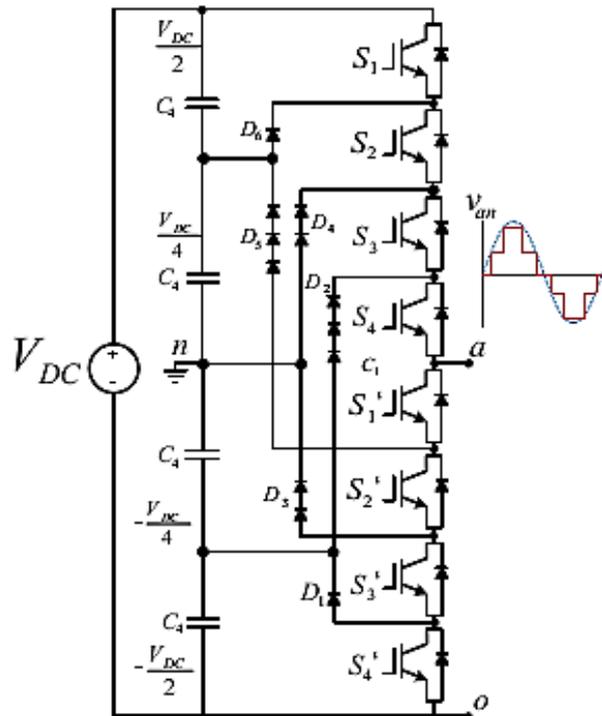


Figura 2-9 - Conversor multiníveis com neutro grampeado de 5 níveis [32].

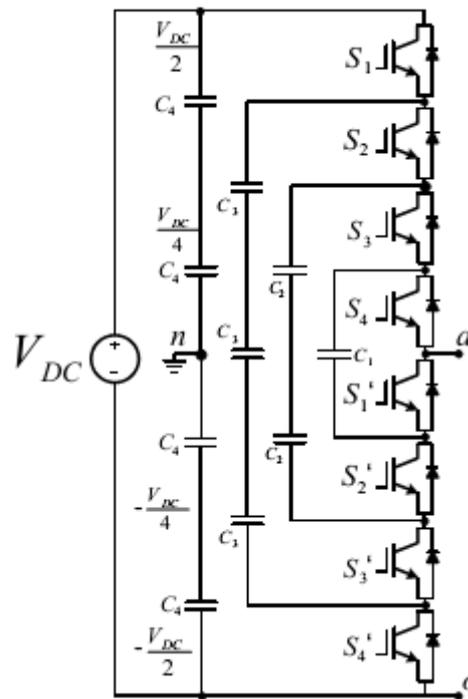


Figura 2-10 - Conversor multiníveis com capacitor flutuante de 5 níveis [32].

A tensão de bloqueio de cada chave em um conversor multiníveis é dada pela relação $V_{dc} / (N-1)$, em que N é o número de níveis da tensão de saída. Maiores detalhes sobre as topologias com neutro grampeado e capacitor flutuante podem ser encontradas nas referências [33], [34].

A terceira topologia de conversor multiníveis é a composta por conversores em cascata, que na verdade consiste na conexão série-paralelo⁴ de conversores em cascata. O conversor apresenta múltiplos módulos, sendo um módulo definido como um conjunto de conversores na configuração *back-to-back*, conforme ilustrado na Figura 2-11, para uma fase do SST. A alta tensão do primário é igualmente dividida entre os módulos. O lado de saída de cada módulo é então conectado em paralelo.

⁴ Série à entrada, paralelo à saída.

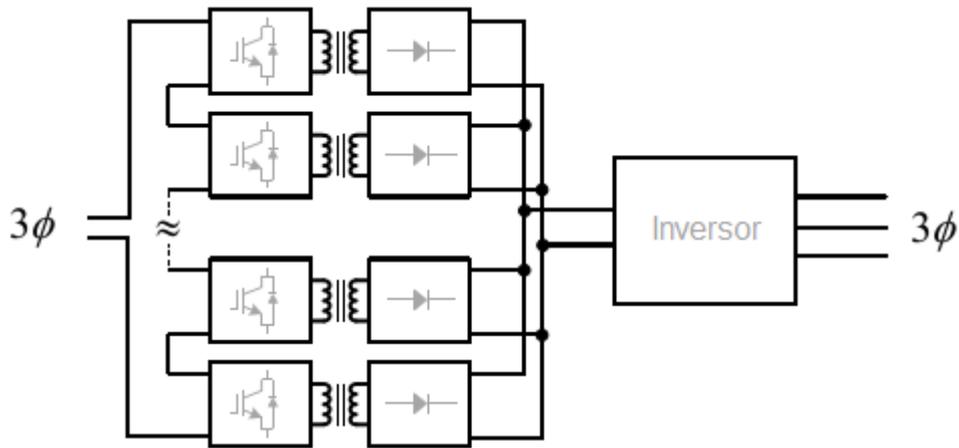


Figura 2-11 - SST com conversores em cascata [20].

A principal vantagem dessa topologia é a modularidade. O SST pode ser ajustado à tensão de alimentação (diferentemente dos demais conversores multiníveis que possuem tensão fixa) através da adição ou remoção de módulos, o que permite também o aumento do número de níveis e variação da sua potência nominal.

De acordo com [5], o custo do SST com topologia em cascata é comparável ao custo do conversor com neutro grampeado.

A topologia em cascata também apresenta outras vantagens como o *by-pass* de módulos em condição de falta, permitindo a continuidade da operação do equipamento. Os requisitos de isolamento entre os enrolamentos dos transformadores são reduzidos em comparação aos de um único transformador em outras topologias multiníveis [20]. A Figura 2-12 ilustra o diagrama em blocos de um módulo unitário do SST. O estágio de isolamento é composto por um conversor c.c.-c.c. *Full Bridge* semicontrolado.

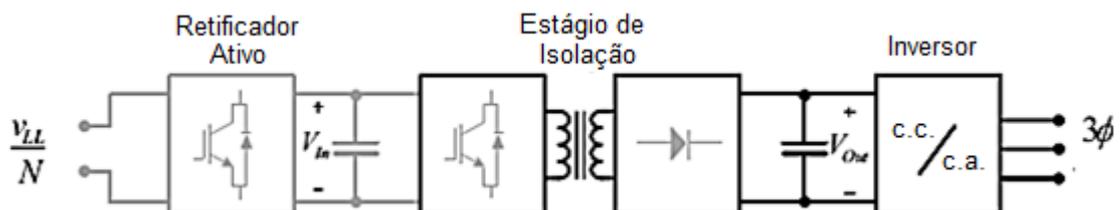


Figura 2-12 – Módulo unitário de um SST com topologia de conversores em cascata [20].

2.2.3. TOPOLOGIA ESCOLHIDA

Devido às vantagens sobre as demais topologias multiníveis expostas no item anterior, a topologia com conversores modulares em série é a escolhida para esse trabalho.

Conforme já ressaltado anteriormente, é possível se construir um SST com fluxo bidirecional de potência, entretanto isto o torna consideravelmente mais complicado, devido à necessidade da utilização de um conversor ativo no secundário do transformador que operará ora como retificador, ora como inversor. Todavia, para a aplicação proposta de se utilizar módulos PV para fornecimento de energia ao sistema de distribuição, um fluxo de potência bidirecional não se faz necessário.

Portanto, a topologia estudada no presente trabalho terá como base a configuração modular multiníveis. No entanto, o arranjo fotovoltaico é conectado diretamente ao barramento c.c. de baixa tensão (considera-se que sua tensão de saída já esteja regulada) excluindo-se o retificador ativo, conforme ilustra a Figura 2-14.

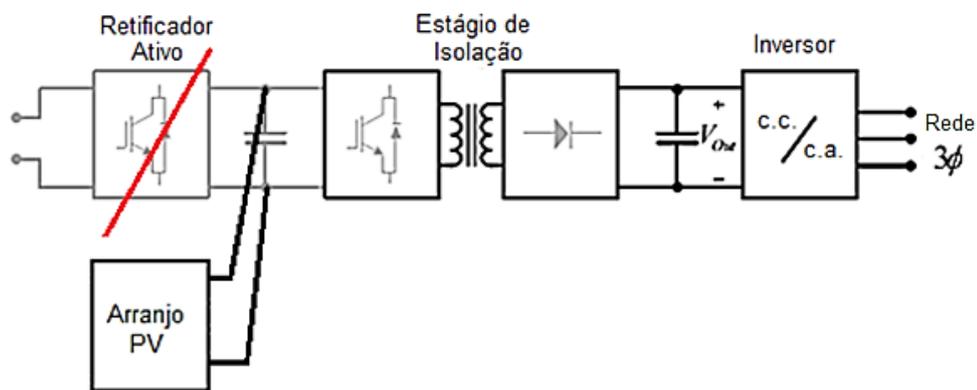


Figura 2-13 – Topologia escolhida para o estudo proposto.

Ressalta-se que no presente trabalho foi modelado apenas um módulo da topologia em cascata, sendo o estudo de um SST multiníveis proposto como tema para trabalhos futuros.

2.3.SEMICONDUCTORES A CARBETO DE SILÍCIO (SiC)

Atualmente, a maioria dos conversores de potência utiliza-se de chaves semicondutoras a base de silício - Si. Entretanto, nos últimos anos grandes investimentos têm sido realizados para o desenvolvimento de chaves semicondutoras a base de carbeto de silício - SiC.

Devido ao rápido desenvolvimento da tecnologia de fabricação do SiC, dispositivos deste material vem se tornando uma alternativa viável mesmo em altas tensões e frequências de chaveamento elevadas, o que possibilita a utilização de conversores MLP / PWM (Modulação por Largura de Pulso – do inglês *Pulse Width Modulation*) em aplicações de transmissão e distribuição de energia elétrica [3].

Dispositivos IGBT a silício atualmente são fabricados para suportar tensões de bloqueio da ordem de 6 kV, entretanto, com frequências de chaveamento da ordem de 1 kHz, valor bem inferior ao requerido normalmente para os SSTs.

As chaves a SiC são capazes de suportar tensões de ruptura mais elevadas que as chaves a Si em virtude do valor mais elevado de campo elétrico de ruptura. Além do mais, devido ao SiC ser um material semicondutor com uma ampla banda proibida (*bandgap*), o mesmo permite uma alta concentração de material dopante e, conseqüentemente, uma menor resistência de estado ligado. Em decorrência deste fato, as chaves à SiC podem operar em altas temperaturas [12]. As perdas de chaveamento dos componentes a SiC são reduzidas devido a esses apresentarem um corrente de recuperação reversa reduzida. A capacidade de chaveamento em alta frequência de um componente semicondutor é diretamente proporcional a sua velocidade de deriva, que no caso dos componentes a SiC é maior que duas vezes à velocidade dos componentes a Si [13]. A Tabela 2-1, adaptada da ref. [16], apresenta as propriedades térmicas e elétricas do silício e do carbeto de silício.

Estudos realizados por [12]-[17] tem atestado a superioridade dos dispositivos à SiC em relação aos à Si no tocante as perdas dos conversores por condução e chaveamento e na redução no tamanho dos dissipadores de calor, reduzindo conseqüentemente o peso dos conversores.

Tabela 2-1 - Propriedades elétricas e térmicas do Si e do SiC [16].

Propriedade	Símbolo	Unidade	Si	SiC
Energia da banda proibida	E_G	eV	1,12	3,26
Energia da banda proibida	E_G	J	$1,792 \times 10^{-19}$	$5,216 \times 10^{-19}$
Campo elétrico de ruptura	E_{BD}	V/cm	2×10^5	$2,2 \times 10^6$
Constante dielétrica	ϵ_r	-	11,9	9,7
Mobilidade do elétron a T =300K	μ_n	cm^2/Vs	1360	900
Mobilidade da lacuna a T =300K	μ_p	cm^2/Vs	480	120
Velocidade de deriva de saturação do elétron	v_{sat}	cm/s	8×10^6	$2,7 \times 10^7$
Concentração intrínseca a T = 300K	n_i	cm^{-3}	$1,5 \times 10^{10}$	$1,099 \times 10^{-8}$
Temperatura máxima da junção	T_{jmax}	°C	200	600
Condutividade térmica	G_{th}	W/Kcm	1,5	4,56

As figuras a seguir ilustram alguns resultados extraídos do estudo realizado por [12]. No estudo citado é realizada uma série de comparações entre diodos e MOSFETs à base de Si e à base de SiC. O sistema simulado é um conversor c.c.-c.c. em ponte completa (*Full-Bridge*) isolado, potência nominal de 2,5 kW, com frequência de chaveamento de 100 kHz utilizado em aplicações de veículos elétricos híbridos (HEV – do inglês *Hybrid Electric Vehicle*). Detalhes da modelagem do sistema podem ser encontrados na ref. [12].

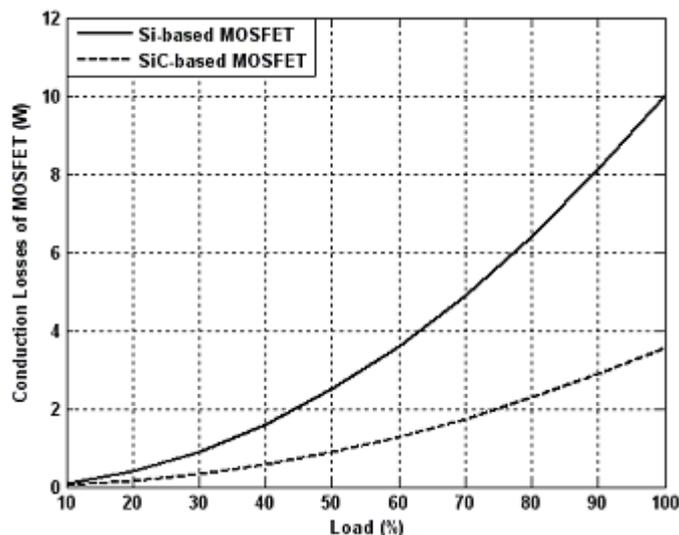


Figura 2-14 – Perfil de perdas em condução no MOSFET em função da carga [12].

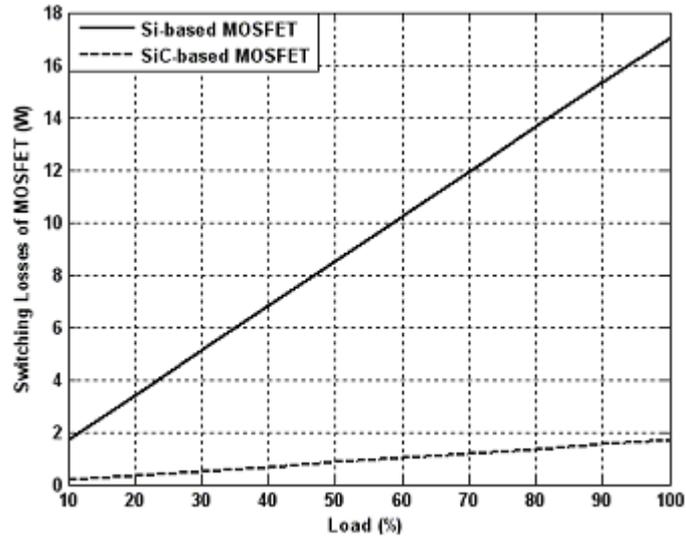


Figura 2-15 – Perfil de perdas de chaveamento no MOSFET em função da carga [12].

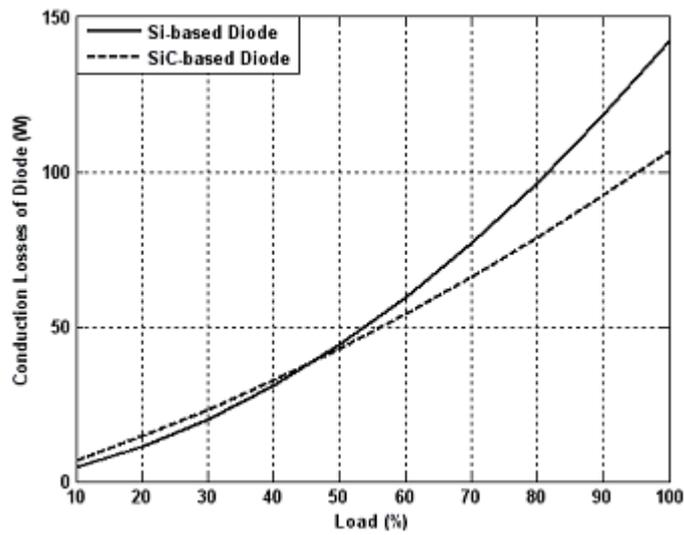


Figura 2-16 - Perfil de perdas em condução no diodo em função da carga [12].

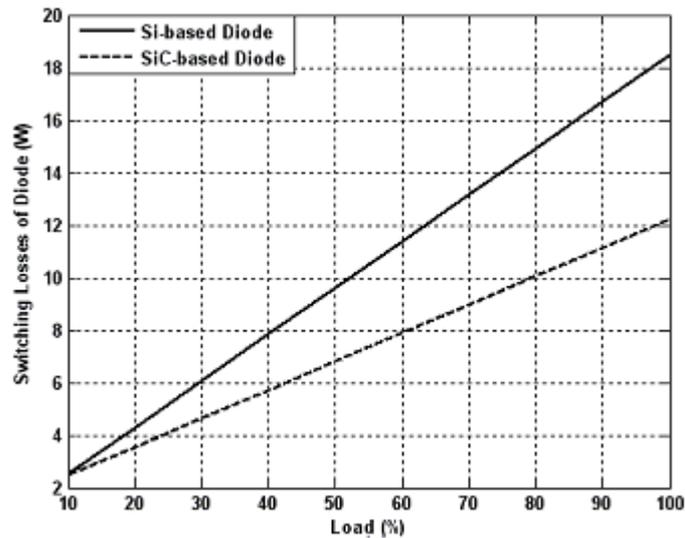


Figura 2-17 - Perfil de perdas de chaveamento no diodo em função da carga [12].

Como se pode observar nas figuras apresentadas, as perdas totais dos semicondutores de potência à SiC são significativamente inferiores às dos dispositivos à Si. Portanto, o sistema conversor à SiC apresenta um rendimento superior ao sistema com dispositivos de Si.

O estudo aponta que a perda total calculada para um sistema com dispositivos à SiC é cerca de 60% inferior à obtida para um sistema à base de Si na condição de plena carga. Ainda segundo [12], se a temperatura da junção dos semicondutores for mantida a mesma, o conjunto dissipador de calor apresenta dimensões reduzidas e o conversor à SiC um peso 46% inferior ao do conversor à Si.

2.4. CONCLUSÕES

No presente capítulo realizou-se uma revisão bibliográfica das topologias estudadas/desenvolvidas pela comunidade acadêmica para a implementação de um SST apresentando os principais marcos de sua evolução desde a topologia c.a-c.a. *Buck* (concepção inicial) até as topologias multiníveis.

As vantagens e desvantagens dos transformadores tradicionais e dos SSTs foram contrapostas, principalmente no que concerne a qualidade da energia circulante no sistema e a susceptibilidade a problemas relacionados a esta quando da utilização de um ou outro. Conclui-se que, apesar da alta confiabilidade, eficiência e robustez dos transformadores tradicionais, estes, por serem elementos de natureza passiva e não-lineares sob determinadas condições, são sujeitos a diversos tipos de distúrbios de ordem operacional. O SST, por sua vez, é um elemento de natureza ativa dotado de características que possibilitam a mitigação ou mesmo eliminação dos principais problemas de qualidade de energia, fornecendo ainda funcionalidades adicionais ao sistema elétrico como a correção ativa do fator de potência da rede e gerenciamento “inteligente” de situações de contingência.

Foram abordadas de forma sucinta algumas das principais vantagens das chaves à SiC em comparação com a tecnologia à base de Si. Destaca-se que as chaves à SiC tem a característica de suportar tensões de ruptura mais elevadas e apresentarem menores perdas em condução e de chaveamento em relação às chaves de Si. Tais características aumentam significativamente a eficiência dos sistemas de conversão, além de possibilitar ainda uma forma alternativa de implementação de conversores em níveis de tensão elevados.

3. DESCRIÇÃO DO SISTEMA E PROJETO DOS CONVERSORES E FILTROS PASSIVOS DE 2ª ORDEM

O SST proposto no presente trabalho será alimentado por um arranjo fotovoltaico representando a fonte de energia distribuída a ser conectada à rede e será composto por um conversor c.c.-c.c. isolado na topologia *Full – Bridge* (estágio de isolamento) e um inversor trifásico para a conexão do sistema à rede elétrica (estágio de inversão). Tanto o estágio de isolamento quanto o de inversão são providos de filtros LC.

O conversor c.c.-c.c. é composto por um inversor monofásico na topologia ponte H modulado pela técnica de deslocamento de fase [49] (PSM – *Phase Shift Modulation*), um transformador monofásico de alta frequência e uma ponte retificadora de onda completa não controlada.

As principais características do sistema são listadas abaixo:

- Tensão e potência do arranjo PV no ponto de máxima potência iguais a $V_{PV} = 400$ V (regulada) e $P_{PV} = 20$ kW, respectivamente;
- Potência nominal e frequência de operação do transformador (f_{TR}) iguais a 20 kVA e 19980 Hz, respectivamente;
- Frequência de chaveamento da ponte H do conversor c.c.-c.c. (f_{SH}) igual a 19980 Hz;
- Frequência de chaveamento do inversor trifásico (f_{Sinv}) de conexão do sistema à rede igual a 15360 Hz;
- Tensão no barramento c.c. de alta tensão igual a 1200 V;
- Tensão da rede igual a 690 V_{RMS} entre fases.

O diagrama em blocos do sistema é apresentado na Figura 3-1 a seguir.

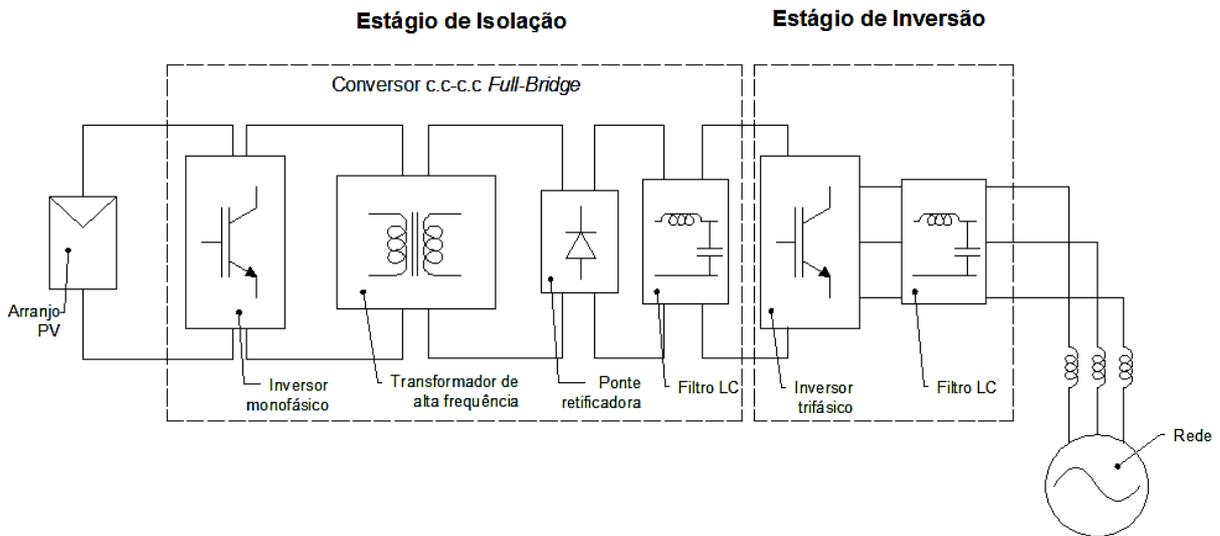


Figura 3-1 - Diagrama em blocos da topologia do sistema estudado.

Nos próximos itens são detalhadas as etapas de projeto dos filtros passivos de 2ª ordem e do projeto dos conversores c.c.-c.c. e c.c.-c.a. (cálculo das tensões e correntes dos dispositivos semicondutores de potência) do sistema proposto.

3.1. CONVERSOR C.C.-C.C. (*FULL-BRIDGE*)

Nos itens a seguir são apresentados o projeto dos componentes do filtro de saída do conversor c.c.-c.c., bem como os cálculos das solicitações de tensão e corrente necessários para a especificação das chaves de potência do inversor monofásico em ponte completa (ponte H) e da ponte retificadora a diodos. O objetivo dos referidos cálculos é nortear a escolha dos módulos de potência a serem empregados em uma montagem prática do sistema.

Para o filtro, o objetivo é calcular o valor dos componentes de modo que, quando da operação do conversor nas condições mais desfavoráveis, os valores de tensão e corrente de saída sejam mantidos dentro de uma faixa de variação especificada.

3.1.1. PROJETO DO FILTRO DE SAÍDA

O projeto dos componentes do filtro LC do estágio de retificação à saída do transformador de alta frequência do SST (ponte retificadora do conversor *Full – Bridge*) é realizado nesta seção. Considerou-se que o arranjo PV fornece ao sistema uma tensão c.c. regulada de 400 V em seus terminais de saída. Desse modo, assume-se que a tensão à entrada do primário do transformador seja igual à tensão c.c. nominal do arranjo.

O projeto do indutor do filtro de saída é realizado visando garantir que o conversor opere no modo de condução contínua (MCC) e que a ondulação na corrente através do mesmo seja de, no máximo, 30% da corrente média de saída do conversor, I_O .

O projeto do capacitor do filtro de saída é realizado de modo que a ondulação da tensão sobre o mesmo seja de, no máximo, 1% da tensão média de saída do conversor, V_O .

PROJETO DO INDUTOR – ‘Ldc’

Uma vez que a tensão c.a. do transformador apresenta frequência nominal de operação de 19980 Hz, tensão de saída da ponte retificadora a diodos possui uma frequência duas vezes maior devido à retificação de onda completa, ou seja,

$$\begin{aligned} f_{RET} &= 2 \cdot 19980 = 39960 \text{ Hz} \\ \therefore T_{RET} &= \frac{1}{f_{RET}} = 25,025 \mu\text{s} \end{aligned} \quad \text{eq. 3.1}$$

Em que,

- f_{RET} – frequência da tensão de saída da ponte retificadora;
- T_{RET} – período da tensão de saída da ponte retificadora.

Para a condição de operação de um conversor c.c.-c.c. com ciclo de trabalho, ‘d’ igual a 0,5 (condição de maior *ripple*) tem-se,

$$\begin{aligned} \Delta t &= d \cdot T_{RET} \\ \therefore \Delta t &= 12,51 \mu\text{s} \end{aligned} \quad \text{eq. 3.2}$$

Em que Δt é o período de condução das chaves.

Portanto, para se obter uma tensão média de saída no barramento c.c. de alta tensão de 1200 Vcc, a tensão do enrolamento secundário do transformador é calculada pela eq. 3.3.

$$V_O = \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t} V'_{SEC} \cdot dt \rightarrow V_O = \frac{1}{T_s} \cdot V'_{SEC} \cdot \Delta t \quad \text{eq. 3.3}$$

$$\therefore V'_{SEC} = 2400 \text{ V}$$

Em que V'_{SEC} é a tensão máxima do secundário do transformador retificada (ver Figura 3-2). Portanto, de modo a se obter uma tensão de 1200 V no barramento c.c. de alta tensão, a relação de espiras secundário/primário do transformador deve ser de:

$$k_{TR} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{2400}{400} = 6,0 \quad \text{eq. 3.4}$$

A tensão sobre o indutor é dada pela diferença entre a tensão retificada do secundário do transformador (V'_{SEC}) e a tensão média de saída do SST (V_O), ou seja:

$$V_{Ldc} = V'_{SEC} - V_O = 1200 \text{ V}$$

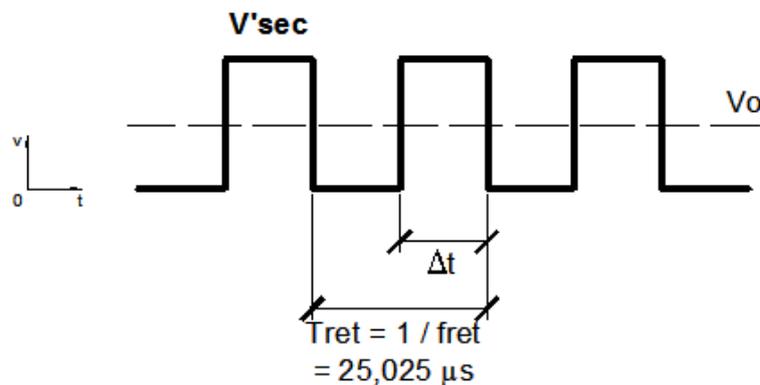


Figura 3-2 - Tensão retificada do secundário do transformador, V'_{SEC} , e tensão média de saída, V_O .

A corrente média de saída conversor c.c.-c.c. para a operação em plena carga é determinada pela eq. 3.5:

$$I_O = \frac{S_{SST}}{V_O} = \frac{20 \text{ kVA}}{1200 \text{ V}} = 16,67 \text{ A} \quad \text{eq. 3.5}$$

E, de acordo com os requisitos de *ripple* na corrente de saída do indutor,

$$\Delta I_{Ldc} = 0,3 \cdot I_O = 5 \text{ A}$$

Em que,

- I_O – Corrente média de saída do conversor c.c.-c.c.;
- S_{SST} – Potência aparente nominal do SST;
- V_O – Tensão média de saída (retificada) do conversor c.c.-c.c.;
- ΔI_{Ldc} – magnitude da ondulação de corrente no indutor (pico a pico).

Da equação da tensão induzida em um indutor, obtém-se:

$$v_{Ldc} = L_{dc} \cdot \frac{di_{Ldc}}{dt} \rightarrow V_{Ldc} = L_{dc} \cdot \frac{\Delta I_{Ldc}}{\Delta t} \quad \text{eq. 3.6}$$

Dessa forma, o valor da indutância necessária para se manter a ondulação na corrente do indutor dentro dos limites estabelecidos pode ser obtido pela equação:

$$L_{dc} = \frac{V_{Ldc} \cdot \Delta t}{\Delta I_{Ldc}} = \frac{1200 \cdot 12,51 \times 10^{-6}}{5} = 3,0 \text{ mH}$$

PROJETO DO CAPACITOR – ‘Cdc’

Conforme ressaltado anteriormente, o projeto do capacitor do filtro de saída deve possuir uma capacitância tal que a ondulação da tensão sobre o mesmo seja no máximo de 1% da tensão de saída do conversor, V_O . Desse modo obtém-se:

$$\Delta V_{Cdc} = 0,01 \cdot V_o = 12 V$$

Uma vez que a tensão retificada de saída da ponte retificadora possui uma frequência de duas vezes a frequência da tensão c.a. do transformador a corrente através do capacitor também possuirá essa mesma frequência, sendo seu valor médio nulo, conforme ilustra a Figura 3-3.

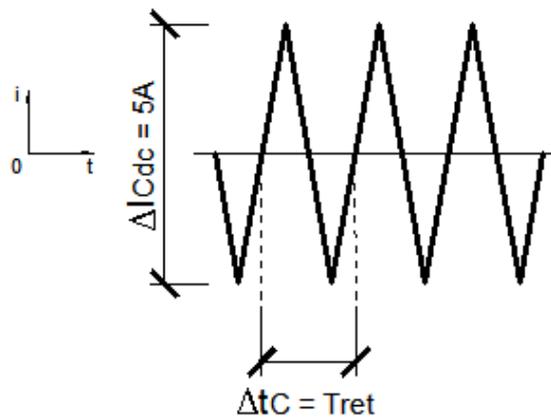


Figura 3-3 - Corrente através do capacitor do filtro LC.

Analisando-se a Figura 3-3 observa-se que $\Delta I_{Cdc} = \Delta I_{Ldc} = 5 A$, e que $\Delta t_C = T_{RET} = 25,025\mu s$. Desse modo, o cômputo da carga acumulada em um capacitor é dado pela eq. 3.7:

$$q_{Cdc} = \int_0^{\Delta t_C/2} i_{Cdc} \cdot dt \rightarrow q_{Cdc} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_{Cdc}}{2} \cdot \frac{T_{RET}}{2} \quad \text{eq. 3.7}$$

$$\therefore q_{Cdc} = \frac{1}{2} \cdot \frac{5,0}{2} \cdot \frac{25,025 \times 10^{-6}}{2} = 15,63 \mu C$$

Assim, o valor da capacitância é calculado pela eq. 3.8:

$$C_{dc} = \frac{q_{Cdc}}{\Delta V_{Cdc}} \quad \text{eq. 3.8}$$

$$\therefore C_{dc} = 1,3 \mu F$$

3.1.2. PROJETO DOS CONVERSORES

Os componentes semicondutores de potência dos conversores são especificados com base nos critérios de máxima tensão a que são submetidos quando em condição de bloqueio e das correntes médias e eficazes que circulam por eles no intervalo de um período da frequência de chaveamento/comutação dos mesmos. Os próximos tópicos apresentam a determinação das correntes e tensões das chaves utilizadas no inversor ponte H e na ponte retificadora a diodos do conversor c.c.-c.c.

3.1.2.1. INVERSOR MONOFÁSICO (PONTE H)

Para a aplicação proposta, conforme descrito anteriormente, a frequência de chaveamento da ponte H é de 19980 Hz e os sinais de comando das chaves são gerados através da técnica PSM. A topologia do inversor e os comandos das chaves são apresentados nas figuras e no mapa de comandos a seguir.

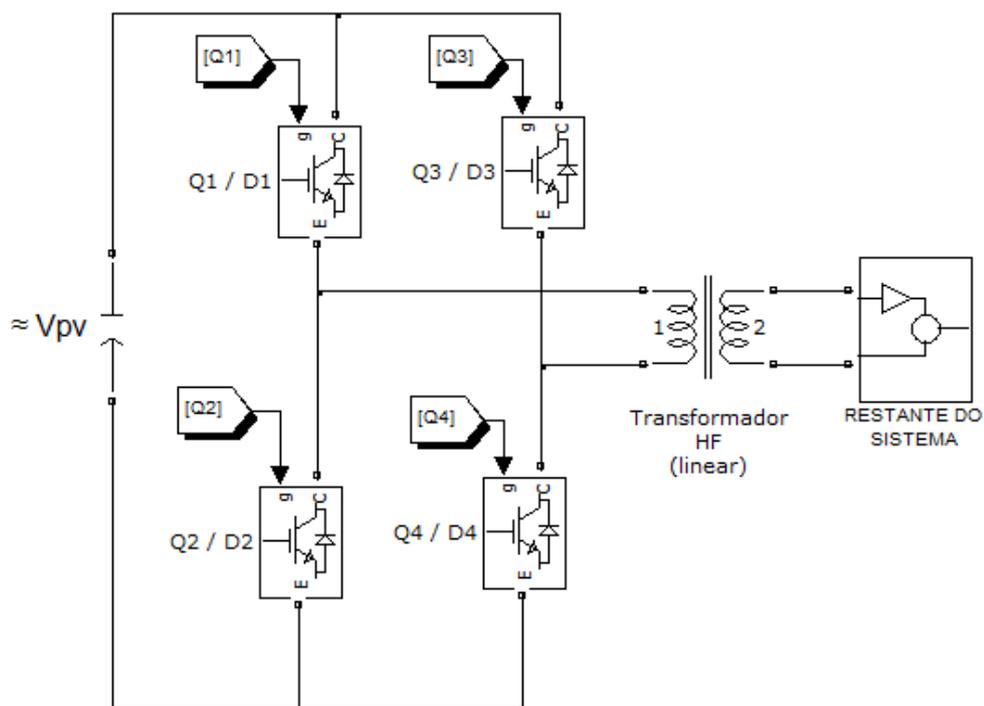


Figura 3-4 - Topologia do inversor em ponte H.

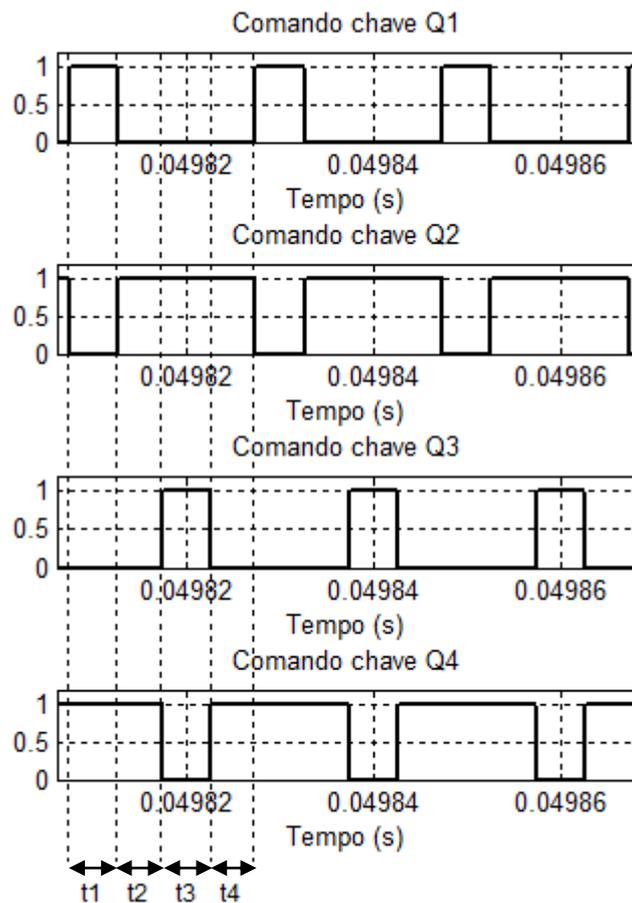


Figura 3-5 - Comando das chaves do inversor em ponte H.

Tabela 3-1 - Mapa de comandos do inversor em ponte H.

Intervalo	Q ₁	Q ₂	Q ₃	Q ₄
t ₁	1	0	0	1
t ₂	0	1	0	1
t ₃	0	1	1	0
t ₄	0	1	0	1

A situação apresentada considera o sistema em regime permanente operando com ciclo de trabalho $d = 0,5$ e que a tensão nos terminais de entrada da ponte H é aproximadamente igual à tensão nominal do arranjo PV, ou seja, 400 V. Os comandos das chaves de um mesmo braço do inversor são complementares e, devido ao deslocamento de fase do PSM, o tempo de duração dos mesmos é assimétrico. Sendo assim, as chaves Q₁ e Q₃ permanecem ligadas durante 1/4 do período de chaveamento, enquanto Q₂ e Q₄ permanecem ligadas os 3/4

restantes. Os intervalos t_1 a t_4 compõem um período de chaveamento do inversor. Observa-se que, durante os intervalos t_2 e t_4 , as chaves inferiores da ponte encontram-se em condução levando a uma tensão nula nos terminais do enrolamento primário do transformador.

Considerando-se a operação do arranjo PV fornecendo sua potência máxima de 20 kW, a corrente média de saída do arranjo será igual a,

$$I_{PV} = \frac{P_{PV}}{V_{PV}} = \frac{20 \text{ kW}}{400 \text{ V}} = 50 \text{ A} \quad \text{eq. 3.9}$$

Nessa situação, as correntes nas chaves Q_1 , Q_2 , Q_3 e Q_4 do inversor são as mostradas na Figura 3-6.

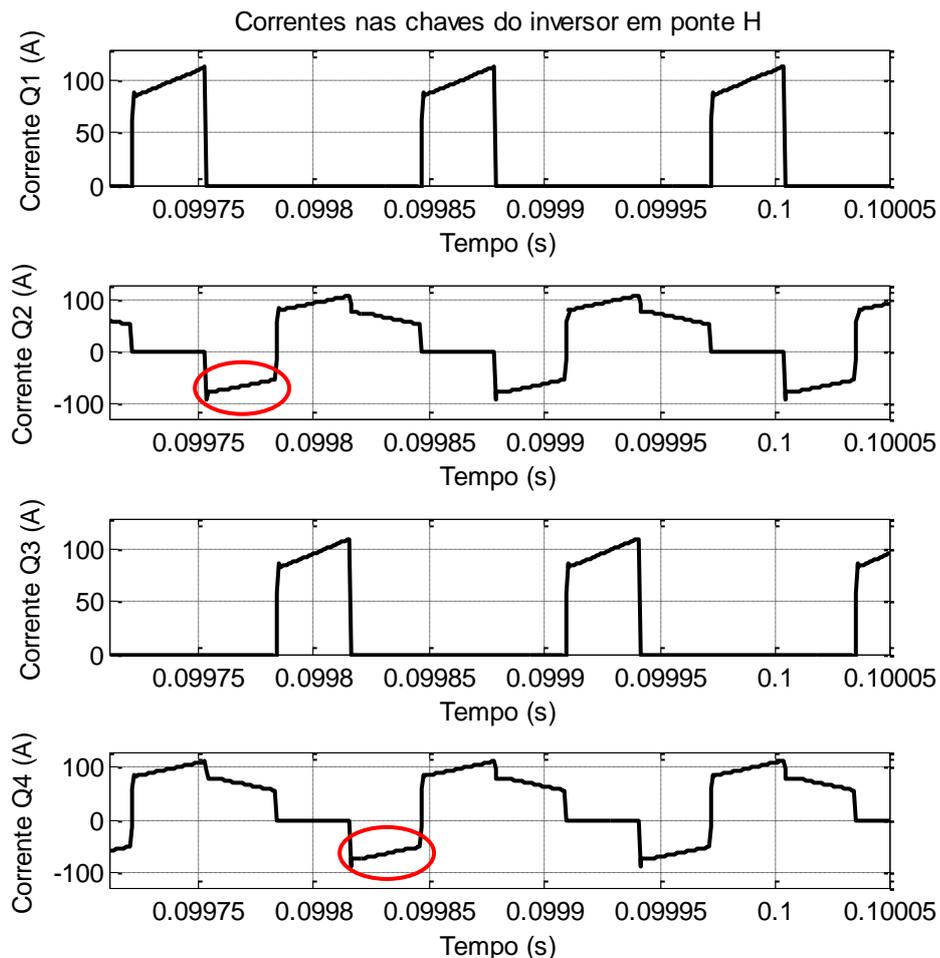


Figura 3-6 - Correntes nas chaves Q_1 , Q_2 , Q_3 e Q_4 do inversor em ponte H.

Destaca-se que, na Figura 3-6, a região circulada representa a corrente que flui pelos diodos em antiparalelo com as chaves nos intervalos t_2 e t_4 (ver Tabela 3-1).

As correntes médias das chaves do inversor podem ser calculadas através da eq. 3.10:

$$\bar{I} = \frac{1}{T_{SH}} \int_{t_0}^{t_0 + T_{SH}} i(t). dt \quad \text{eq. 3.10}$$

Em que T_{SH} ($= 1 / f_{SH}$) é o período de chaveamento do inversor.

As correntes eficazes para formas de onda compostas por n segmentos lineares são obtidas pelas equações a seguir [35]:

$$I_{ef} = \sqrt{\sum_{k=1}^n d_k \cdot u_k} \quad \text{eq. 3.11}$$

$$u_k = \frac{1}{3} (I_1^2 + I_1 I_2 + I_2^2) \quad \text{eq. 3.12}$$

Em que d_k corresponde ao ciclo de trabalho do segmento u_k e I_1 e I_2 são ilustrados pela Figura 3-7.

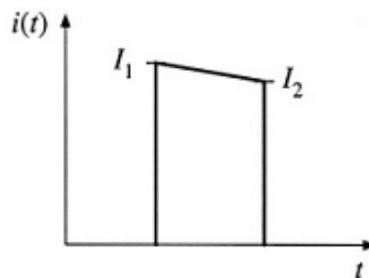


Figura 3-7 - Segmento de corrente trapezoidal [35].

Desse modo as correntes médias e eficazes calculadas são apresentadas na Tabela 3-2.

Tabela 3-2 - Correntes médias e eficazes calculadas nos semicondutores de potência da ponte H.

Dispositivo	I média⁵ (A)	I eficaz⁵ (A)
Q₁ / Q₃	25,0	50,2
Q₂ / Q₄	42,5	82,6
* D₂ / D₄	17,5	33,2

* Diodos em antiparalelo com as chaves Q₂ e Q₄.

Uma vez calculadas as correntes médias e eficazes das chaves e sabendo-se que a tensão sobre as mesmas na condição de bloqueio é de, aproximadamente, 400 V, podem ser especificados semicondutores / módulos de potência disponíveis comercialmente (ou associação destes) com características de capacidade de tensão de bloqueio e de condução de corrente que atendam aos valores determinados.

3.1.2.2. PONTE RETIFICADORA A DIODOS

A ponte retificadora de saída do conversor c.c.-c.c. estará submetida em seus terminais de entrada à tensão c.a. de saída do secundário do transformador na frequência de 19980 Hz. Considerando a operação do arranjo PV no ponto de máxima potência, à saída da ponte, conforme já relatado, a tensão apresentará um valor médio de 1200 V com frequência duas vezes maior devido à retificação de onda completa – 39960 Hz. A ponte retificadora é mostrada na Figura 3-8.

⁵ As correntes apresentadas na Tabela 3-2 para as chaves Q₂ e Q₄ desconsideram a parcela que flui através dos diodos em antiparalelo.

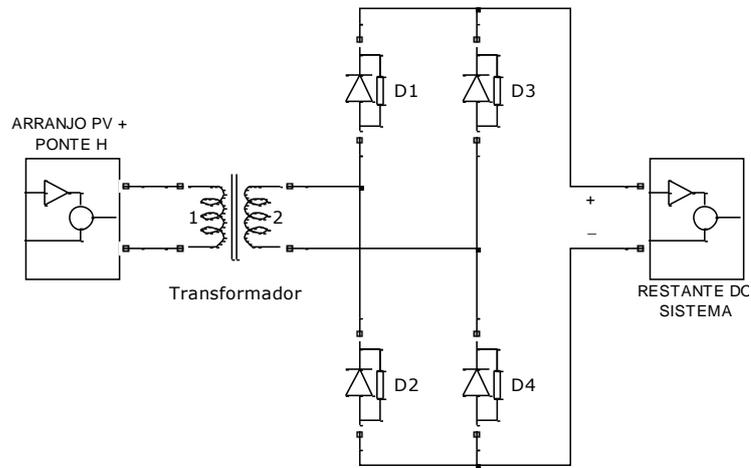


Figura 3-8 – Topologia da ponte retificadora monofásica a diodos.

A Figura 3-9 mostra a tensão de entrada e a tensão de saída (retificada) da ponte.

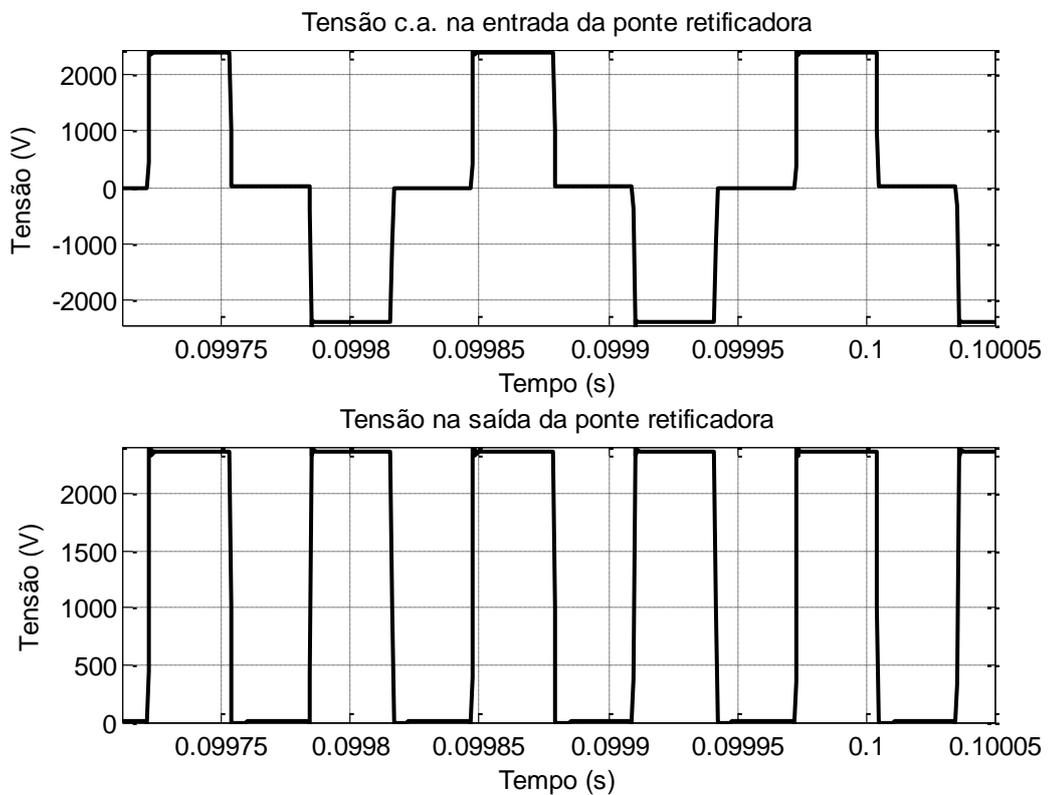


Figura 3-9 - Ponte retificadora: tensões de entrada e saída.

Nessa situação a corrente e a tensão nos diodos apresentam as formas de onda mostradas na Figura 3-10 e na Figura 3-11, respectivamente.

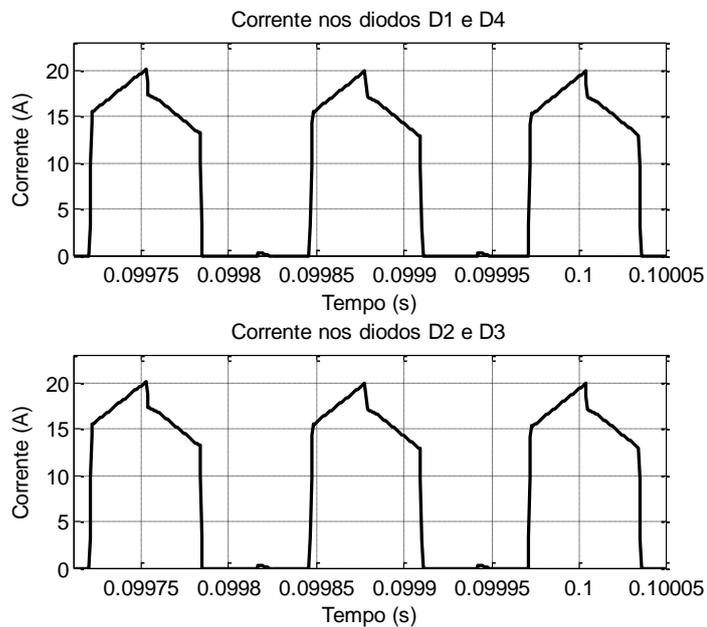


Figura 3-10 - Corrente nos diodos da ponte retificadora.

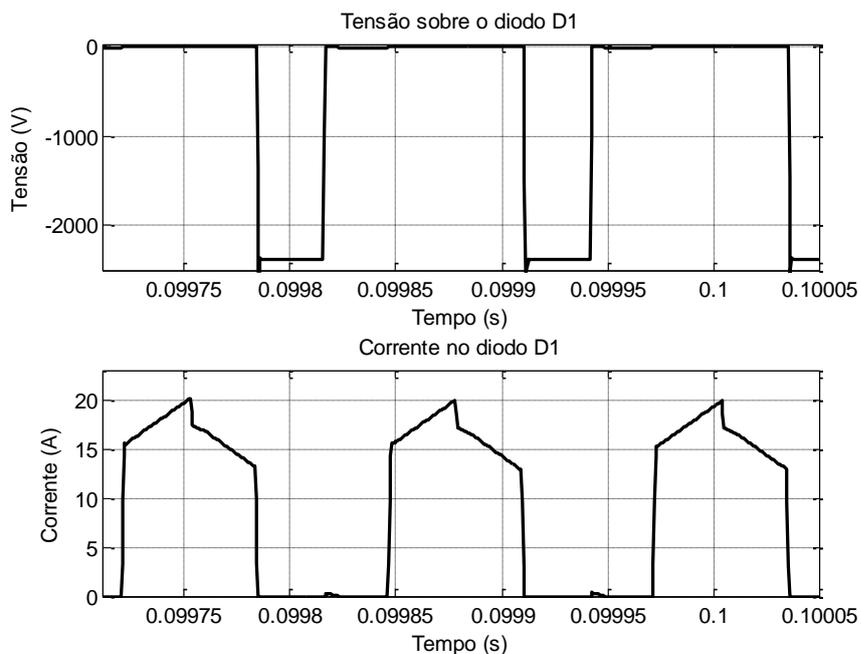


Figura 3-11 - Tensão e corrente no diodo D₁ da ponte retificadora.

Aplicando as eqs. 3.10, 3.11 e 3.12 às formas de onda da Figura 3-10 obtém-se uma corrente média através dos diodos de aproximadamente 8,2 A e uma corrente eficaz de 11,8 A. A Figura 3-11 mostra o gráfico da tensão e da corrente no diodo D_1 , onde se constata que o mesmo, quando polarizado reversamente, é submetido a uma tensão de 2400 V entre seus terminais. Nessa situação podem ser especificados semicondutores / módulos de potência disponíveis comercialmente (ou uma associação destes) com características de capacidade de tensão de bloqueio e de condução de corrente em observância aos valores determinados.

3.2. CONVERSOR C.C. - C.A.

O conversor c.c.-c.a. é o elemento comum aos sistemas de geração distribuída responsável pela conexão destes à rede de energia elétrica. Atualmente dispõe-se de normas e padrões internacionais que estabelecem os requisitos operacionais dos conversores e da qualidade da energia injetada por sistemas de geração distribuída conectados à rede [50] - [53]. Desse modo, o conversor c.c.-c.a. deve garantir que as correntes injetadas sejam idealmente senoidais (livres de poluição harmônica) e torna-se necessário, portanto, que seja realizada uma filtragem das componentes de alta frequência presentes na corrente a ser injetada na rede provenientes do chaveamento dos conversores do sistema.

Nos próximos itens são apresentadas as etapas do projeto de um filtro LC de 2ª ordem e a determinação dos níveis de corrente e estresse de tensão das chaves do inversor trifásico da aplicação proposta no presente trabalho.

3.2.1. PROJETO DO FILTRO DE SAÍDA

PROJETO DO INDUTOR – ‘ L_{out} ’

De modo similar ao indutor do filtro de saída do conversor c.c.-c.c., os indutores do filtro de saída do inversor trifásico são projetados visando garantir que o *ripple* em suas correntes de saída seja menor ou igual a 30% da corrente nominal passível de ser injetada na rede pelo

sistema. Desse modo, como o SST estudado deve fornecer uma potência nominal de 20 kVA em 690 V, tem-se:

$$\hat{I}_{nom} = \frac{\sqrt{2} \cdot S_{SST}}{\sqrt{3} \cdot V_{nom}} = 23,67 \text{ Apico} \quad \text{eq. 3.13}$$

$$\therefore \Delta I_{Lout} = 0,3 \cdot \hat{I}_{nom} = 7,1 \text{ A}$$

Para o inversor foi utilizada uma frequência de chaveamento, f_{Sinv} , de 15360 Hz obtendo, portanto, um período de chaveamento de:

$$T_{Sinv} = \frac{1}{f_{Sinv}} = 65,10 \mu s$$

Sabe-se que durante um período de chaveamento, T_{Sinv} , do inversor os indutores passam pelos processos de carga e descarga, intervalos t_1 e t_2 , respectivamente. Durante esse período os indutores estarão submetidos ora à diferença de potencial entre a tensão fase-neutro de saída do inversor e a tensão senoidal da rede, ora apenas à tensão da rede (intervalo t_2 em que $V_{inv} = 0 \text{ V}$). Portanto, podem ser estabelecidas as seguintes relações:

$$\begin{cases} V_{inv} - V_{rede} = \frac{L_{out} \cdot \Delta I_{Lout}}{t_1} \\ 0 - V_{rede} = \frac{L_{out} \cdot (-\Delta I_{Lout})}{t_2} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} t_1 = \frac{L_{out} \cdot \Delta I_{Lout}}{V_{inv} - V_{rede}} \\ t_2 = \frac{L_{out} \cdot \Delta I_{Lout}}{V_{rede}} \end{cases}$$

Como $t_1 + t_2 = T_{Sinv}$, tem-se:

$$\begin{aligned} T_{Sinv} &= \frac{L_{out} \cdot \Delta I_{Lout} \cdot V_{inv}}{V_{rede} \cdot V_{inv} - V_{rede}^2} \\ L_{out} &= \frac{V_{rede} \cdot V_{inv} - V_{rede}^2}{f_{Sinv} \cdot \Delta I_{Lout} \cdot V_{inv}} \end{aligned} \quad \text{eq. 3.14}$$

Tendo em vista que a forma de onda da tensão da rede é idealmente senoidal e a forma de onda da tensão fase-neutro de saída do inversor apresenta o padrão ilustrado na Figura 3-12, o indutor terá seu maior valor quando a tensão da rede for igual a $0,5 \times V_{inv}$ (em que $V_{inv} = V_{an} = 0,667 \times V_O = 800 \text{ V}$). Assim, o valor dos indutores pode ser obtido pela eq. 3.14:

$$L_{out} = \frac{800/2 \cdot 800 - (800/2)^2}{15360 \cdot 7,1 \cdot 800} = 1,8 \text{ mH}$$

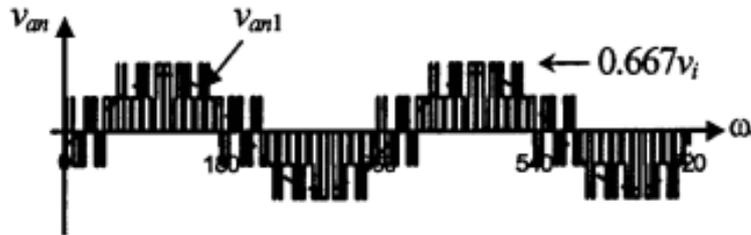


Figura 3-12 - Forma de onda da tensão fase-neutro de saída do inversor.

PROJETO DO CAPACITOR – ‘C_{out}’

Os capacitores de saída do inversor são projetados visando garantir que o *ripple* da tensão de saída do filtro LC seja no máximo 1 % da tensão nominal da rede, ou seja,

$$\Delta V_{Cout} = 0,01 \cdot \frac{690}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{2} = 5,63 \text{ V}$$

Sabendo-se que a variação de corrente através do capacitor é igual à variação de corrente no indutor, ou seja, $\Delta I_{Lout} = \Delta I_{Cout} = 7,1\text{A}$, e utilizando-se a eq. 3.7 pode-se obter a carga acumulada no capacitor em meio período de chaveamento do inversor (período de estado ligado). Tem-se, portanto,

$$q_{Cout} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_{Cout}}{2} \cdot \frac{T_{Sinv}}{2} = 57,8 \mu\text{C}$$

Assim, o valor da capacitância do filtro pode ser obtido pela eq. 3.8:

$$C_{out} = \frac{q_{Cout}}{\Delta V_{Cout}} = 10,26 \mu\text{F}$$

É adotado, portanto, o valor comercial de 10 uF.

3.2.2. PROJETO DO INVERSOR TRIFÁSICO DE CONEXÃO À REDE

De modo similar ao inversor monofásico em ponte H do item 3.1.2.1, a determinação das correntes através das dos semicondutores de potência do conversor trifásico de conexão à rede é realizada no presente item. A frequência de chaveamento do inversor é de 15360 Hz e os sinais de comando das chaves são gerados através da modulação PWM. A topologia do inversor trifásico é apresentada na Figura 3-13.

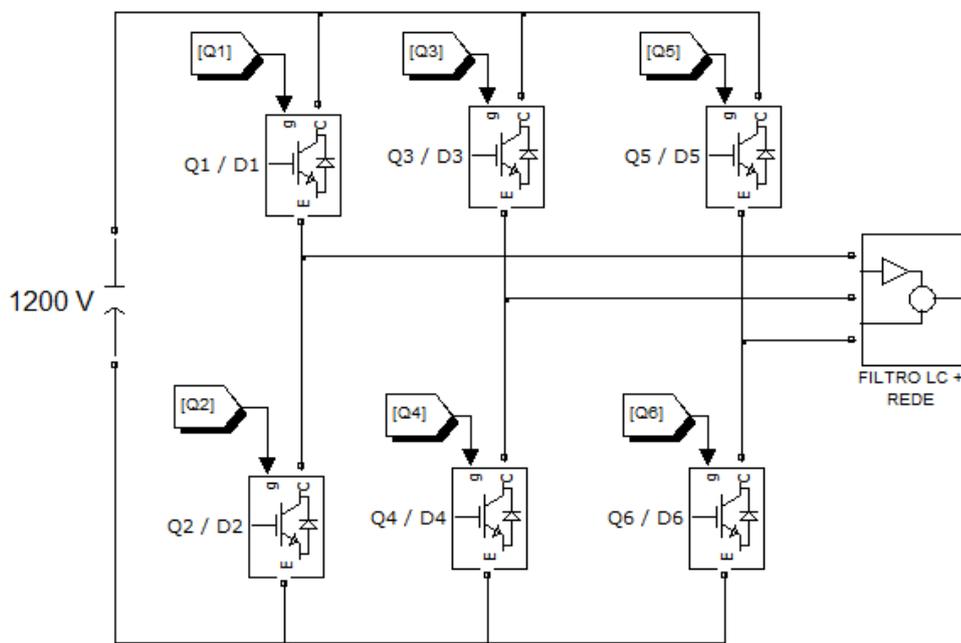


Figura 3-13 – Topologia do inversor trifásico de conexão à rede.

Considerando-se, de forma conservativa, um rendimento de 90% para o inversor trifásico e fator de potência unitário, a corrente eficaz à qual cada chave do inversor estará submetida na condição de plena carga pode ser calculada pelas equações [36],

$$I_{ef} = \frac{S_{nom}}{\sqrt{3} \cdot V_{rede} \cdot fp \cdot \eta} = \frac{20 \cdot 10^3}{\sqrt{3} \cdot 690 \cdot 1,0 \cdot 0,9} = 18,6 \text{ A} \quad \text{eq. 3.15}$$

$$I_{sef} = \frac{I_{ef}}{\sqrt{2}} = 13,1 \text{ A} \quad \text{eq. 3.16}$$

Portanto, cada chave semicondutora de potência do inversor trifásico quando em plena carga estará submetida a uma tensão de bloqueio igual à do barramento c.c. de média tensão, ou seja, 1200 V, e a uma corrente eficaz de 13,1 A. Tais parâmetros devem, destarte, serem considerados quando da especificação dos módulos de potência para a implementação do inversor.

3.3. CONCLUSÕES

O projeto dos filtros de saída dos conversores é de importância crucial para que se obtenha um aprimoramento da qualidade da energia entregue à rede pelo SST. Os filtros são os responsáveis por uma redução considerável nos níveis de harmônicos injetados na rede em uma ampla faixa do espectro de frequências. Desse modo, no presente capítulo foram estabelecidos os requisitos de *ripple* máximo das tensões e correntes de saída dos estágios de isolamento (conversor c.c.-c.c.) e inversão (conversor c.c.-c.a.) do SST. A partir destes e demais parâmetros do sistema foram calculados os valores dos componentes dos filtros de 2ª ordem.

A determinação das tensões e correntes médias e eficazes a que estarão submetidos os semicondutores de potência dos conversores do sistema foi realizada visando nortear a especificação dos módulos de potência a serem implementados em uma montagem prática. Ressalta-se que, no projeto completo do conversor, o cálculo das perdas por condução e chaveamento e o dimensionamento térmico devem ser realizados para a correta especificação das chaves. Todavia, tal estudo foge ao escopo do presente trabalho sendo sugerido como proposta de continuidade.

4. ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DO SST

No presente capítulo são apresentadas as técnicas de controle utilizadas nos estágios de isolamento e inversão para conexão com a rede. São apresentadas a estratégia de controle da tensão e corrente de saída do estágio de isolamento e as estruturas de compensação das correntes a serem injetadas na rede para o estágio de inversão. Para este último são também apresentadas as estruturas de compensação dos harmônicos de sequência positiva e negativa presentes nas correntes de saída do inversor quando da existência de harmônicos nas tensões da rede.

4.1. ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO CONVERSOR C.C.-C.C. *FULL - BRIDGE*

O sistema de controle proposto para as variáveis de saída do conversor c.c.-c.c. é realizado com base na metodologia do fator 'k', proposta por [10]. Nessa metodologia toma-se como ponto de partida a resposta em frequência do sistema (conversor), o qual é modelado a partir do valor médio das variáveis.

Os itens a seguir apresentam as etapas de projeto dos controladores utilizados no conversor c.c.-c.c da malha de controle da corrente no indutor e da malha de controle da tensão no barramento c.c..

4.1.1. O FATOR 'K'

De acordo com [10], o fator 'k' foi originalmente concebido como uma ferramenta de auxílio na síntese de amplificadores sendo uma medida da redução do ganho do sistema em baixas frequências e do aumento do mesmo em altas frequências, o que pode ser obtido através da correta alocação dos zeros e polos do compensador projetado em relação à frequência de corte do sistema, f_c [11].

Para uma estrutura de compensação Tipo I o valor de 'k' é sempre igual a 1. Em uma estrutura Tipo II o zero é alocado um fator 'k' abaixo de f_C e o polo um fator 'k' acima de f_C . Para uma estrutura Tipo III, um zero duplo é alocado um fator raiz quadrada de 'k' abaixo de f_C e o polo duplo um fator raiz quadrada de 'k' acima de f_C .

Como f_C é a média geométrica entre as frequências dos zeros e polos, o pico do avanço de fase ocorrerá na frequência de corte, melhorando assim a margem de fase. Para um compensador Tipo II o fator 'k' é dado pela eq. 4.1:

$$k_{II} = \tan\left(\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{4}\right) \quad \text{eq. 4.1}$$

Para um compensador Tipo III o fator 'k' é dado pela eq. 4.2:

$$k_{III} = \left[\tan\left(\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{4}\right)\right]^2 \quad \text{eq. 4.2}$$

4.1.2. SÍNTESE DO COMPENSADOR

A síntese do compensador pode ser realizada seguindo-se sete passos [10], os quais são descritos a seguir.

1º Passo: Traçado do diagrama de Bode do sistema (conversor)

O levantamento da resposta em frequência do sistema (conversor) pode ser realizado por análise ou medição (através de um analisador de frequência) e deve contemplar da melhor maneira possível os efeitos dos elementos parasitas do sistema.

2º Passo: Escolha da frequência de corte (f_C) do sistema em malha fechada

Deve ser escolhida a frequência na qual o ganho da malha deve ser unitário. Essa frequência deve ser tão alta quanto possível de modo a melhorar a resposta dinâmica do

sistema, entretanto, para se evitar os efeitos do chaveamento sobre o sinal de controle, tal frequência deve ser inferior à 1/5 da frequência de chaveamento da fonte.

3° Passo: Escolha da margem de fase desejada

A margem de fase (MF) deve estar entre 30° e 90°. Uma margem de fase de 90° confere ao sistema uma grande estabilidade. Por sua vez uma margem de fase inferior a 30° leva ao aparecimento de oscilações consideráveis quando o sistema é submetido a perturbações transitórias. Margens de fase entre 45° e 60° são um bom compromisso entre uma rápida resposta transitória e estabilidade.

4° Passo: Determinação do ganho do compensador

O ganho do compensador deve ser igual à atenuação do ganho do sistema na frequência de corte. Conhecida a frequência de corte e o ganho do sistema (em malha aberta), o ganho do compensador deve ser tal que proporcione um ganho unitário ao sistema em malha fechada, na frequência de corte. Portanto, o ganho do compensador pode ser determinado por,

$$G = \frac{1}{G_{CONV}} \quad \text{eq. 4.3}$$

Com o ganho expresso em dB, o ganho do compensador será o negativo do ganho do sistema.

5° Passo: Cálculo do avanço de fase necessário

O cálculo do avanço de fase necessário do par zero-polo pode ser obtido pela eq. 4.4

$$\alpha = MF - P - 90^\circ \quad \text{eq. 4.4}$$

Em que,

- α – Avanço de fase do compensador;
- MF – Margem de fase desejada;
- P – Defasagem provocada pelo sistema em malha aberta na frequência de corte.

6° Passo: Escolha do tipo de compensador

De posse do avanço de fase necessário, o compensador a ser utilizado deve ser escolhido. A estrutura de compensação Tipo II deve ser usada quando o avanço de fase necessário for menor que 90° , sendo um limite prático de 70° normalmente adotado. A estrutura de compensação Tipo III deve ser usada quando o avanço de fase necessário for maior que 70° e menor que 180° .

7° Passo: Cálculo do fator 'k'

Definido o compensador a ser utilizado, o fator 'k' pode ser calculado através das equações 4.1 (compensador Tipo II) ou 4.2 (compensador Tipo III) da seção anterior, ressaltando-se que para um compensador Tipo I o fator 'k' vale sempre 1.

4.1.3. PROJETO DOS COMPENSADORES PARA AS MALHAS DE CORRENTE E TENSÃO

Projetam-se neste item dois compensadores PI (Tipo II) para realizar o controle das malhas de corrente e tensão. O barramento c.c. estabelece a interface entre os estágios de retificação e inversão e, portanto, deve ter a sua tensão controlada para garantir a transferência de potência entre o SST e a rede. Além do mais o controlador do barramento c.c. gera o sinal de referência para a malha de controle de corrente no indutor. O diagrama em blocos do sistema de controle é apresentado na figura a seguir.

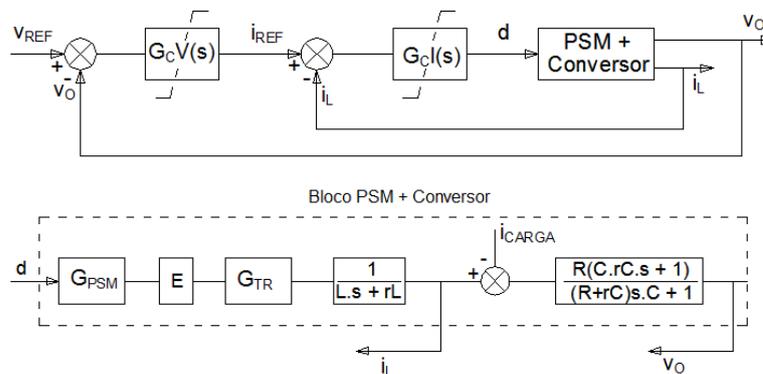


Figura 4-1 – Diagrama em blocos: sistema de controle do conversor c.c.-c.c.

Reportando-se à Figura 4-1, tem-se que os blocos ' $G_C V(s)$ ' e ' $G_C I(s)$ ' representam as funções de transferência do compensador da malha de tensão e da malha de corrente, respectivamente, os quais se deseja projetar. O bloco ' G_{PSM} ' representa a função de transferência (ganho) do modulador *phase-shift* e ' G_{TR} ' representa a função de transferência do transformador de alta frequência. O bloco ' E ' é a tensão de entrada do transformador, ou seja, V_{PV} .

Realiza-se primeiramente o projeto do controlador de corrente, seguindo-se o roteiro apresentado no item 4.1.2. A resposta em frequência do conversor em malha aberta é apresentada na Figura 4-2.

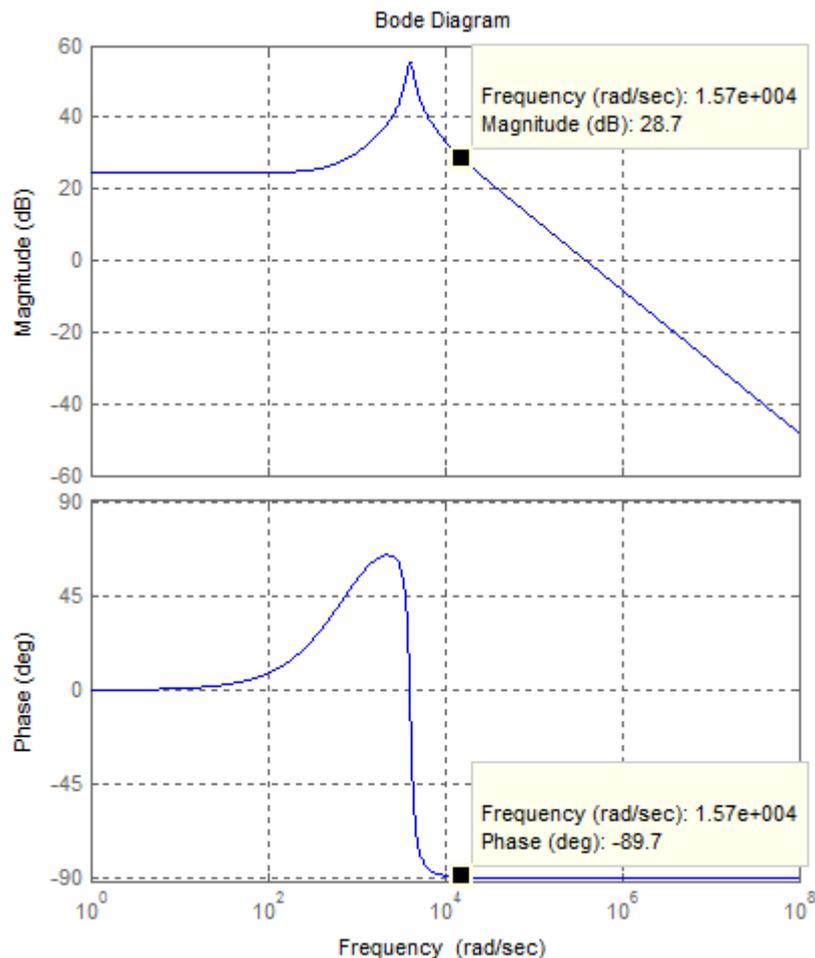


Figura 4-2 - Resposta em frequência do conversor c.c.-c.c..

Sendo a frequência de chaveamento adotada para o conversor $f_{SH} = 19980$ Hz, foi escolhida para a malha de corrente (malha interna) uma frequência de corte de 1/8 desse valor, ou seja, $\omega_I = 15692$ rad/s. Adota-se uma margem de fase de 45° . Nessa frequência, o sistema apresenta um ganho de $28,7$ dB e, portanto, o ganho do compensador deve ser igual a $-28,7$ dB. Ainda na frequência ω_I , a defasagem provocada pelo sistema é de $-89,7^\circ$, portanto, o avanço de fase necessário é de $44,7^\circ$, o que justifica a escolha de um compensador Tipo II. Desse modo, o fator 'k' é calculado pela eq. 4.2, assumindo o valor $k_{II} = 2,40$.

A Figura 4-3 apresenta a resposta em frequência do compensador Tipo II da malha de corrente onde se observa a obtenção do ganho e avanço de fase desejados na frequência de corte. O zero está alocado em $\omega_I / k = 6542$ rad/s e o polo em $\omega_I * k = 37641$ rad/s.

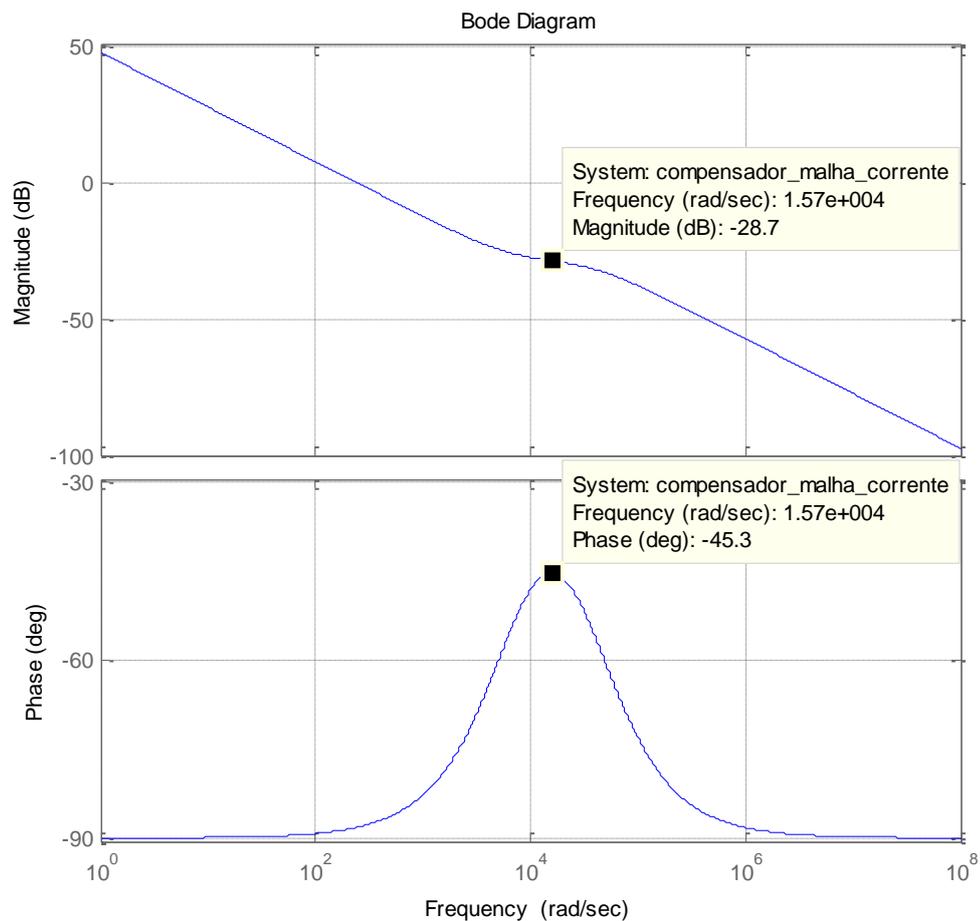


Figura 4-3 - Resposta em frequência do compensador Tipo II da malha de corrente.

As figuras a seguir apresentam a resposta em frequência do sistema compensado em malha aberta e em malha fechada, respectivamente, onde se verifica o atendimento aos requisitos de margem de fase e ganho unitário na frequência de corte, ω_c .

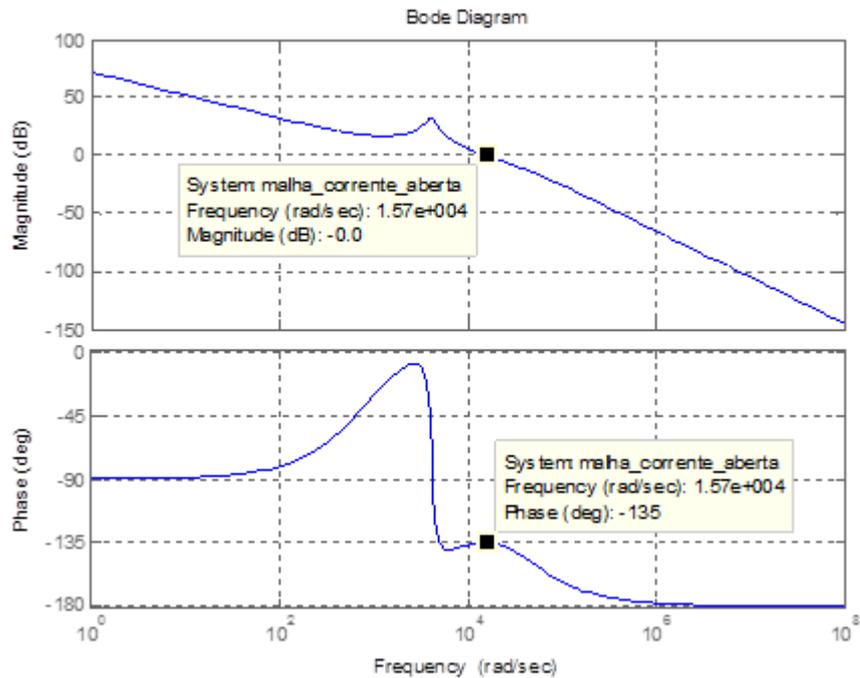


Figura 4-4 - Resposta em frequência: malha de corrente compensada.

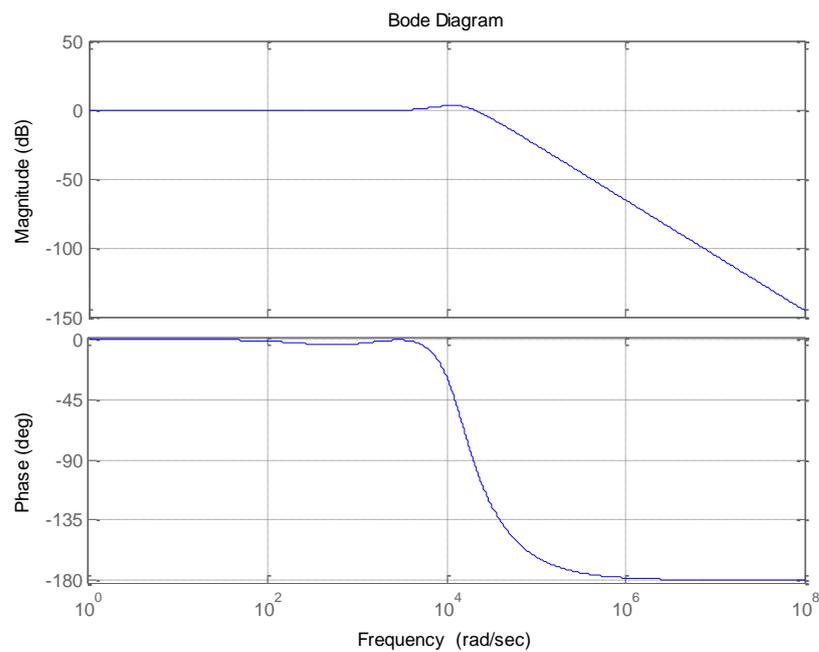


Figura 4-5 - Resposta em frequência da malha de corrente fechada.

A função de transferência obtida para o compensador da malha de corrente é apresentada a seguir:

$$G_{CI}(s) = \frac{1378s + 9,108 \times 10^6}{s^2 + 3,764 \times 10^4 s} \rightarrow \frac{k_P \cdot s + k_I}{s} \frac{\omega_P}{s + \omega_P}$$

Em que,

- k_P – ganho proporcional do compensador;
- k_I – ganho integral do compensador;
- ω_P – frequência do polo do compensador.

Portanto, da função apresentada se extraem os ganhos $k_P = 0,034$ e $k_I = 293,6$.

Para a malha de tensão (malha externa) foi escolhida uma frequência de corte de 1/4 do valor da frequência de corte da malha de corrente, ou seja, $\omega_v = 3923$ rad/s. Adota-se também uma margem de fase de 45°. A Figura 4-6 apresenta a resposta em frequência do sistema composto pela malha fechada de corrente e a associação do capacitor com o resistor de carga – R, (ver Figura 4-1).

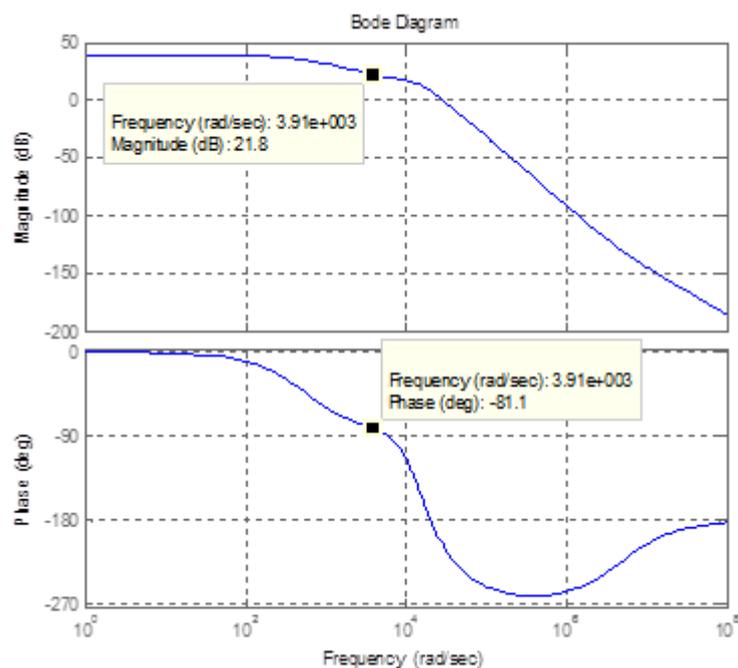


Figura 4-6 - Resposta em frequência do sistema malha corrente fechada + associação capacitor-resistor de carga.

Observa-se da figura anterior que, na frequência ω_v , o sistema apresenta um ganho de 21,8 dB e, portanto, o ganho do compensador deve ser igual a -21,8 dB. Ainda na frequência ω_v , a defasagem provocada pelo sistema é de $-81,1^\circ$, portanto, o avanço de fase necessário é de $36,1^\circ$, justificando a escolha de um compensador Tipo II. Desse modo, o fator 'k' é calculado pela eq. 4.2, assumindo o valor $k_{II} = 1,97$.

A Figura 4-7 apresenta a resposta em frequência do compensador Tipo II da malha de tensão onde se observa a obtenção do ganho e avanço de fase desejados na frequência de corte. O zero está alocado em $\omega_v / k = 1994$ rad/s e o polo em $\omega_v * k = 7717$ rad/s.

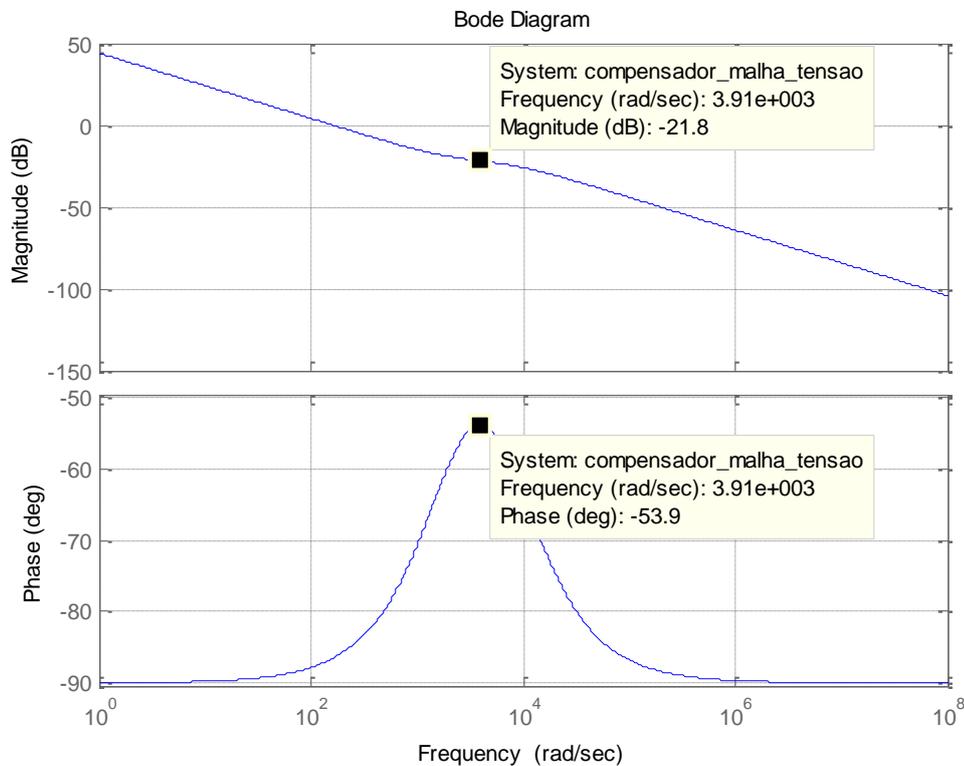


Figura 4-7 - Resposta em frequência do compensador Tipo II da malha de tensão.

As figuras a seguir apresentam a resposta em frequência do sistema compensado em malha aberta e em malha fechada, respectivamente, onde se verifica o atendimento aos requisitos de margem de fase e ganho unitário na frequência de corte, ω_l .

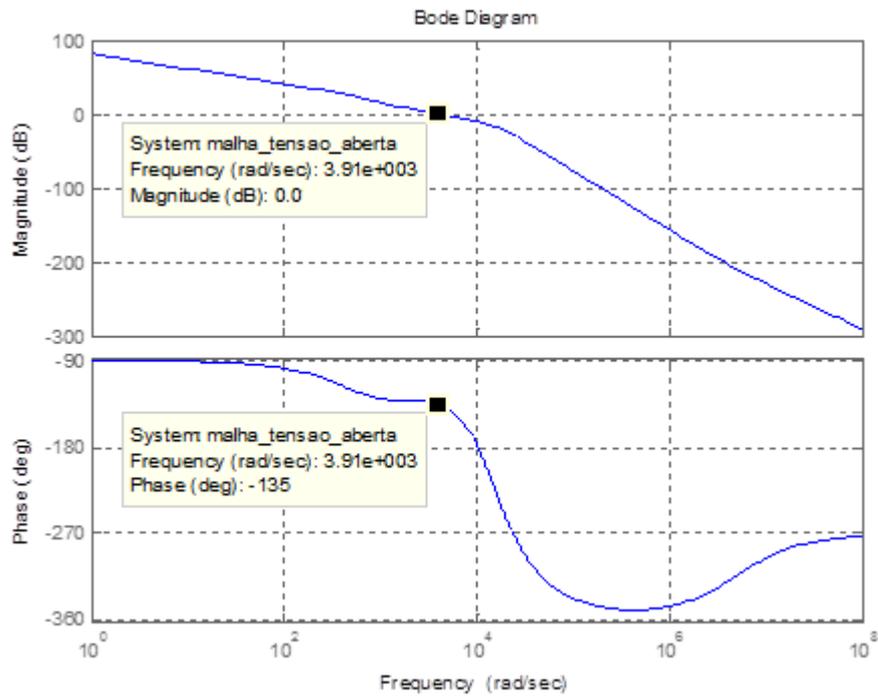


Figura 4-8 - Resposta em frequência: malha de tensão compensada.

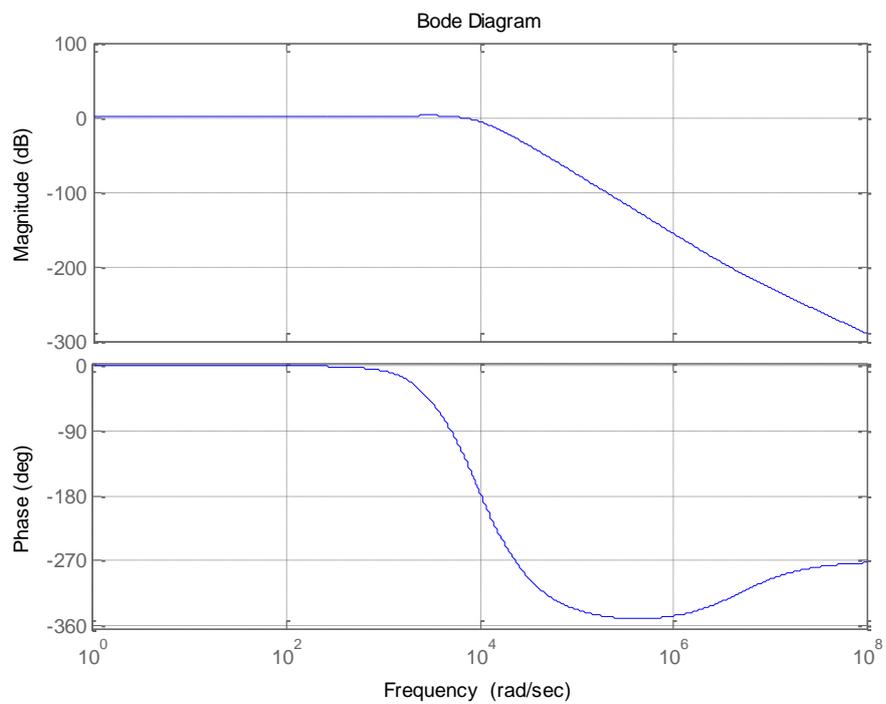


Figura 4-9 - Resposta em frequência da malha de tensão fechada.

A função de transferência obtida para o compensador da malha de tensão é apresentada a seguir:

$$G_C V(s) = \frac{625,8s + 1,248 \times 10^6}{s^2 + 7717s} \rightarrow \frac{k_P \cdot s + k_I}{s} \frac{\omega_P}{s + \omega_P}$$

Assim, da função apresentada se extraem os ganhos $k_P = 0,081$ e $k_I = 161,7$.

As tabelas abaixo sintetizam os parâmetros escolhidos / obtidos para ambos os compensadores.

Tabela 4-1 - Parâmetros do compensador da malha de corrente.

Controlador de malha de corrente	
Frequência de corte - f_I	2497,5 Hz
Margem de fase - MF	45°
Avanço de fase - α	44,7°
'k' da malha de corrente - k_{II}	2,40
Ganho proporcional - k_P	0,034
Ganho integral - k_I	239,6

Tabela 4-2 - Parâmetros do compensador da malha de tensão.

Controlador da malha de tensão	
Frequência de corte - f_V	624,4 Hz
Margem de fase - MF	45°
Avanço de fase - α	36,1°
'k' da malha de tensão - k_{II}	1,97
Ganho proporcional - k_P	0,081
Ganho integral - k_I	161,7

Nas figuras a seguir são apresentadas as respostas dos compensadores projetados a variações em degrau das grandezas de interesse. Observa-se um bom desempenho por parte dos compensadores, visto que as respostas de ambos apresentam baixa ultrapassagem percentual e pequeno tempo de acomodação.

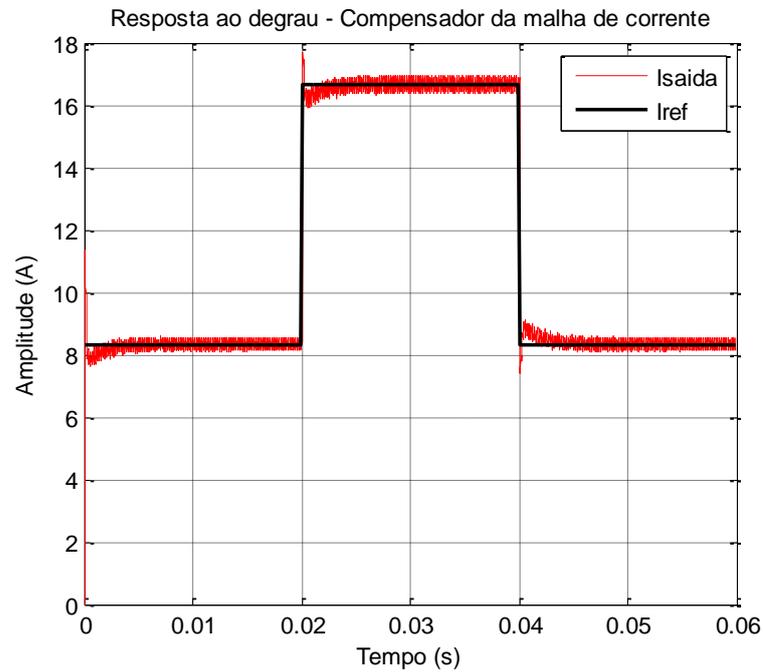


Figura 4-10 - Resposta ao degrau: compensador da malha de corrente.

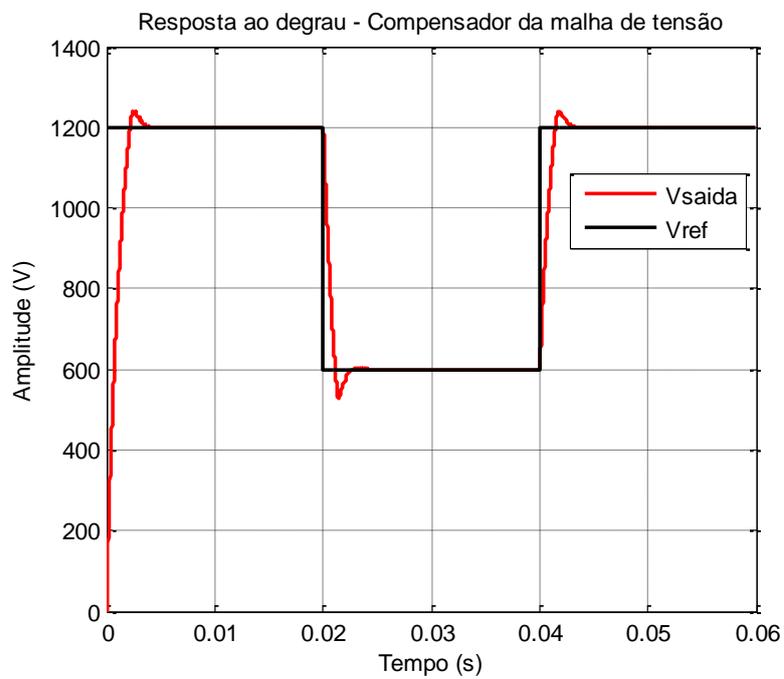


Figura 4-11 - Resposta ao degrau: compensador da malha de tensão.

4.2. ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO CONVERSOR C.C.-C.A. – PARALELISMO POR INJEÇÃO DE CORRENTE NA REDE

Ao se conectar sistemas de geração distribuída à rede elétrica, como sistemas fotovoltaicos, faz-se necessário o controle das correntes injetadas pelo inversor trifásico de modo a se obter o intercâmbio desejado de potência ativa e reativa. O monitoramento das variáveis da rede de energia elétrica é necessário para que se possa realizar essa conexão e garantir que o fluxo de potência ocorra no sentido fonte distribuída → rede de distribuição.

Em condições de desequilíbrio da rede, as correntes injetadas perdem sua característica senoidal e podem levar ao surgimento de oscilações nas potências ativa e reativa entregues. A precisa determinação das correntes de referência quando da ocorrência de desequilíbrios no sistema é de importância crucial no controle dos conversores. Dependendo do objetivo do controle, as correntes injetadas no sistema podem conter componentes de sequência negativa para mitigar os efeitos dos desequilíbrios. Uma vez calculadas as correntes de referência necessárias para se intercambiar uma dada potência com a rede em condições de desequilíbrio, é necessário se obter um controlador de corrente adequado capaz de injetar tais correntes equilibradas no sistema.

As técnicas mais comuns de controle da corrente injetada por um inversor com modulação PWM são apresentadas na Figura 4-12. No presente capítulo são apresentados os fundamentos apenas dos controladores lineares com modulador PWM independente, mais especificamente do controlador PI e do controlador proporcional-ressonante (PR).

Ressalta-se que cada uma das técnicas reportadas na Figura 4-12 apresenta vantagens e desvantagens bem como complexidade de implementação específica e um estudo detalhado das demais técnicas de controle mostradas foge ao escopo do trabalho.

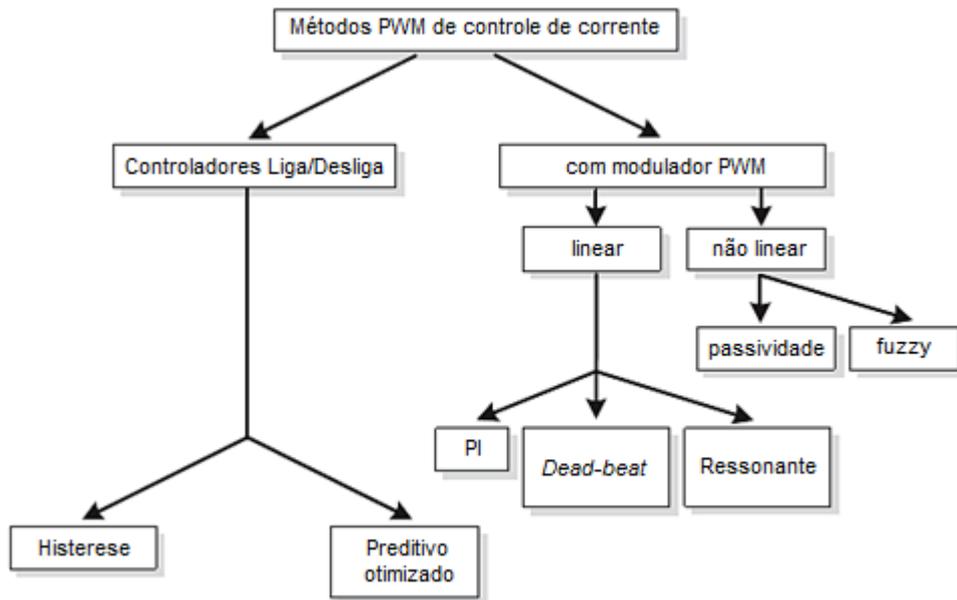


Figura 4-12 - Métodos de controle de corrente baseados em PWM [37].

Nos próximos itens são apresentadas as estruturas dos controladores lineares PI e PR, bem como as técnicas de compensação seletiva dos harmônicos presentes nas correntes injetadas.

4.2.1. INJEÇÃO DE CORRENTE UTILIZANDO CONTROLADORES

PI.

O controlador PI clássico é extensivamente utilizado no controle da injeção de correntes na rede por inversores. Todavia, é sabido que o mesmo apresenta duas conhecidas desvantagens:

- incapacidade de rastrear uma referência senoidal sem erro de regime permanente e;
- baixa capacidade de rejeição de perturbações devido ao baixo desempenho da ação de controle integral quando a perturbação é um sinal senoidal.

O diagrama em blocos do controlador PI clássico com realimentação em avanço da tensão da rede (*feed-forward*) é apresentado na Figura 4-13.

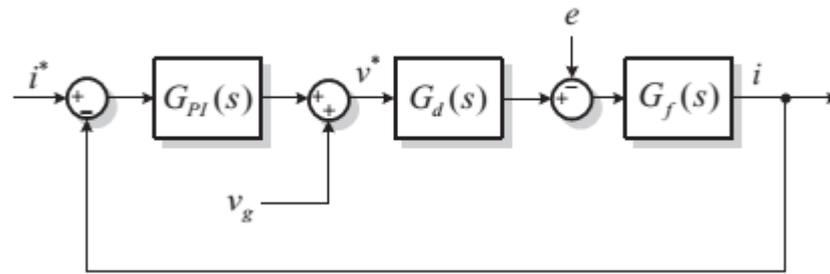


Figura 4-13 - Malha de corrente do controlador PI. Adaptado de [37].

No diagrama apresentado a função de transferência $G_{PI}(s)$ representa o controlador, $G_d(s)$ o modulador PWM e $G_f(s)$ é a função de transferência do filtro de saída, sendo dadas pelas equações,

$$G_{PI}(s) = k_p + \frac{k_I}{s} \quad \text{eq. 4.5}$$

$$G_d(s) = \frac{1}{1 + 1,5 \cdot T_{sp}s} \quad \text{eq. 4.6}$$

$$G_f(s) = \frac{1}{r_{Lout} + sL_{out}} \quad \text{eq. 4.7}$$

Em que T_{sp} é o período de amostragem do modulador PWM.

De modo a contornar a limitação com relação ao rastreamento de sinais de referência senoidais, o controlador PI é implementado tendo como base um sistema referencial síncrono, os eixos dq , com uma velocidade angular ω_1 igual a frequência fundamental da rede. O diagrama em blocos do controlador PI síncrono é apresentado na Figura 4-14.

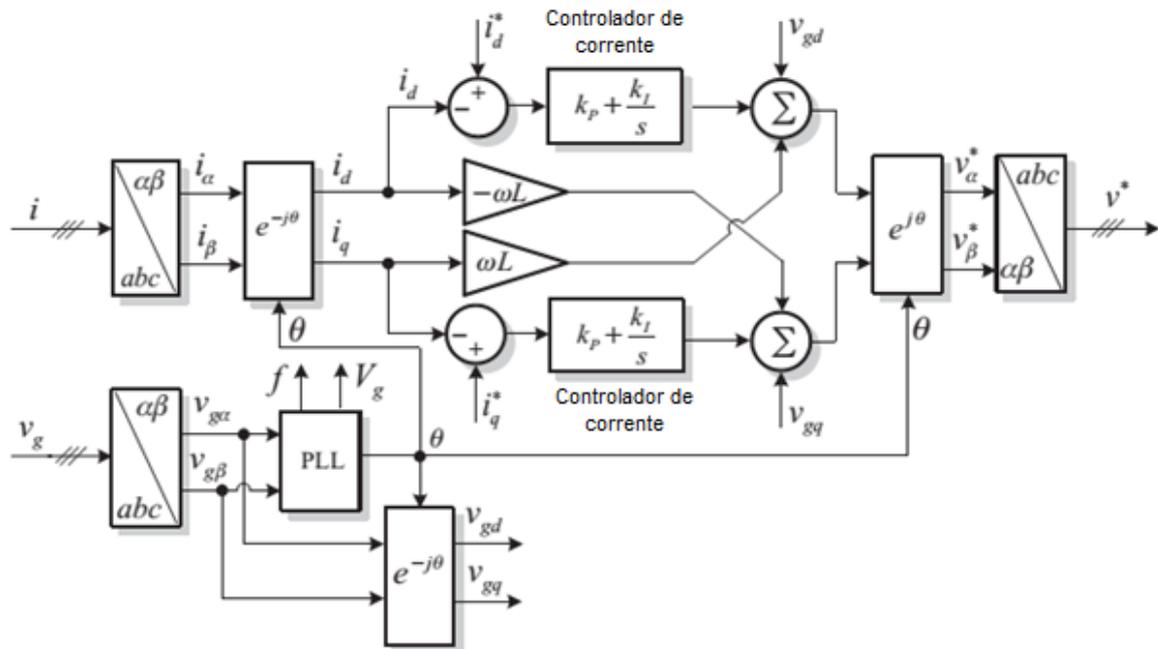


Figura 4-14 – Estrutura do controlador PI síncrono para a conexão de conversores trifásicos à rede. Adaptado de [37].

Neste caso, devido à transformação de coordenadas $abc \rightarrow \alpha\beta \rightarrow dq$, as correntes de referência são valores constantes e calculadas para cada eixo dq de acordo a natureza da energia que se deseja injetar na rede (ativa ou reativa).

Na presença de desequilíbrios, para que seja realizada a compensação dos harmônicos gerados pelas tensões de sequência negativa da rede, faz-se necessário implementar no sistema de controle sistemas referenciais síncronos de ambas as sequências (positiva e negativa), conforme ilustra a Figura 4-15.

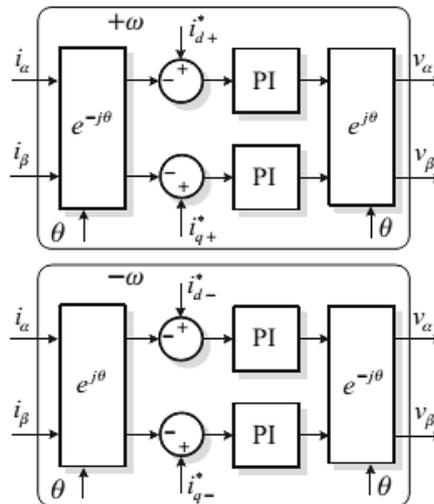


Figura 4-15 - Controladores PI para compensação de componentes de sequência positiva e negativa na frequência fundamental da rede.

4.2.2. CONTROLADOR PROPORCIONAL RESSONANTE

Um controlador proporcional-ressonante é obtido quando se transforma um controlador PI síncrono em um controlador baseado em um referencial estacionário (eixos $\alpha\beta$) [46], [47].

O controlador síncrono utiliza o ângulo de fase da tensão da rede como grandeza base, o controlador ressonante, por sua vez, utiliza a frequência da rede. Como a frequência da rede é a mesma para ambas as sequências de fase, apenas um controlador PR é necessário para controlar a injeção das correntes de sequência positiva e negativa na rede [57]. Desse modo, as redes de desacoplamento não se tornam necessárias (termos ωL na Figura 4-14). A Figura 4-16 apresenta a estrutura de um controlador PR.

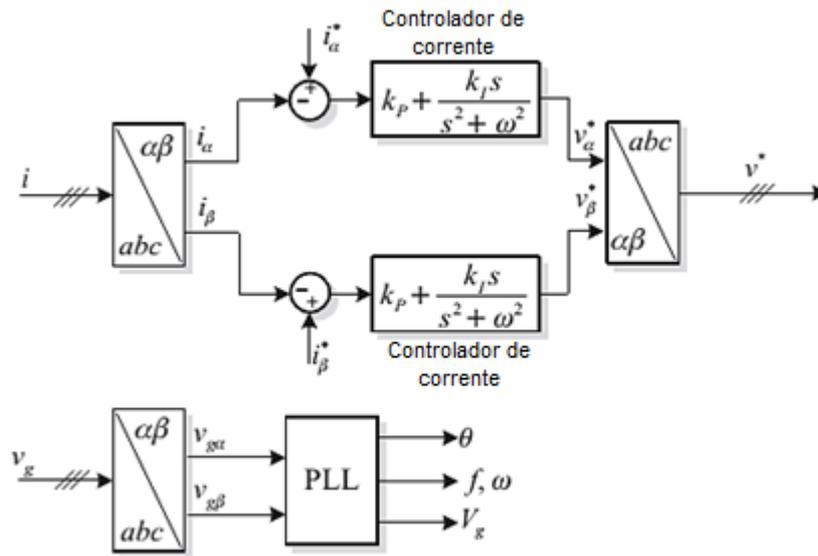


Figura 4-16 - Controlador proporcional-ressonante (PR). Adaptado de [37].

Diferentemente dos controladores síncronos, os controladores ressonantes apresentam um ganho infinito (idealmente) em frequências $\pm\omega_1$ e ganho e deslocamento de fase praticamente nulo para valores fora dessa frequência. A Figura 4-17 mostra a resposta em frequência de um controlador PR ideal e a eq. 4.8 sua respectiva função de transferência.

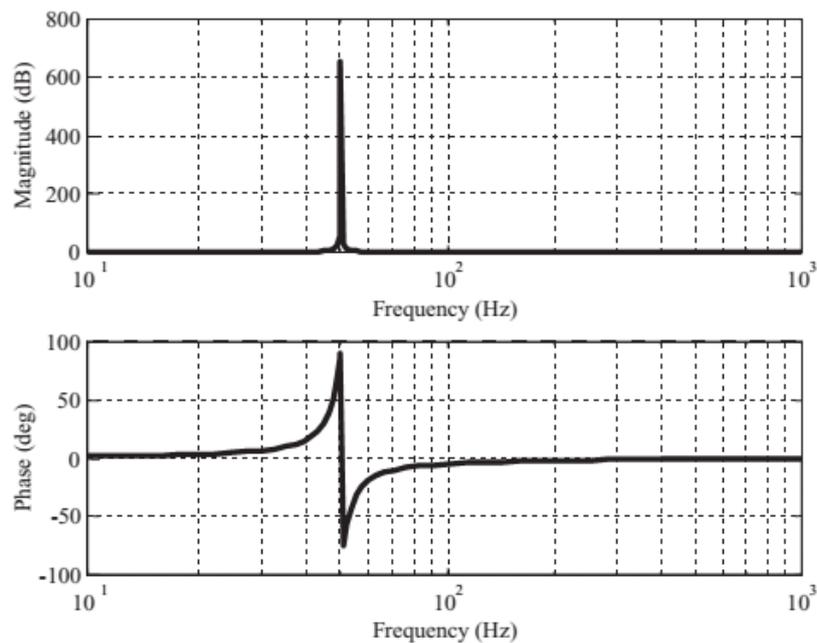


Figura 4-17 - Resposta em frequência de um controlador proporcional-ressonante ideal com $\omega_1 = 314 \text{ rad/s}$ ($f_1 = 50 \text{ Hz}$) [37].

$$G_{PR-ideal} = k_P + \frac{2k_I \cdot s}{s^2 + \omega^2} \quad \text{eq. 4.8}$$

De modo a se evitar problemas de estabilidade devido ao ganho infinito utiliza-se um controlador PR não ideal com ganho elevado, porém finito. A resposta em frequência de um controlador PR não ideal é apresentada na Figura 4-18 e sua função de transferência é dada pela eq. 4.9.

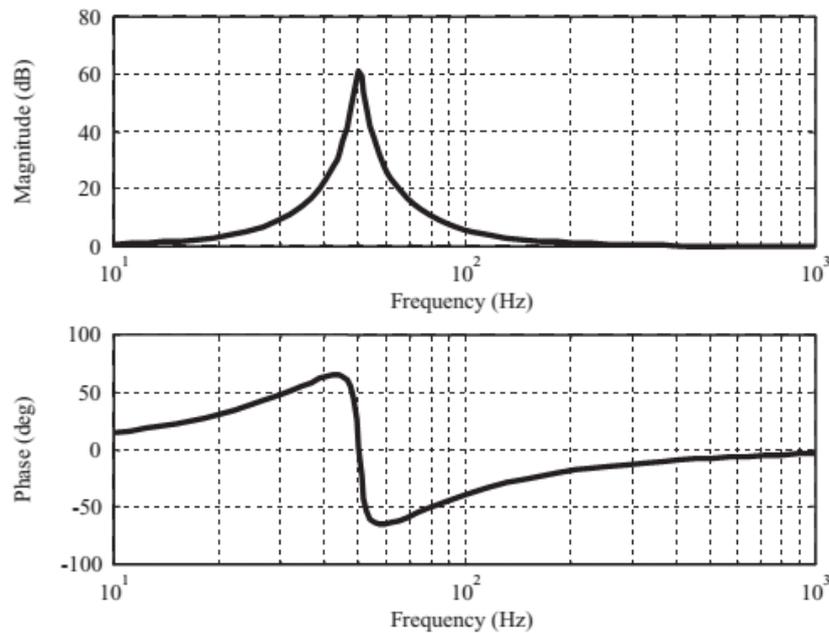


Figura 4-18 - Resposta em frequência de um controlador proporcional-ressonante não ideal com $\omega_1= 314 \text{ rad/s}$ ($f_1=50 \text{ Hz}$) [34].

$$G_{PR-n\grave{a}o\ ideal} = k_P + \frac{2k_I \cdot (\omega_C s + \omega_C^2)}{s^2 + 2\omega_C s + (\omega_C^2 + \omega^2)} \quad \text{eq. 4.9}$$

Em que ω_C é a frequência de corte do controlador.

A malha de controle do inversor com um controlador PR é mostrada na Figura 4-19, onde se nota que o *feed-forward* da tensão da rede não é mais necessário, o que reduz consideravelmente a complexidade dos cálculos [37].

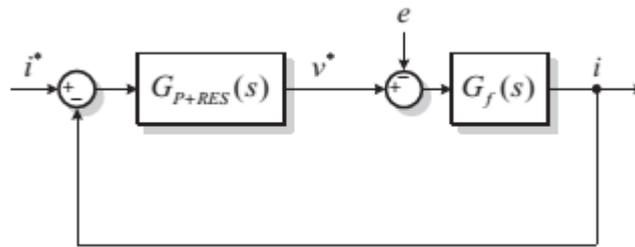


Figura 4-19 - Malha de controle de corrente de um inversor com controlador PR. Adaptado de [37].

4.2.3. COMPENSAÇÃO SELETIVA DE HARMÔNICOS

O monitoramento e controle dos níveis de harmônicos injetados na rede é de fundamental importância para o bom funcionamento do sistema elétrico como um todo. No caso dos sistemas de geração distribuída existe, como já citado anteriormente, uma série de normas e padrões que estabelecem os requisitos operacionais dos conversores e da qualidade da energia injetada por esses sistemas. O guia IEEE Std. 1547-2003 - *Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems* (ref. [51]) e a norma europeia IEC 61727 - *Photovoltaic (PV) Systems – Characteristics of the Utility Interface* (ref. [53]) estabelecem recomendações similares no que concerne a poluição harmônica injetada na rede por fontes de geração distribuída. De acordo com [51], a distorção harmônica total (THD – *Total Harmonic Distortion*) da corrente injetada na rede não deve ser superior a 5%, sendo esse limite válido para todas as tecnologias de recursos distribuídos com uma capacidade agregada de 10 MVA ou menos no PAC. A Tabela 4-3 apresenta os valores limites de distorção harmônica individual recomendados na referência [51].

Tabela 4-3 - Limites de distorção harmônica individual - percentual da componente fundamental [51].

Harmônicos ímpares*	Limite percentual (%)
$h < 11$	4,0
$11 \leq h < 17$	2,0
$17 \leq h < 23$	1,5
$23 \leq h < 35$	0,6
$35 \leq h$	0,3

* Os harmônicos pares são limitadas a 25% dos valores estabelecidos para os harmônicos ímpares dentro dos intervalos acima.

Tendo em vista os limites estabelecidos, é desejável que o sistema de controle do inversor de conexão do sistema à rede seja dotado da capacidade de compensar os principais harmônicos normalmente presentes na tensão da rede.

De modo a permitir uma compensação seletiva, as componentes harmônicas dos sinais de potência podem ser representadas fasorialmente em sistemas referenciais estacionários ou síncronos. O uso de sistemas referenciais síncronos múltiplos (MSRFs – *Multiple Synchronous Reference Frames*) tem sido implementado com sucesso no controle de equipamentos de eletrônica de potência [54], [55], [56]. Neste caso cada componente harmônica é transformada em uma componente c.c. através de um sistema síncrono distinto de frequência específica. Um circuito PLL (*Phase Locked Loop*) pode então ser usado para detectar a frequência e fase da componente harmônica de interesse e determinar a velocidade angular adequada do sistema referencial síncrono [37]. A Figura 4-20 ilustra, a título de exemplificação, dois sistemas referenciais síncronos.

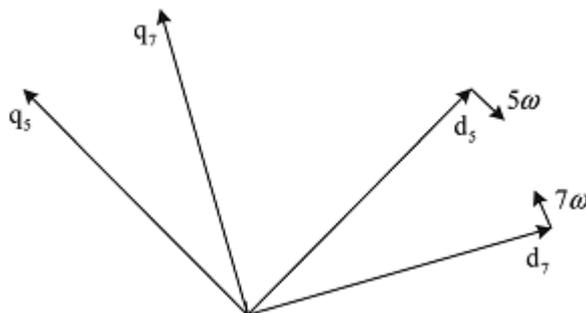


Figura 4-20 - Sistemas referenciais síncronos para a compensação seletiva de harmônicos de 5ª ordem (sequência negativa) e 7ª ordem (sequência positiva).

No caso de um sistema trifásico predominam os harmônicos de 5ª e 7ª ordens. Portanto, dois controladores devem ser implementados em dois referenciais girando nas frequências $-5\omega_1$ e $7\omega_1$, respectivamente. Para a compensação das sequências inversas às naturais dos harmônicos citados (harmônico de 5ª ordem de sequência positiva e de 7ª ordem de sequência negativa) devem ser implementados outros dois controladores em referenciais girando nas frequências $5\omega_1$ e $-7\omega_1$. A Figura 4-21 apresenta a estrutura de controle de corrente de um

inversor trifásico para a compensação de harmônicos de 5ª e 7ª ordens em suas sequências naturais.

É possível também realizar a compensação seletiva de harmônicos em referenciais síncronos múltiplos aninhados girando nas frequências $6\omega_1$ e $-6\omega_1$ ou com filtros ressonantes em cascata baseados em um sistema referencial estacionário, sintonizados nas frequências que se deseja compensar.

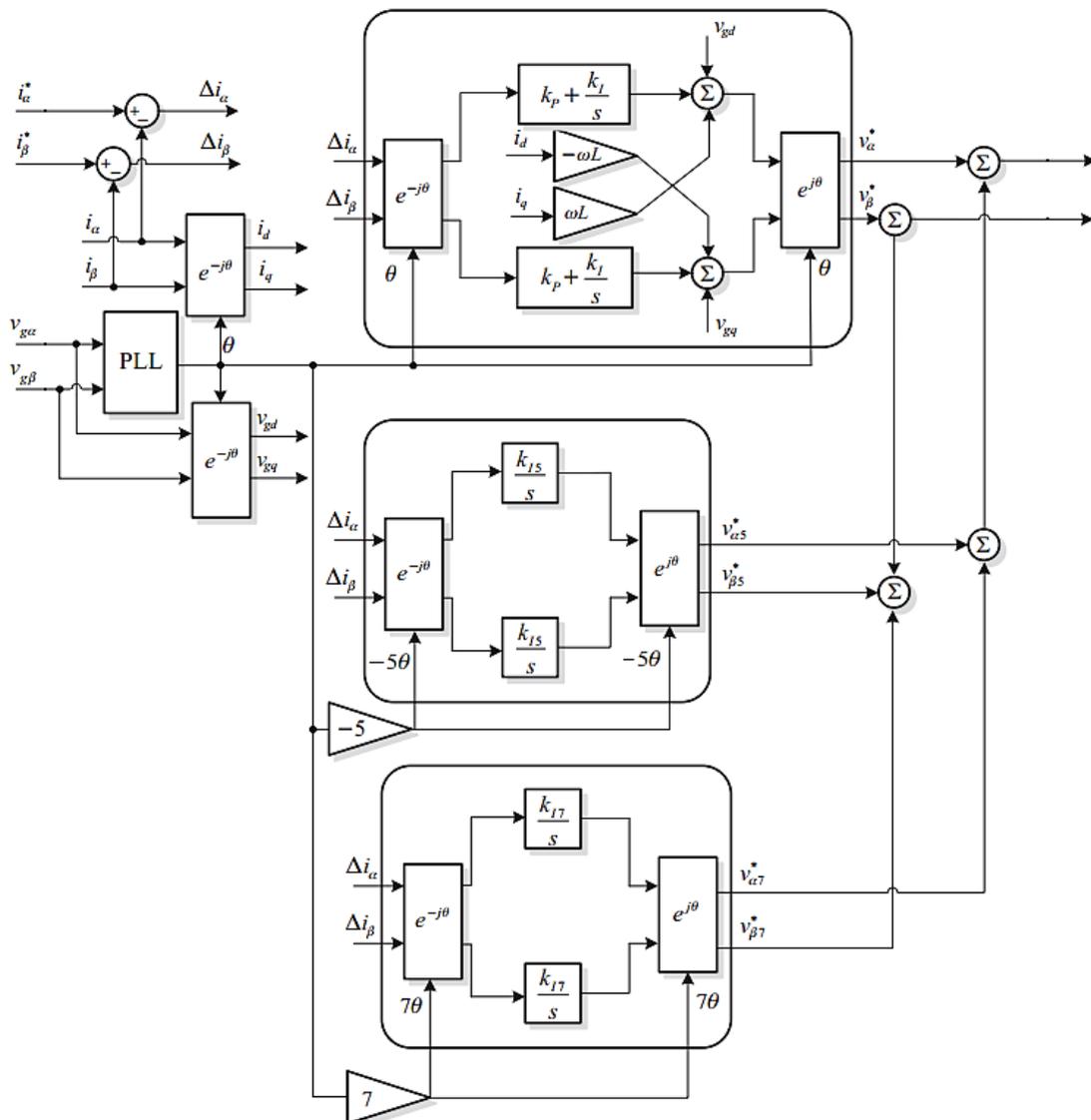


Figura 4-21 - Estrutura de controle de corrente de um inversor trifásico para a compensação de harmônicos de 5ª e 7ª ordens através de sistemas referenciais síncronos múltiplos. Adaptado de [37].

No presente trabalho, simulou-se um sistema de controle capaz de realizar a injeção de correntes de sequência positiva na frequência fundamental compensando a sequência inversa (em condições de desequilíbrio), bem como promover a compensação de harmônicos de 5^a e 7^a ordens de sequência positiva e negativa. Os controladores escolhidos para o estudo são do tipo PI síncrono, visto que os mesmos apresentam erro de estado estacionário nulo no rastreamento de referências constantes. As simulações e análises pertinentes são apresentadas no capítulo 5.

4.3. CONCLUSÕES

No presente capítulo introduziram-se as estratégias de controle utilizadas nos estágios de isolamento (para controle da tensão no barramento c.c.) e de inversão (para controle e compensação das correntes injetadas).

O sistema de controle do conversor c.c.-c.c. foi projetado com base na metodologia do fator 'k'. Dentre as técnicas mais comuns de controle das correntes injetadas por um inversor com modulação PWM, foram apresentadas as implementadas através de controladores lineares PI e PR com modulador PWM independente.

Os principais métodos de compensação seletiva das componentes harmônicas injetadas na rede por um inversor foram revisados. O enfoque foi direcionado às estruturas de compensação baseadas em sistemas referenciais síncronos múltiplos devido à sua comprovada eficiência em diversas aplicações de eletrônica de potência. Tais estruturas podem ser dotadas da capacidade de realizar a compensação de harmônicos tanto de sequência positiva quanto negativa.

5. SIMULAÇÕES E ANÁLISES DO SISTEMA PROPOSTO

O sistema completo do SST proposto para a conexão em paralelo com a rede é simulado no presente capítulo. Objetiva-se observar o comportamento global do sistema em situações distintas de operação da rede e analisar as respostas das grandezas de interesse frente a essas situações.

As simulações foram realizadas através do pacote computacional MATLAB®/Simulink. A Figura 5-1 mostra o sistema simulado completo. Os sistemas de medição e controle dos conversores foram omitidos da figura por simplicidade de visualização. Nos próximos tópicos são apresentados, por partes, os detalhes da modelagem realizada para o sistema. Procede-se a uma descrição da modelagem dos circuitos de potência dos estágios de isolamento e inversão do SST, bem como dos sistemas de controle dos conversores simulados.

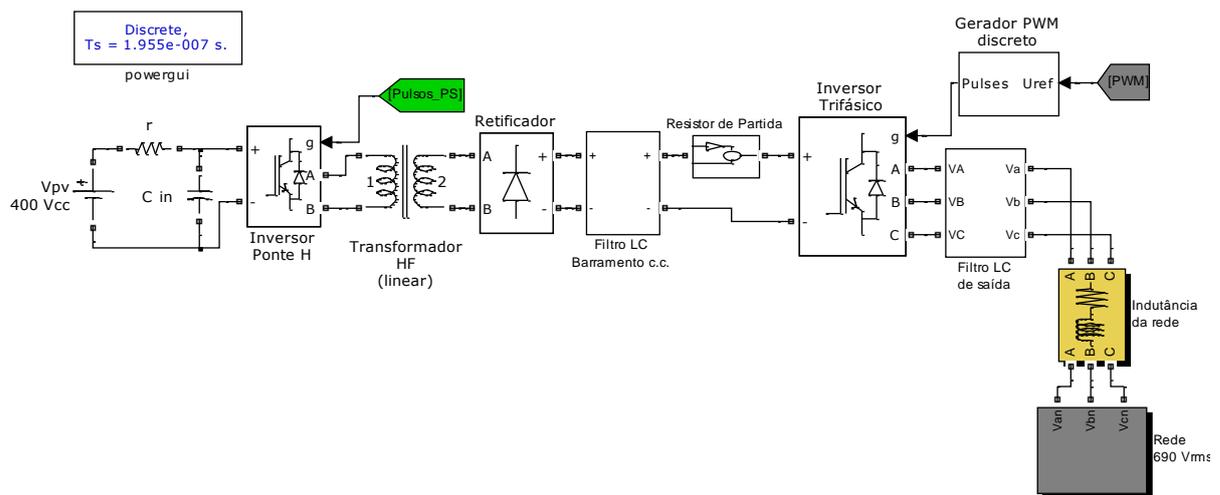


Figura 5-1 - Sistema simulado completo conectado à rede elétrica.

Os principais parâmetros utilizados nas simulações encontram-se relacionados na Tabela 5-1.

Tabela 5-1 - Parâmetros utilizados nas simulações.

PARÂMETRO	VALOR
Passo de simulação - T_{sim}	195,51 ns
Período de amostragem dos Seguradores de Ordem Zero - ZOH	50,05 us
Frequência de chaveamento da ponte H do conversor c.c.-c.c. - f_{SH}	19980 Hz
Tensão do arranjo PV - V_{pv}	400 Vcc
Resistência equivalente de saída do arranjo PV - r	10 mΩ
Capacitor do barramento c.c. de baixa tensão - C_{in}	100 uF
Potência nominal do transformador de alta frequência / do SST / do sistema - S_{TR}, S_{SST}, S_{nom}	20 kVA
Frequência de operação do transformador de alta frequência - f_{TR}	19980 Hz
Tensão nominal do enrolamento primário - V_1	400 V
Tensão nominal do enrolamento primário - V_2	2400 V
Resistência do enrolamento primário - r_1	2,0 mΩ
Indutância de dispersão do enrolamento primário - L_{d1}	500 nH
Resistência do enrolamento primário - r_2	72 mΩ
Indutância de dispersão do enrolamento primário - L_{d2}	18 uH
Resistência do ramo de magnetização - R_m	2000 Ω
Indutância do ramo de magnetização - L_m	1,6 mH
Indutor do filtro LC do barramento c.c. - L_{dc}	3,0 mH
Resistência interna do indutor do filtro de saída do conversor c.c.-c.c. - rL_{dc}	50 mΩ
⁽¹⁾ Capacitor do filtro LC do barramento c.c. - C_{dc}	20 uF
Resistência série do capacitor do filtro de saída do conversor c.c.-c.c. - rC_{dc}	10 mΩ
Resistor de partida - R_p	50 Ω
Frequência de chaveamento do inversor trifásico de conexão à rede - f_{Sinv}	15360 Hz
Tempo morto das chaves do inversor trifásico	1,0 us
Indutor do filtro LC do inversor trifásico. - L_{out}	1,8 mH
Resistência interna do indutor do filtro de saída do conversor c.c.-c.a. - rL_{out}	10 mΩ
Capacitor do filtro LC do inversor trifásico - C_{out}	10 uF
Resistor de amortecimento em série com o capacitor do filtro de saída do conversor c.c.-c.a. - rC_{out}	1 Ω
Indutância da rede - L_{rede}	100 uH
Resistência da rede - r_{rede}	50 mΩ
Ganho proporcional do controlador PI da malha de corrente do indutor c.c.	0,034
Ganho integral do controlador PI da malha de corrente do indutor c.c.	240
Ganho proporcional do controlador PI da malha de tensão do capacitor do barramento c.c.	0,081

Ganho integral do controlador PI da malha de tensão do capacitor do barramento c.c.	162
Ganho proporcional do compensador fundamental de sequência positiva	0,5
Ganho integral do compensador fundamental de sequência positiva	3500
Ganho proporcional do compensador fundamental de sequência negativa	0,5
Ganho integral do compensador fundamental de sequência negativa	3500
Ganho proporcional do compensador de 5º harmônico de sequência positiva	2
Ganho integral do compensador de 5º harmônico de sequência positiva	3000
Ganho proporcional do compensador de 5º harmônico de sequência negativa	2
Ganho integral do compensador de 5º harmônico de sequência negativa	3000
Ganho proporcional do compensador de 7º harmônico de sequência positiva	2
Ganho integral do compensador de 7º harmônico de sequência positiva	3000
Ganho proporcional do compensador de 7º harmônico de sequência negativa	2
Ganho integral do compensador de 7º harmônico de sequência negativa	3000

Nota (1) – O capacitor do filtro LC do barramento c.c. inicialmente calculado foi alterado devido à constatação de uma grande oscilação de tensão sobre o mesmo. O valor de 20 uF elimina esse problema.

Nos próximos itens são descritos os detalhes da modelagem dos componentes do sistema e das simulações realizadas sendo apresentados os resultados obtidos e análises pertinentes.

5.1. ARRANJO PV

Conforme descrito no capítulo 3, o sistema consiste de um módulo do SST com capacidade de fornecimento de 20 kVA de potência alimentado por um arranjo PV à uma tensão regulada de 400 V. Foge ao escopo do trabalho o estudo das características de painéis / módulos fotovoltaicos e, portanto, modelou-se o arranjo PV por uma fonte de tensão c.c. constante ideal no valor de 400 V mais uma resistência série representando suas perdas internas. Para o barramento c.c. de baixa tensão foi considerado um valor de capacitância típico de 100 uF.

5.2. ESTÁGIO DE ISOLAÇÃO E BARRAMENTO C.C.

Neste item são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente obtidas no estágio de isolamento do SST, composto por um inversor monofásico em ponte H, um transformador de alta frequência, um retificador não controlado e o filtro LC de saída. O objetivo é verificar o funcionamento global do sistema bem como o dimensionamento do filtro de saída realizado no item 3.1.1. A Figura 5-2 apresenta o diagrama esquemático do sistema explicitando o estágio de isolamento.

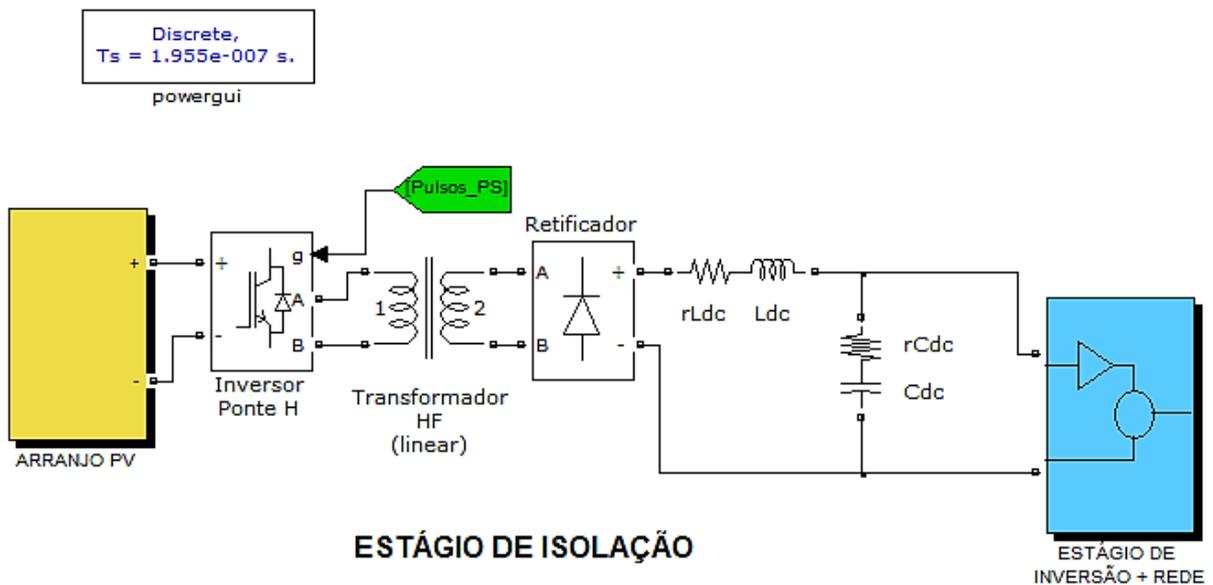


Figura 5-2 – Diagrama esquemático do sistema simulado: estágio de isolamento.

Nas simulações realizadas, conforme apresentado no capítulo 3, utiliza-se um conversor c.c.-c.c. *Full-Bridge* na topologia isolada. Para as chaves do inversor monofásico em ponte H foram considerados parâmetros típicos. Estas são comandadas pelos pulsos de saída do modulador PSM utilizando-se para a geração dos sinais de comando uma onda triangular de 39960 Hz. Salienta-se que a frequência escolhida para a portadora leva a um período múltiplo do passo de simulação do sistema, T_{sim} , e tem-se, portanto:

$$128 \times T_{sim} = \frac{1}{39960} \rightarrow T_{sim} = 195,51 \text{ ns}$$

O transformador de alta frequência foi modelado como um elemento linear não se considerando, portanto, sua curva de magnetização e ciclo de histerese. Adotou-se em sua modelagem valores típicos encontrados para seus parâmetros série (resistências e reatâncias de dispersão dos enrolamentos) e ramo *shunt* (resistência e indutância do ramo de magnetização) relacionados na Tabela 5-1. Os diodos da ponte retificadora foram considerados ideais. Um resistor de partida foi inserido na saída do estágio de isolamento no intuito de atenuar a sobre-elevação observada na tensão do barramento c.c. durante a partida do sistema. O resistor permanece no circuito por um período de 5 ms sendo então curto circuitado.

Ressalta-se aqui que o capacitor do filtro LC do barramento c.c., inicialmente calculado com o valor de 1,3 uF, foi alterado devido à constatação durante as simulações de uma grande oscilação da tensão no barramento, o que impossibilitava o controle do conversor. O valor de 20 uF foi, portanto, adotado de modo a se contornar essa condição.

O controle da tensão no barramento c.c. do estágio de isolamento é realizado através de controladores PI em cascata projetados no capítulo 4 e consiste de um sistema com uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão, conforme ilustra a Figura 5-3.

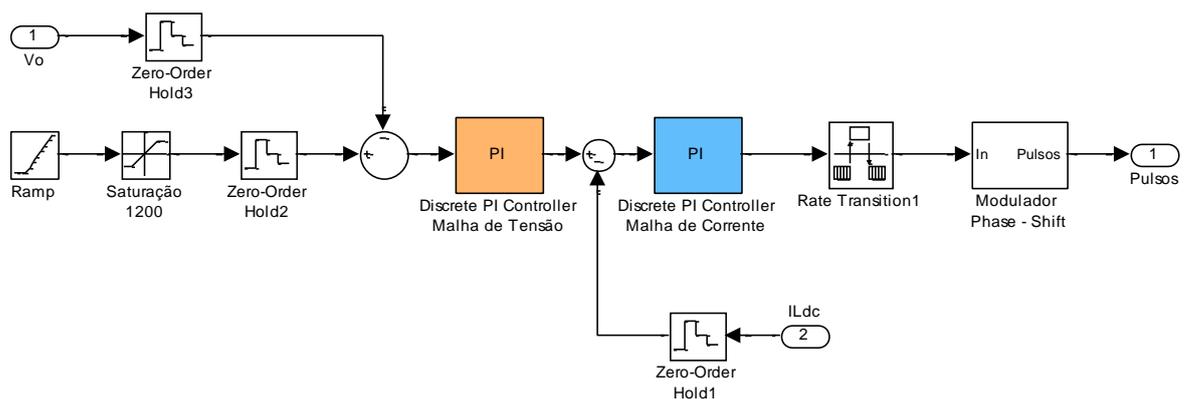


Figura 5-3 - Diagrama de simulação do sistema de controle do conversor c.c.-c.c.

Nota-se da Figura 5-3 que a corrente e tensão medidas são amostradas através dos blocos Seguradores de Ordem Zero (ZOH – *Zero-Order Hold*) a uma taxa de amostragem também

múltipla do passo de simulação, permitindo a discretização dessas grandezas para fins de processamento digital em um sistema real. A taxa de amostragem foi escolhida como tendo um período de $128 \times T_{sim}$, obtendo-se uma frequência de 39960 Hz, o que garante que se obtenha duas amostras a cada período de chaveamento e, conseqüentemente, a leitura das grandezas no valor médio do *ripple*.

A seguir são apresentados os gráficos das grandezas de interesse obtidos para o estágio de isolamento do SST. A simulação realizada considera o sistema completo em operação (ver Figura 5-1) injetando sua potência nominal na rede elétrica.

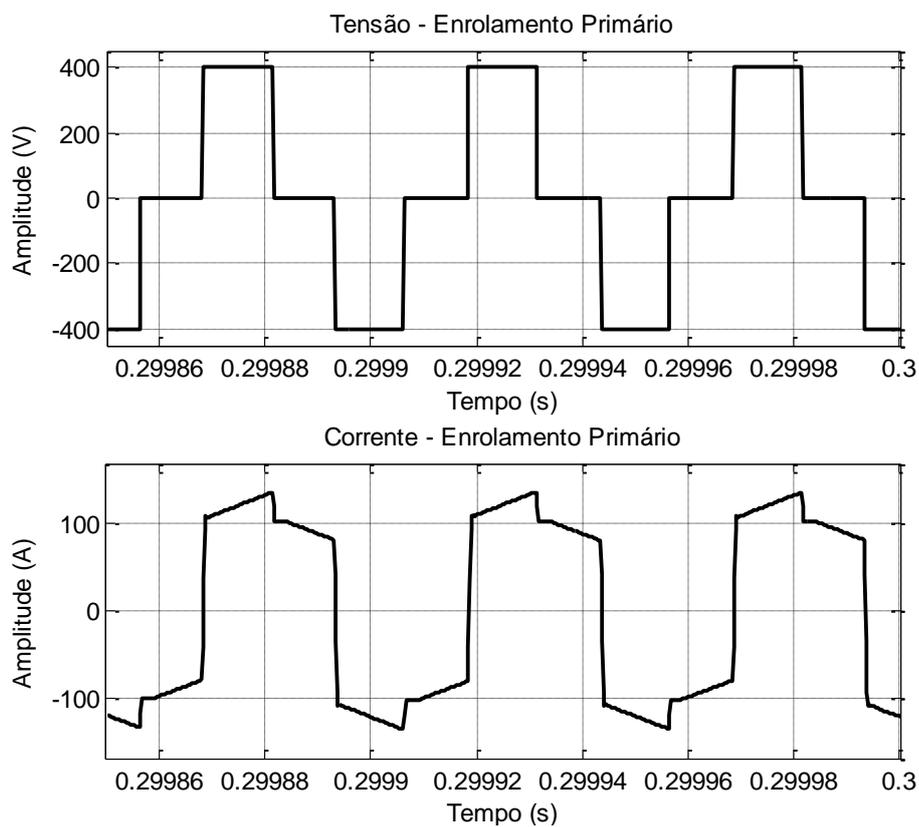


Figura 5-4 - Tensão e corrente em regime permanente no enrolamento primário do transformador de alta frequência.

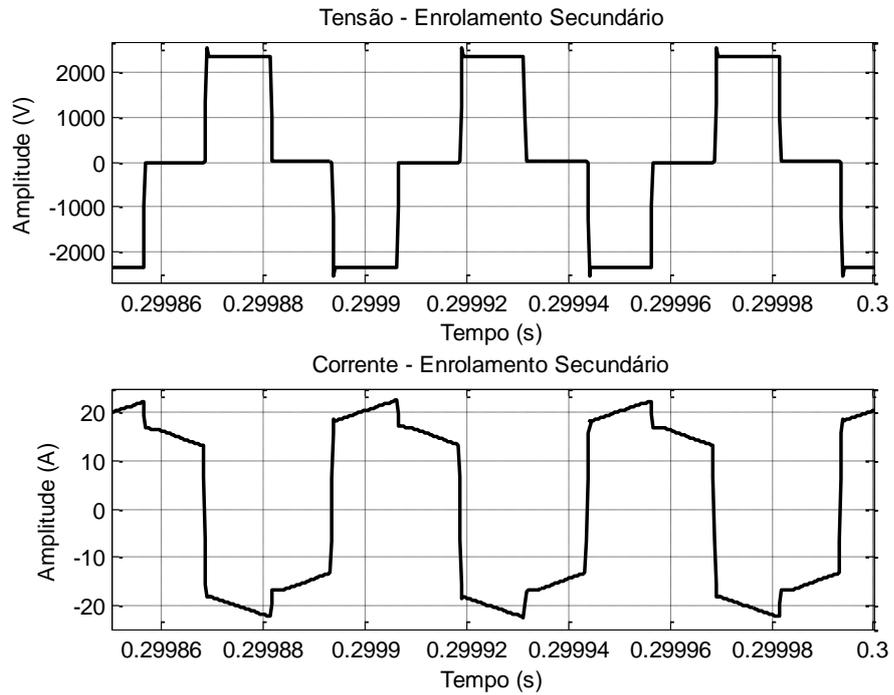


Figura 5-5 - Tensão e corrente em regime permanente no enrolamento secundário do transformador de alta frequência.

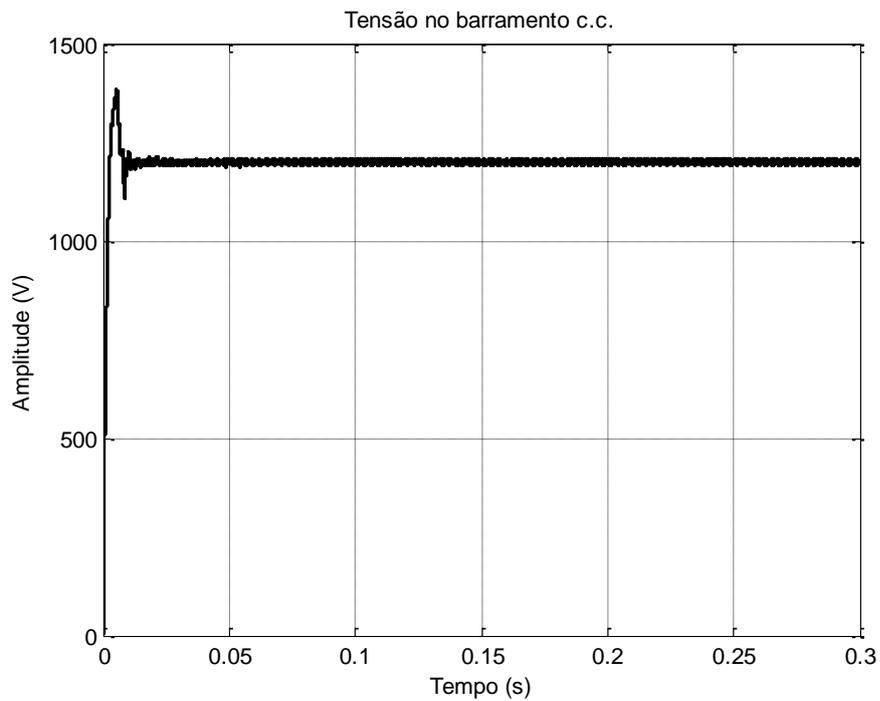


Figura 5-6 - Tensão no barramento c.c. do conversor c.c.-c.c.

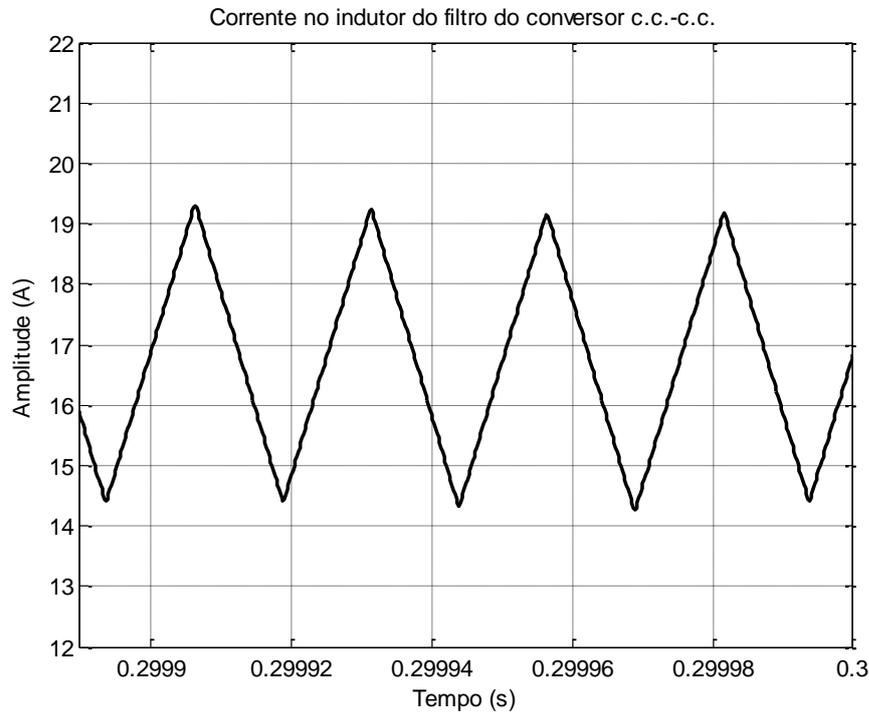


Figura 5-7 - Corrente no indutor c.c. em regime permanente.

A Figura 5-6 apresenta a tensão de saída do estágio de isolamento estabilizada no valor de 1200 V, conforme esperado. Observa-se da Figura 5-7 que o *ripple* de corrente esperado no indutor – $\Delta I_L \approx 5$ A – encontra-se dentro da faixa de variação projetada de 30% da corrente média de saída do conversor c.c.-c.c. ($I_O = 16,667$ A). Uma vez que o indutor foi projetado para a condição de operação da ponte H em que se obtêm o maior *ripple* possível (com $d = 0,5$), verifica-se o correto dimensionamento do mesmo.

A Figura 5-8 mostra o comportamento da tensão sobre o capacitor do barramento c.c. e da corrente no indutor c.c, respectivamente, quando se simula uma redução de 50% da potência injetada na rede. O evento citado ocorre ao tempo de 0,15s de simulação e se observa que o seu impacto no barramento c.c. é mínimo, verificando-se a boa resposta e eficiência do sistema de controle da tensão no barramento.

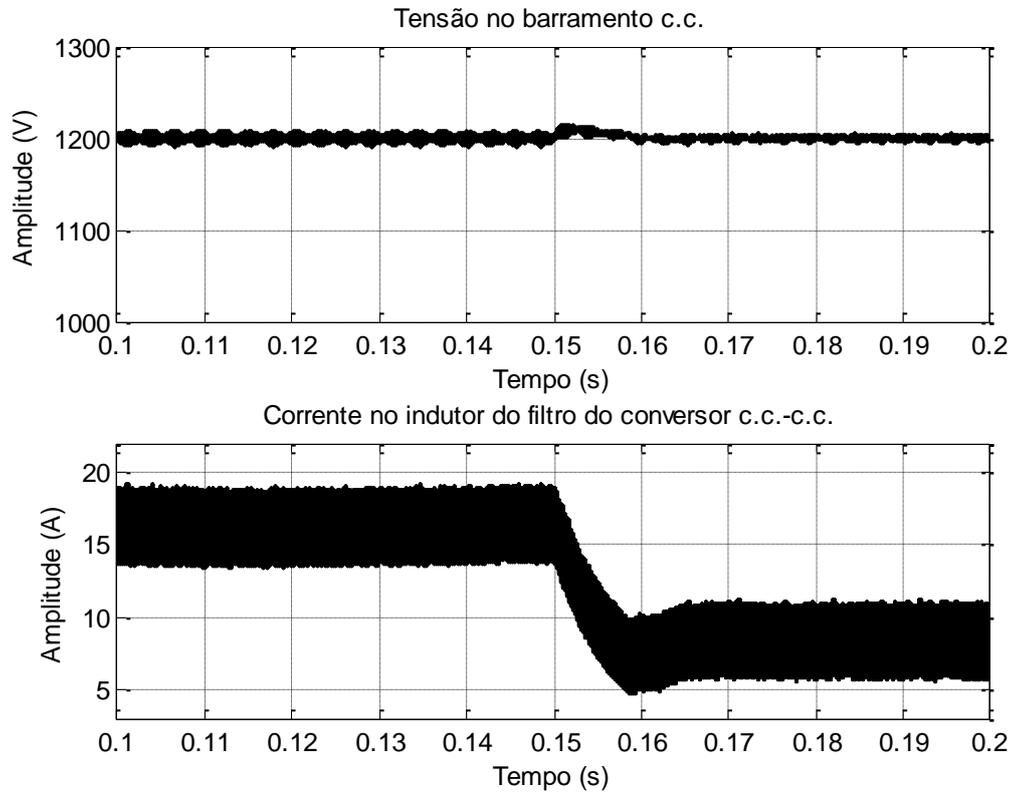


Figura 5-8 - Redução de 50% da potência injetada na rede: tensão no barramento c.c. e corrente no indutor c.c.

5.3. ESTÁGIO DE INVERSÃO E PARALELISMO COM A REDE

A frente do estágio de isolamento encontra-se o estágio de inversão do SST, responsável por converter as grandezas contínuas do barramento c.c. em grandezas alternadas. O objetivo do estágio de inversão é realizar o paralelismo com a rede através da injeção controlada de corrente na mesma. Para tal fim é utilizado um inversor trifásico seguido de um filtro LC de saída. A Figura 5-9 apresenta o diagrama esquemático do sistema simulado explicitando o estágio de inversão.

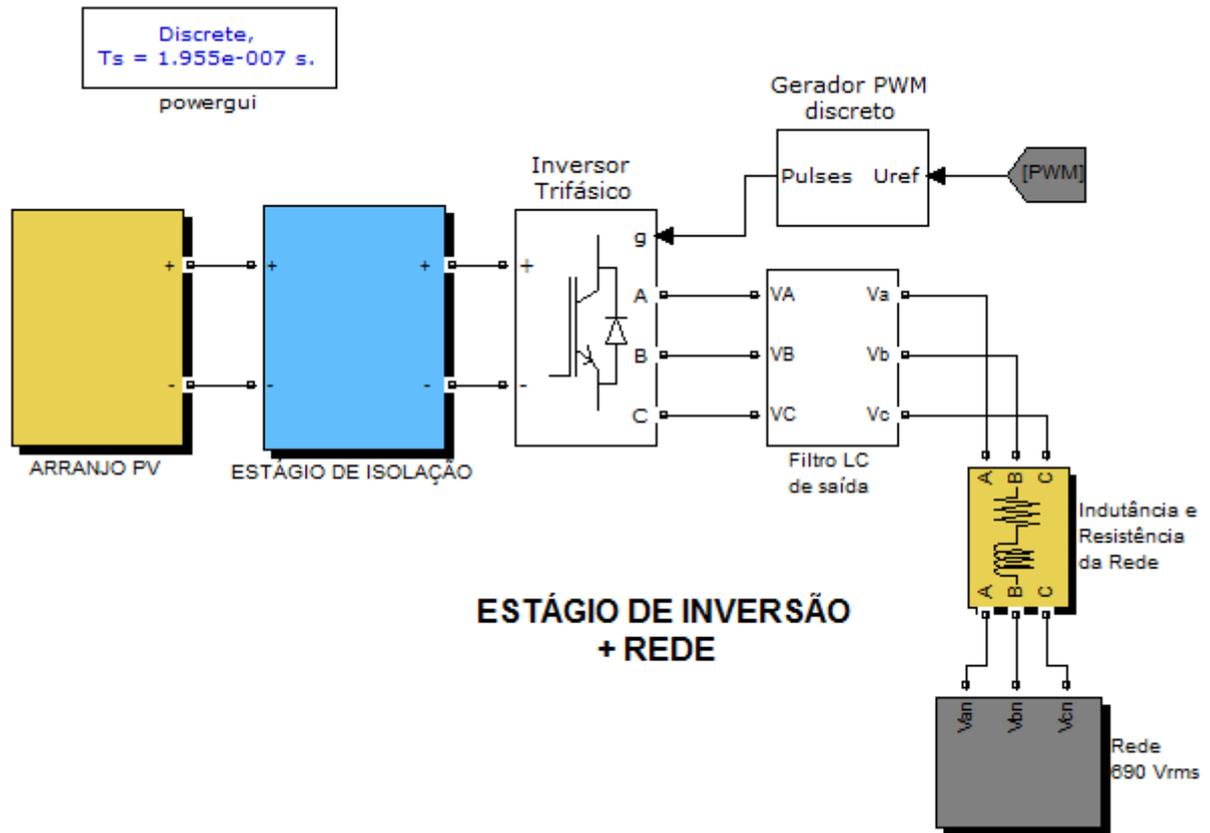


Figura 5-9 - Diagrama esquemático do sistema simulado: estágio de inversão.

Nas simulações realizadas, as chaves do inversor trifásico são modeladas por parâmetros típicos e são comandadas pelos pulsos de saída do modulador PWM discreto. É incluído um tempo morto entre os comandos complementares das chaves do inversor de modo a se evitar que uma chave ligue antes que a outra, do mesmo ramo, tenha se desligado, evitando-se assim um curto circuito no barramento c.c.. Todavia, o tempo morto produz uma distorção no sinal PWM gerando harmônicos de baixa ordem na corrente de saída do inversor, os quais devem ser compensados pelo controle do inversor.

A Figura 5-10 mostra a composição interna do bloco ‘Rede 690 Vrms’. Os blocos ‘Sine Wave’ geram o conjunto trifásico de tensões senoidais. O bloco ‘Harmônicos’ é uma fonte programável responsável pela geração dos harmônicos a serem superpostos às tensões da rede.

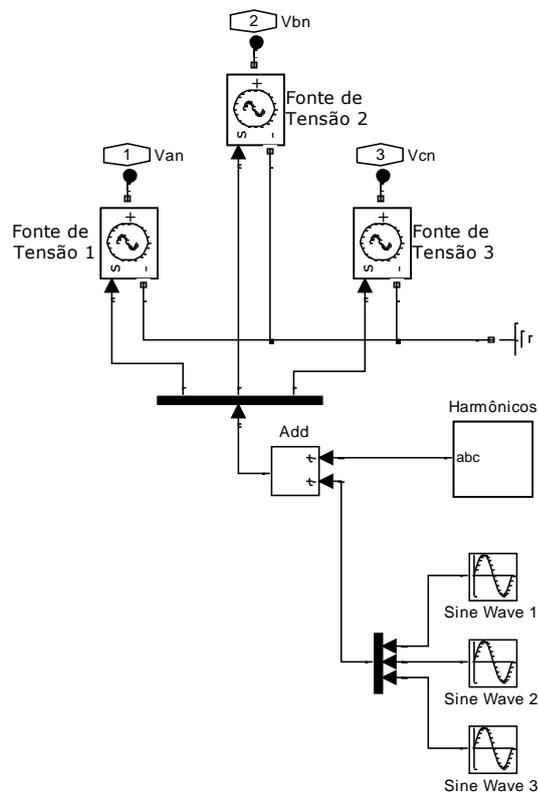


Figura 5-10 - Estrutura do bloco ' Rede 690 Vrms '.

No que concerne o filtro passivo, salienta-se que o resistor de amortecimento, rC_{out} , em série com o capacitor C_{out} tem a função de atenuar as oscilações sobrepostas na corrente entregue a rede na frequência de ressonância do filtro, dada pela equação:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{out} \cdot C_{out}}} = 1186 \text{ Hz}$$

O filtro é apresentado na figura a seguir.

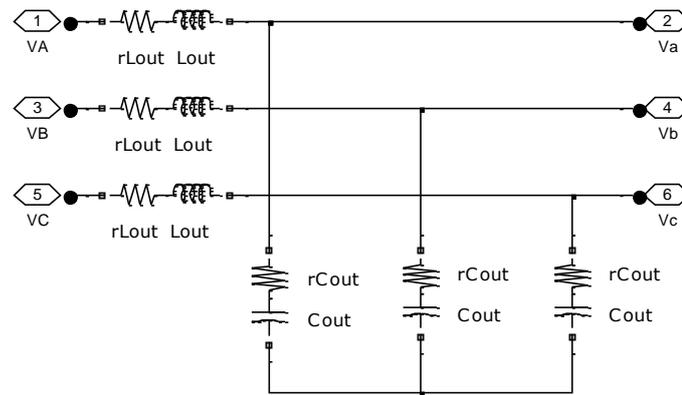


Figura 5-11 - Filtro de saída do conversor c.c.-c.a.

O principal objetivo de se realizar o paralelismo com a rede é possibilitar que seja transferida a maior potência possível gerada pelo arranjo PV para a rede. É de interesse também que a potência injetada na rede seja (idealmente) completamente ativa, ou seja, que a corrente injetada tenha fator de potência unitário. Desse modo é necessário realizar a medição e controle das correntes do indutor do filtro LC e estabelecer uma referência de fase para as correntes de referência dos controladores de corrente. O circuito de sincronismo com a rede geralmente utilizado na aplicação proposta é o PLL.

Em linhas gerais, o PLL é um sistema em malha fechada no qual um oscilador interno é controlado para rastrear a frequência de um sinal periódico externo (no caso em estudo as tensões medidas da rede) através de uma malha de realimentação [43]. À saída do PLL é obtida uma senóide unitária com a mesma frequência e fase das tensões da rede.

O sistema de controle simulado baseia-se na técnica de sistemas referenciais síncronos múltiplos apresentada no item 4.2.3 e visa garantir a injeção de correntes em fase com as tensões da rede (f.p. unitário), a compensação do componente fundamental da corrente (rede desequilibrada) e a compensação seletiva de harmônicos de 5ª e 7ª ordens de sequência positiva e negativa com a rede em condições equilibradas ou não. A Figura 5-12 apresenta uma visão geral do sistema de controle simulado.

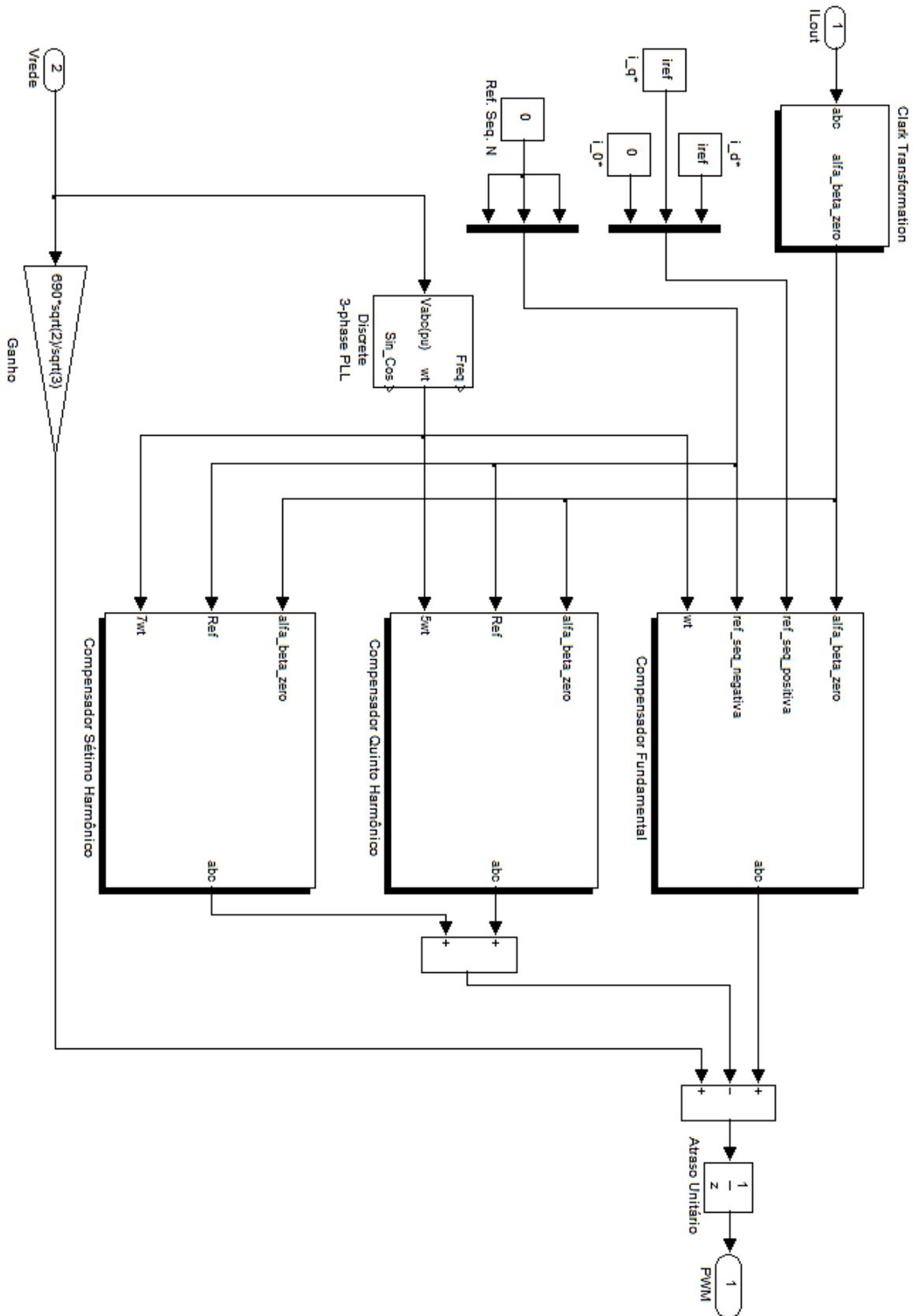


Figura 5-12 - Diagrama esquemático geral do sistema de controle do inversor.

O conjunto de tensões trifásicas da rede é alimentado à entrada do circuito PLL o qual extrai as informações de frequência e fase dos sinais. As correntes trifásicas, por sua vez, passam por uma mudança inicial de sistema referencial pela transformação $abc \rightarrow \alpha\beta 0$. As correntes de referência dos controladores são estabelecidas como constantes uma vez que serão utilizadas em referenciais síncronos $dq0$. Ressalta-se que, como é de interesse que as componentes de sequência negativa e zero não estejam presentes nas correntes de saída, seus sinais de referência são estabelecidos invariavelmente com o valor zero. A natureza da potência injetada na rede (ativa ou reativa) é estabelecida em função dos valores de referência das correntes de i_d^* e i_q^* . As figuras a seguir apresentam os subsistemas de controle dos compensadores fundamental, de 5º harmônico e de 7º harmônico. Estruturas similares às apresentadas podem ser acrescentadas caso haja a necessidade ou interesse de se compensar outros harmônicos de ordem específica.

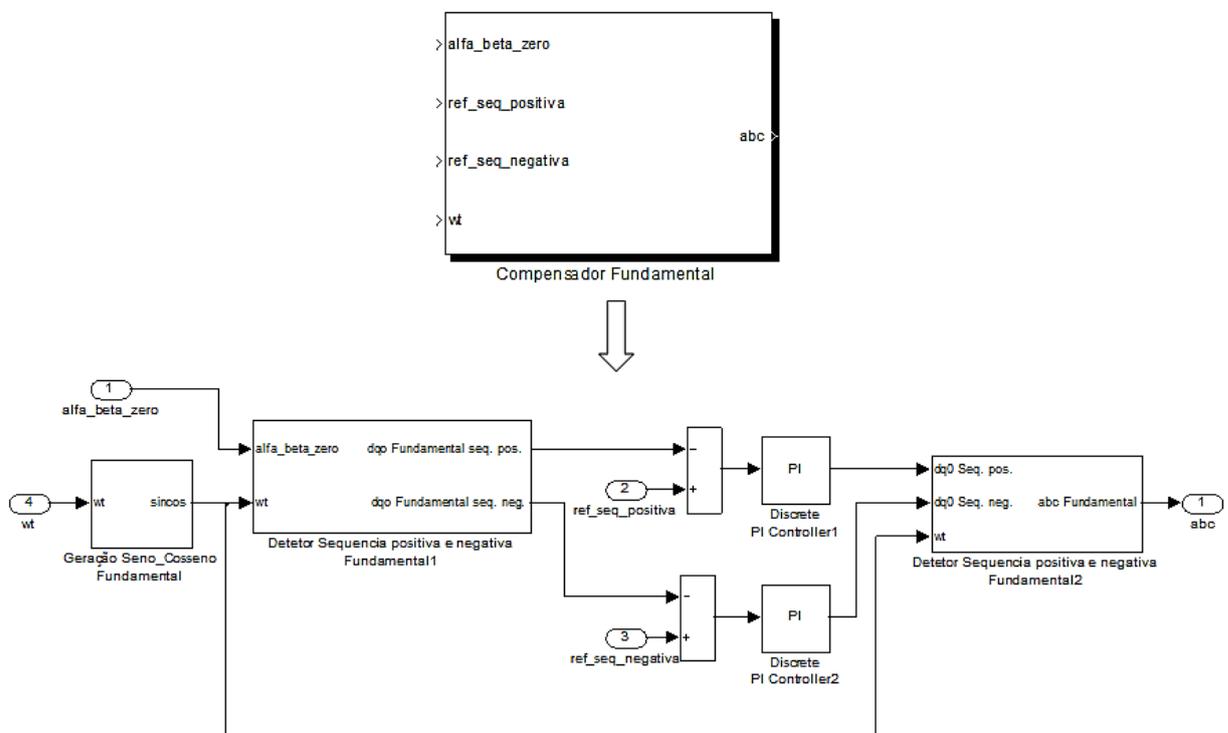


Figura 5-13 - Compensador fundamental de sequência positiva e negativa.

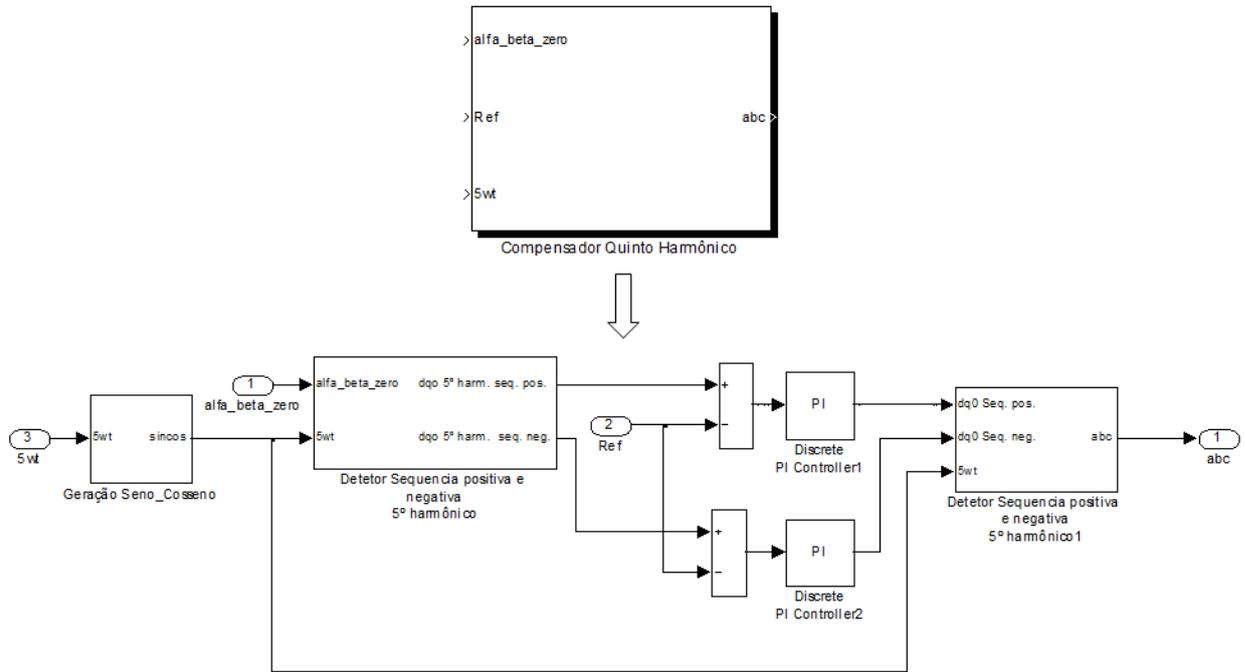


Figura 5-14 - Compensador de 5º harmônico de sequência positiva e negativa.

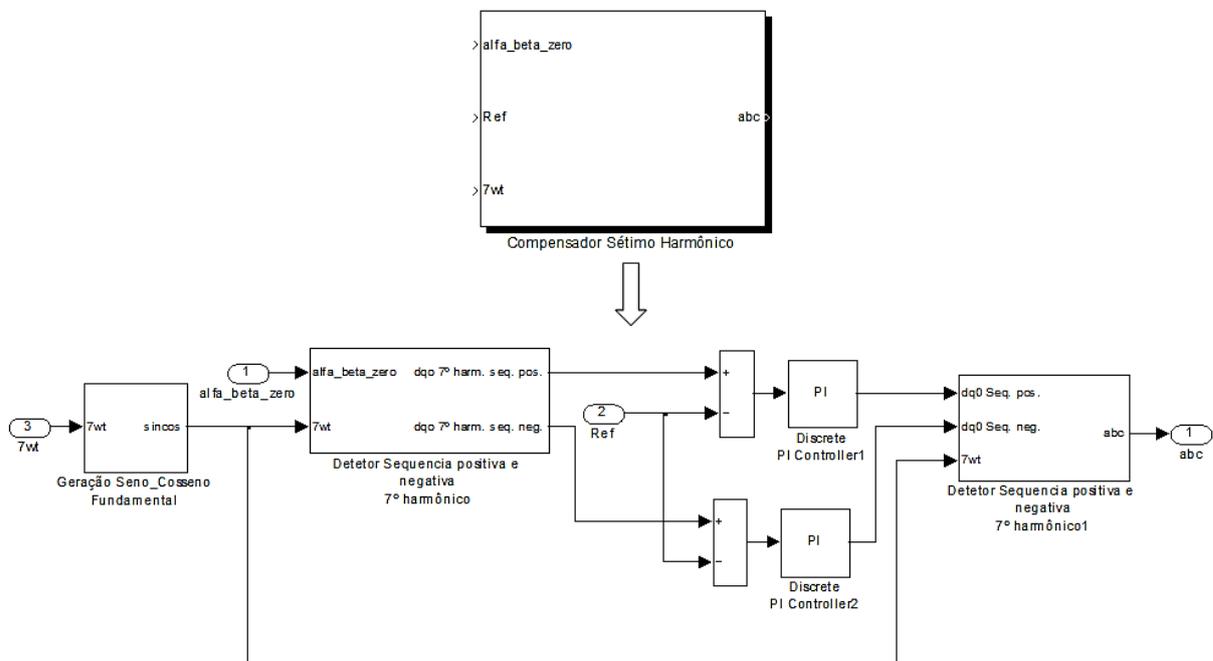


Figura 5-15 - Compensador de 7º harmônico de sequência positiva e negativa.

Os blocos ‘Geração Seno_Cosseno’ tem a função de gerar as senóides de referência nas frequências de interesse ($\pm\omega_1$, $\pm\omega_5$ e $\pm\omega_7$) repassando as ao primeiro dos blocos ‘Detector sequência positiva e negativa’ o qual realiza, através da transformação de Park, a conversão das correntes medidas do sistema referencial estacionário para o sistema referencial síncrono, gerando as correntes i_d e i_q de sequência positiva e negativa (transformação $\alpha\beta 0 \rightarrow dq0$). Desse modo, as correntes i_d e i_q são comparadas com as correntes de referência e o erro é repassado aos controladores PI. O segundo bloco ‘Detector sequência positiva e negativa’ à saída dos controladores PI realiza a transformação inversa ($dq0 \rightarrow abc$) dos sinais de controle repassando-os ao modulador PWM discreto que, por fim, gera os comandos das chaves do inversor.

Nos próximos itens são apresentados os resultados obtidos e as análises pertinentes para as simulações realizadas de injeção de correntes na rede (realizando o controle do fator de potência da corrente injetada) e a compensação seletiva de harmônicos de 5ª e 7ª ordens de sequência positiva e negativa com a rede em condições equilibradas e na presença de desequilíbrio nas tensões.

5.3.1. INJEÇÃO DE CORRENTES NA REDE

No intuito de se verificar as funcionalidades conferidas ao SST pelo sistema de controle do inversor trifásico, como o controle do fator de potência e a capacidade de injeção de correntes equilibradas em condições de desequilíbrio da rede, procedeu-se à simulação de dois casos, descritos a seguir:

- **CASO I: Rede equilibrada** sem poluição harmônica;

Simulação 1: fator de potência **unitário**. Injeção da potência nominal (20 kW) na rede.

Simulação 2: fator de potência **0,8 atrasado**. Injeção da potência nominal (20 kVA) na rede - (P=16 kW / Q=12 kVAr).

- **CASO II:** Rede **desequilibrada** sem poluição harmônica;

Simulação 1: fator de potência **unitário**. Injeção da potência nominal (20 kW) na rede.

Simulação 2: fator de potência **unitário**. Injeção inicial da potência nominal (20 kW) na rede com posterior redução de 50 % da potência injetada (10 kW).

Salienta-se que nas simulações apresentadas a seguir a compensação seletiva de harmônicos está sendo realizada reduzindo consideravelmente as componentes de 5ª e 7ª ordens das correntes injetadas. Caso não fosse realizada a compensação, a THD das correntes injetadas seria, em todos os casos, superior aos 5% recomendados em norma. Ressalta-se ainda que o cálculo da THD foi realizado através da ferramenta computacional ‘Powergui FFT Analysis’ do Simulink a qual atualmente calcula até a 42623ª componente harmônica do sinal medido, entretanto os resultados apresentam apenas a região inicial do espectro harmônico de modo a possibilitar a visualização das componentes de interesse (de baixa ordem). Para o cálculo da THD percentual é utilizada a eq. 5.1:

$$THD(\%) = 100 \cdot \sqrt{\sum_{n=2}^{max} I_n^2} / I_1 \quad \text{eq. 5.1}$$

Em que I_1 é o valor da componente fundamental da corrente e n é a ordem do harmônico.

Os resultados obtidos são apresentados nos itens a seguir.

5.3.1.1. RESULTADOS DO CASO I

A seguir são apresentados os resultados obtidos para as Simulações 1 e 2 do Caso I, onde se considera a rede com tensões equilibradas e livres de poluição harmônica.

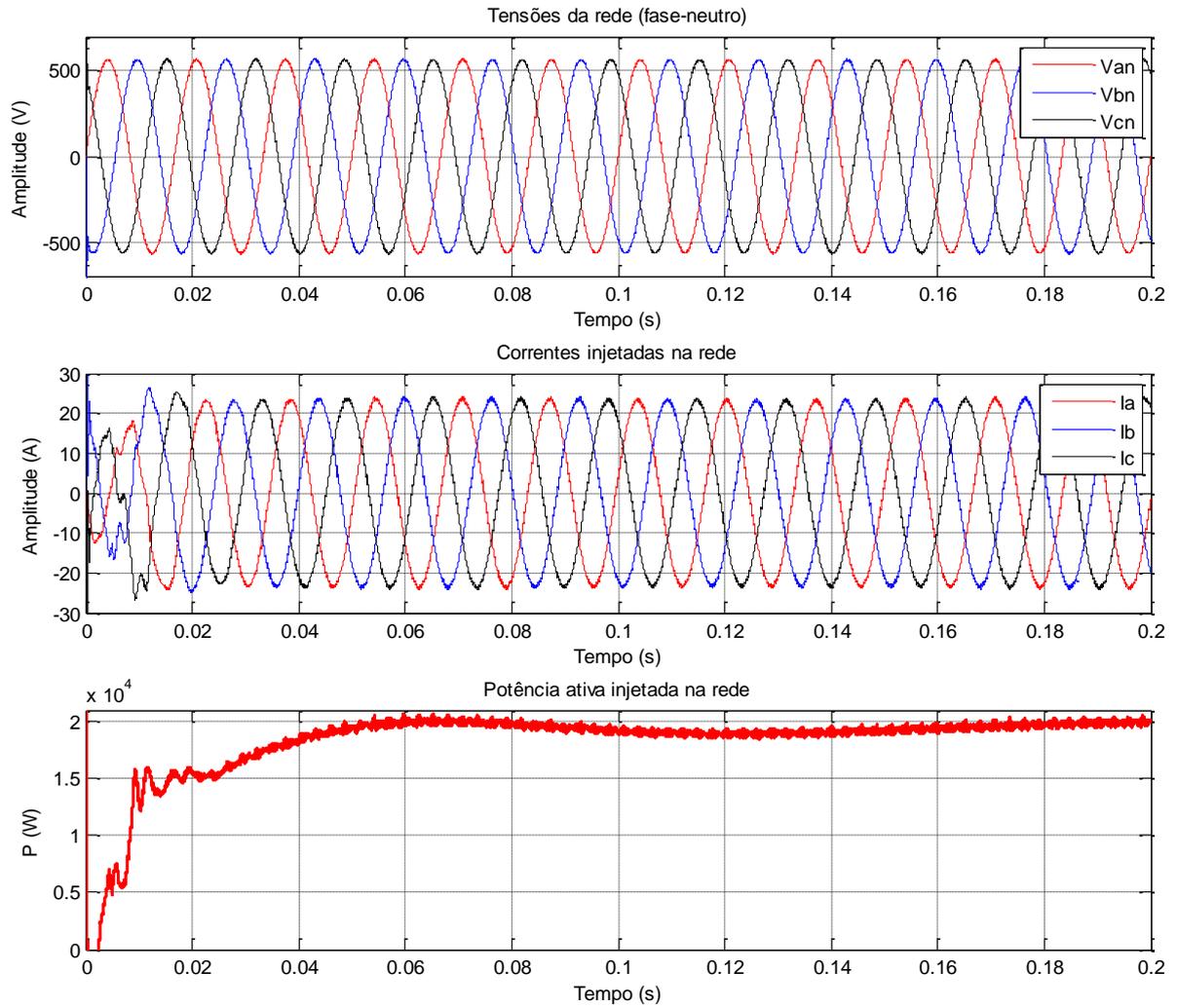


Figura 5-16 - Caso I / Simulação 1: injeção de 20 kW na rede. Tensões da rede equilibradas.

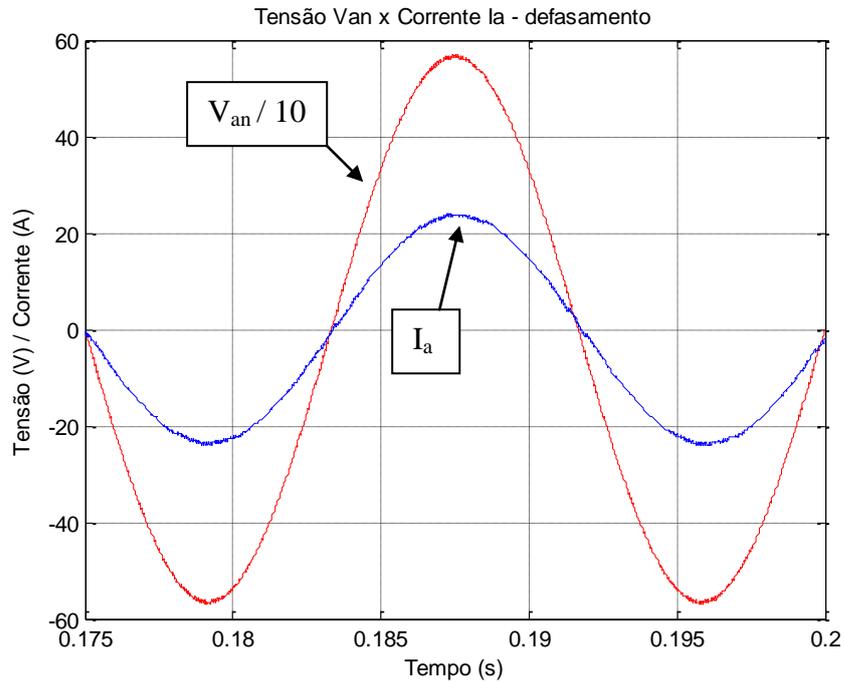


Figura 5-17 – Caso I / Simulação 1: defasamento entre tensão e corrente da fase A – f.p.=1,0.

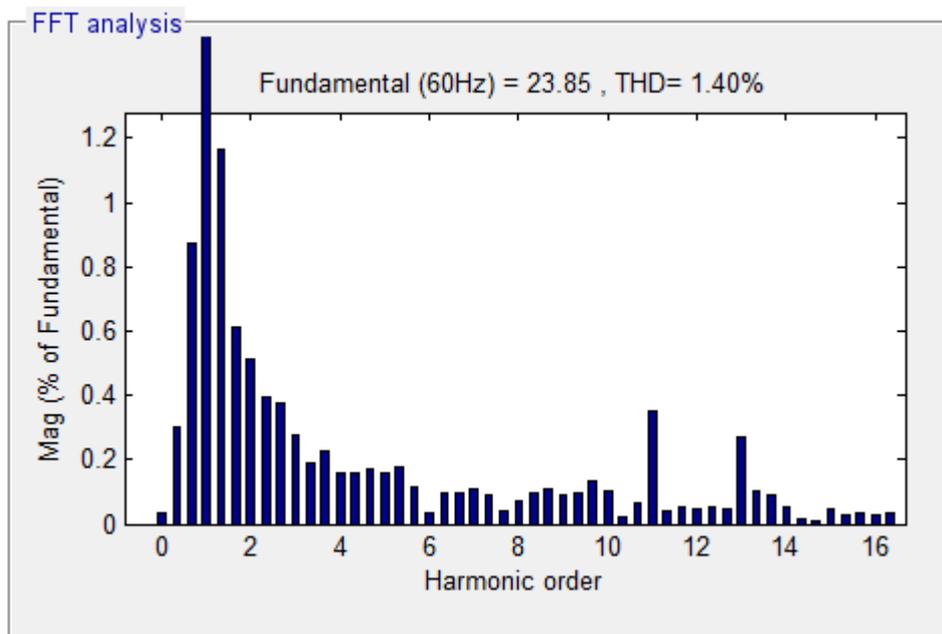


Figura 5-18 - Caso I / Simulação 1: espectro harmônico da corrente injetada pela fase A (pior caso).

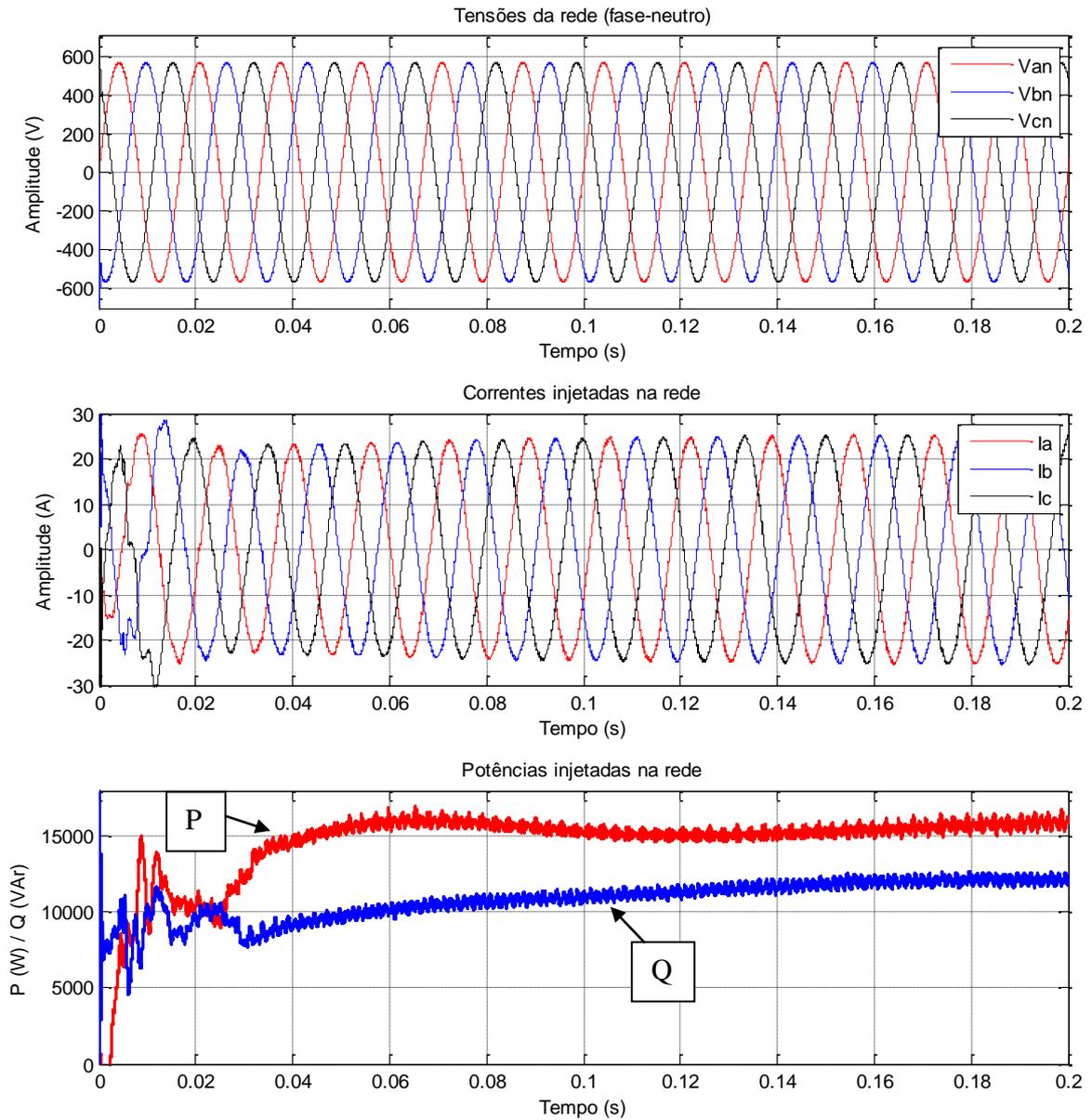


Figura 5-19 - Caso I / Simulação 2: injeção de 20 kVA na rede ($P=16$ kW / $Q=12$ kVAr).
Tensões da rede equilibradas.

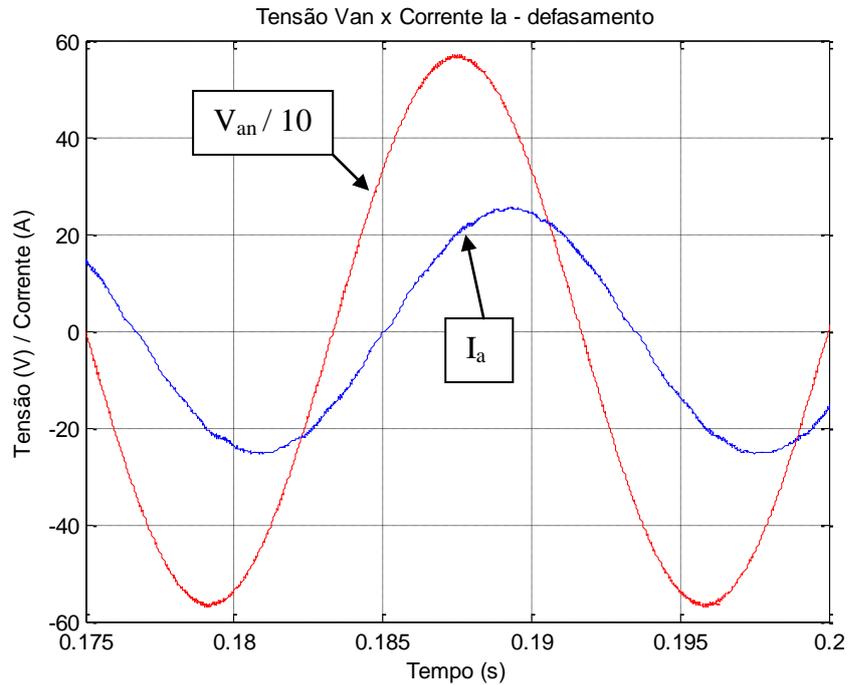


Figura 5-20 - Caso I / Simulação 2: defasamento entre tensão e corrente da fase A – f.p.=0,8i.

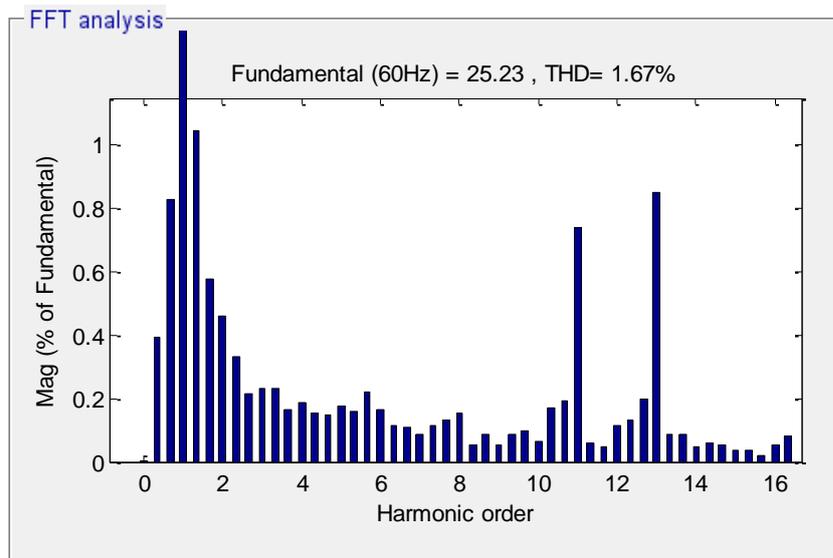


Figura 5-21 - Caso I / Simulação 2: espectro harmônico da corrente injetada pela fase A (pior caso).

Observa-se das figuras apresentadas que o sistema de controle é capaz de promover tanto a injeção de potência ativa quanto reativa na rede realizando o controle do fator de potência através do adequado rastreamento dos ângulos de fase das tensões da rede pelo circuito de sincronismo (PLL). Nota-se também pelo espectro harmônico das correntes injetadas que a THD obtida é, em ambas as simulações, inferior ao valor de 5% recomendado pela IEEE Std. 1547.

5.3.1.2. RESULTADOS DO CASO II

A seguir são apresentados os resultados obtidos para as simulações do Caso II, onde se considera a rede com tensões desequilibradas, porém livres de poluição harmônica. As tensões fase-neutro definidas para este caso são as relacionadas na Tabela 5-2.

Tabela 5-2 – Percentuais de desequilíbrio das tensões da rede.

-	Tensão Eficaz (V)	Desequilíbrio* (%)
V_{an}	398,4	0,0
V_{bn}	378,5	- 5,0
V_{cn}	418,3	+5,0

* Tensão base: 398,4 V (tensão fase neutro da rede).

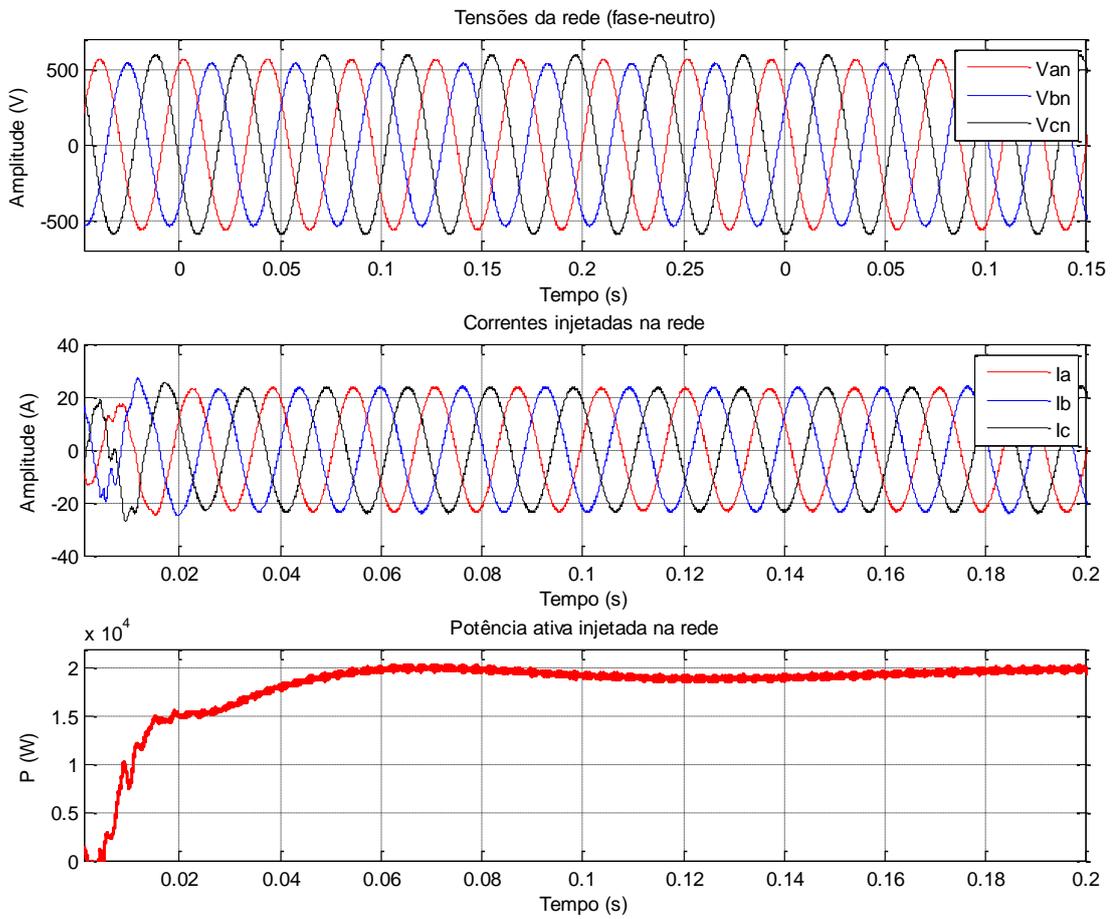


Figura 5-22 - Caso II / Simulação 1: injeção de 20 kW na rede. Tensões da rede desequilibradas.

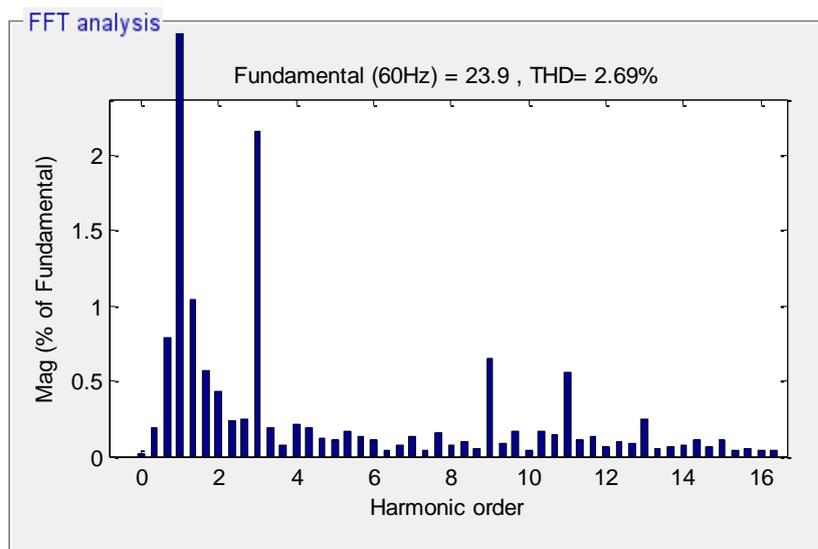


Figura 5-23 – Caso II / Simulação 1: espectro harmônico da corrente injetada pela fase C (pior caso).

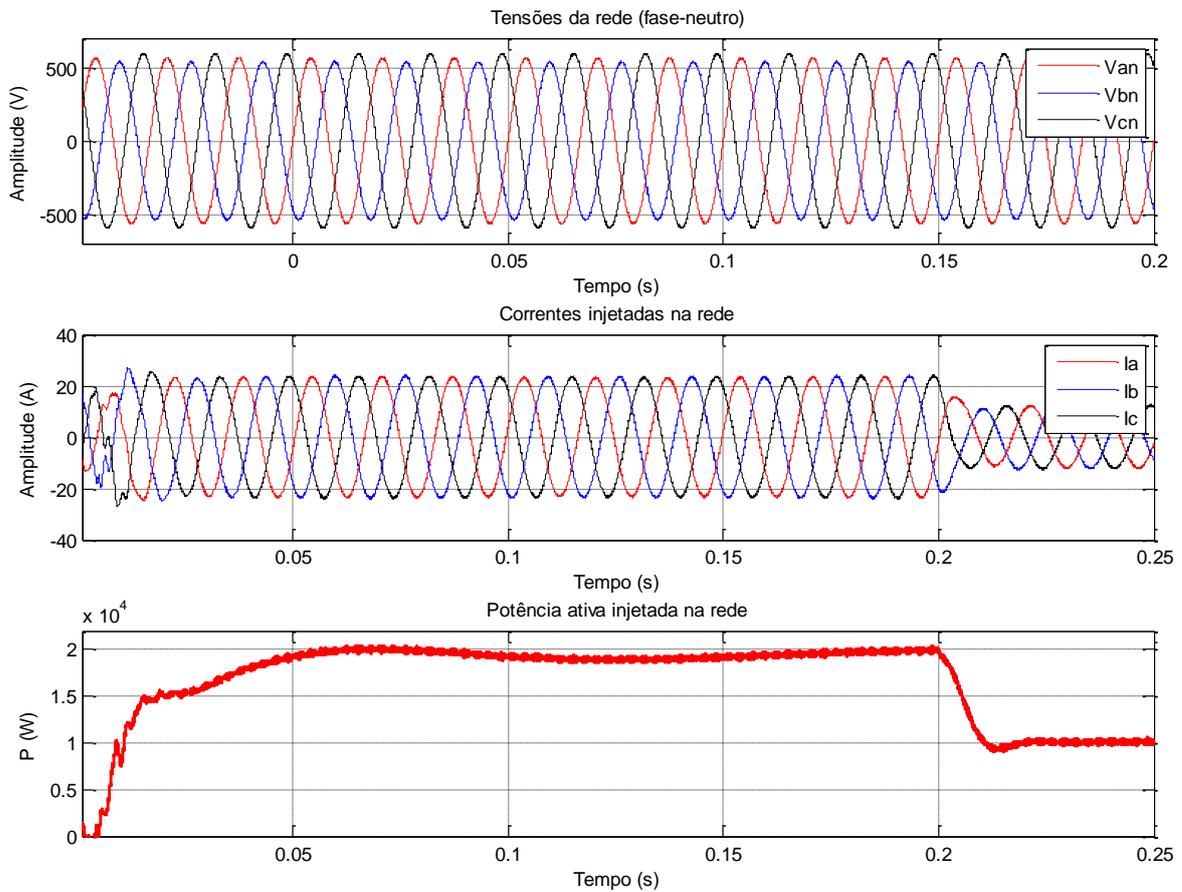


Figura 5-24 - Caso II / Simulação 2: injeção de 20 kW na rede com posterior redução de 50% (10 kW) aos 0,20s. Tensões da rede desequilibradas.

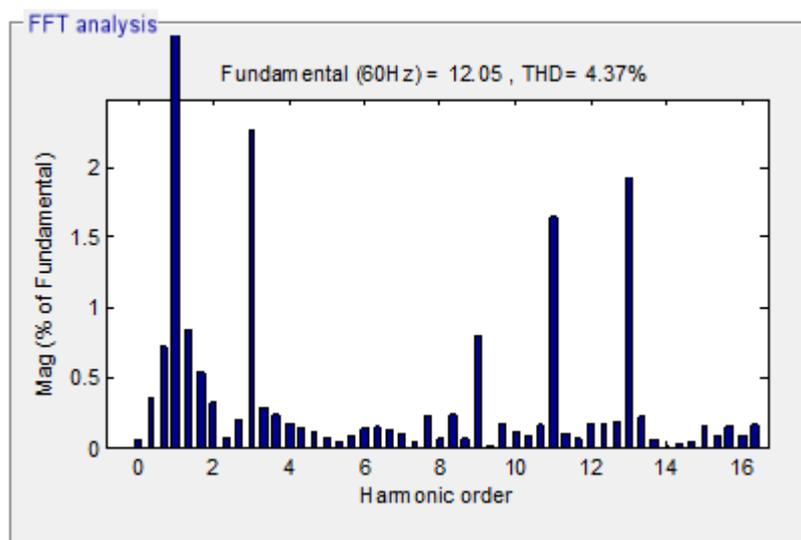


Figura 5-25 - Caso II / Simulação 2: espectro harmônico da corrente injetada pela fase C após a redução da potência injetada (pior caso).

As figuras apresentadas comprovam o bom desempenho dos controladores simulados quando da ocorrência de desequilíbrios nas tensões da rede. Observa-se que após o período transitório, as correntes injetadas na rede não apresentaram desequilíbrio apreciável e a THD das correntes injetadas se manteve inferior ao valor de 5% recomendado pela IEEE Std. 1547.

5.3.2. COMPENSAÇÃO SELETIVA DE HARMÔNICOS DE 5^a E 7^a ORDENS

No presente item é analisado o comportamento dos controladores projetados com relação à funcionalidade de compensação seletiva de harmônicos de 5^a e 7^a ordens da corrente injetada na rede pelo inversor. Desse modo, são apresentados os resultados obtidos para três simulações distintas descritas a seguir. Em todas as simulações as tensões da rede encontram-se desequilibradas.

Simulação I: Tensões da rede com harmônicos de **5^a ordem de sequência negativa** e de **7^a ordem de sequência positiva**. Controladores **sem compensação** seletiva dos harmônicos injetados.

Simulação II: Tensões da rede com harmônicos de **5^a ordem de sequência negativa** e de **7^a ordem de sequência positiva**. Controladores **com** compensação seletiva dos harmônicos injetados.

Simulação III: Tensões da rede com harmônicos de **5^a ordem de sequência positiva** e de **7^a ordem de sequência negativa**. Controladores **com** compensação seletiva dos harmônicos injetados.

Em todas as simulações consideraram-se os percentuais de desequilíbrio e harmônicos nas tensões da rede relacionados na Tabela 5-3.

Tabela 5-3 - Percentuais de desequilíbrio e harmônicos considerados na tensão da rede.

-	Tensão Eficaz (V)	Desequilíbrio* (%)	5º Harmônico* (%)	7º Harmônico* (%)
V_{an}	398,4	0,0	2,7	1,8
V_{bn}	378,5	- 5,0		
V_{cn}	418,3	+5,0		

* Tensão base: 398,4 V (tensão fase neutro da rede).

Os resultados obtidos são apresentados nas figuras a seguir.

SIMULAÇÃO I:

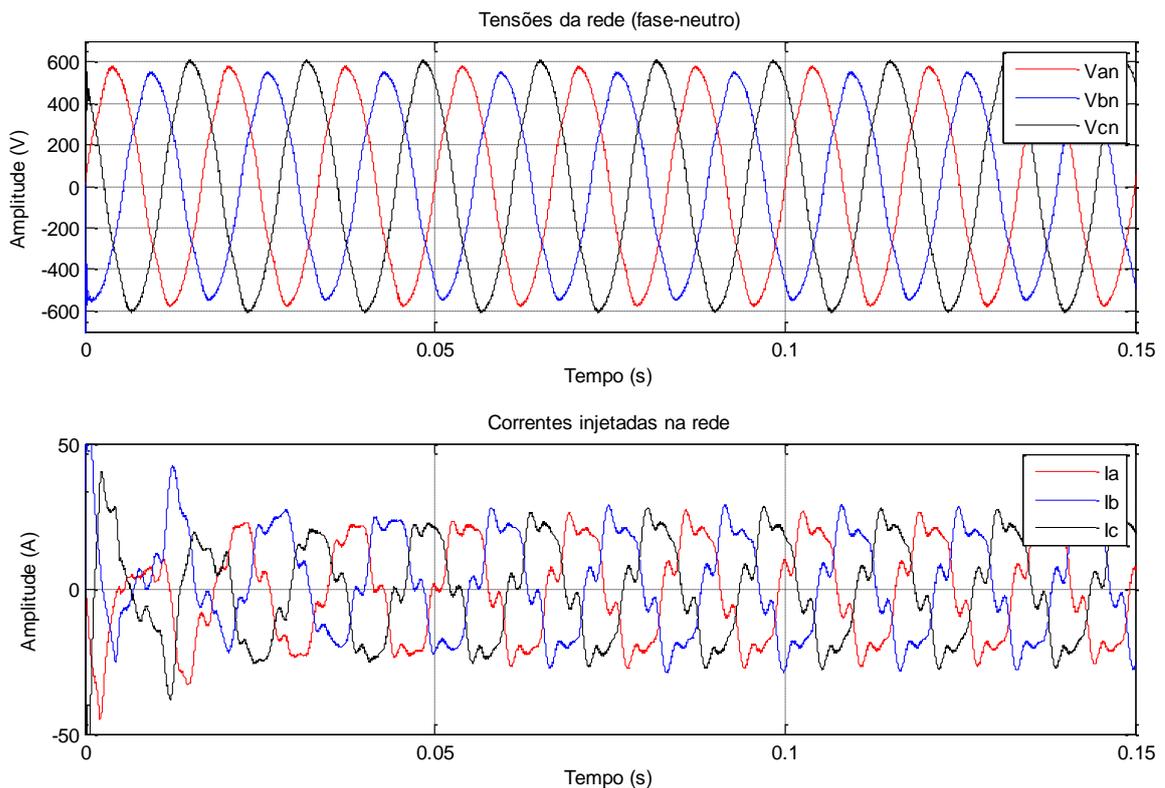


Figura 5-26 - Simulação I: Tensões da rede e correntes injetadas (não compensadas).

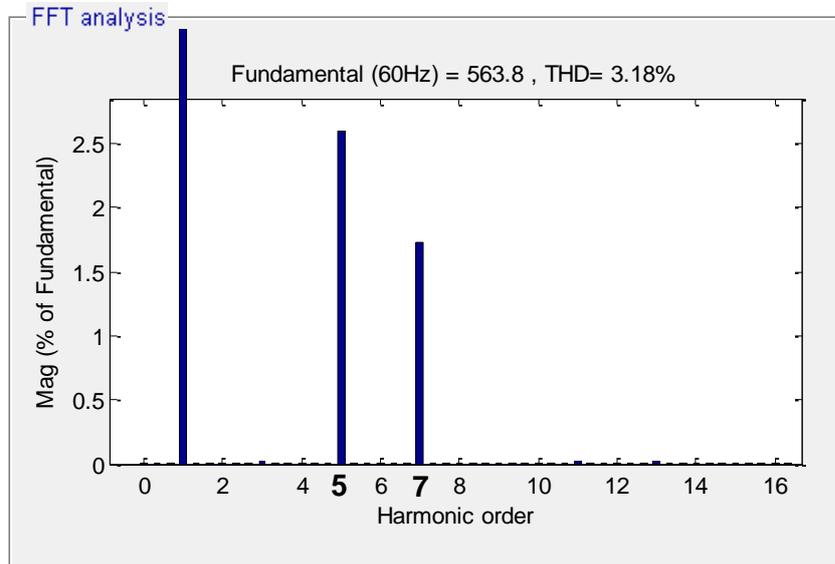


Figura 5-27 - Simulação I: espectro harmônico da tensão da rede - fase B (pior caso).

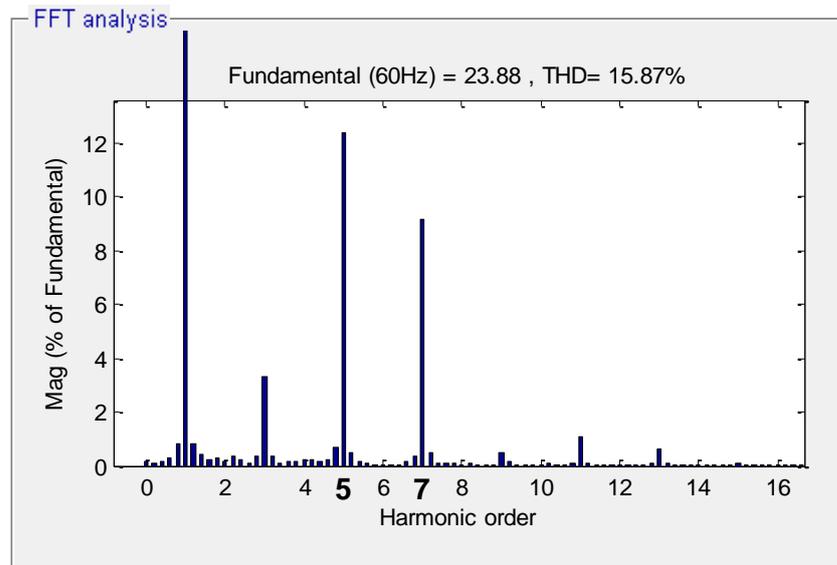


Figura 5-28 – Simulação I: espectro harmônico da corrente injetada - fase B (pior caso).

SIMULAÇÃO II:

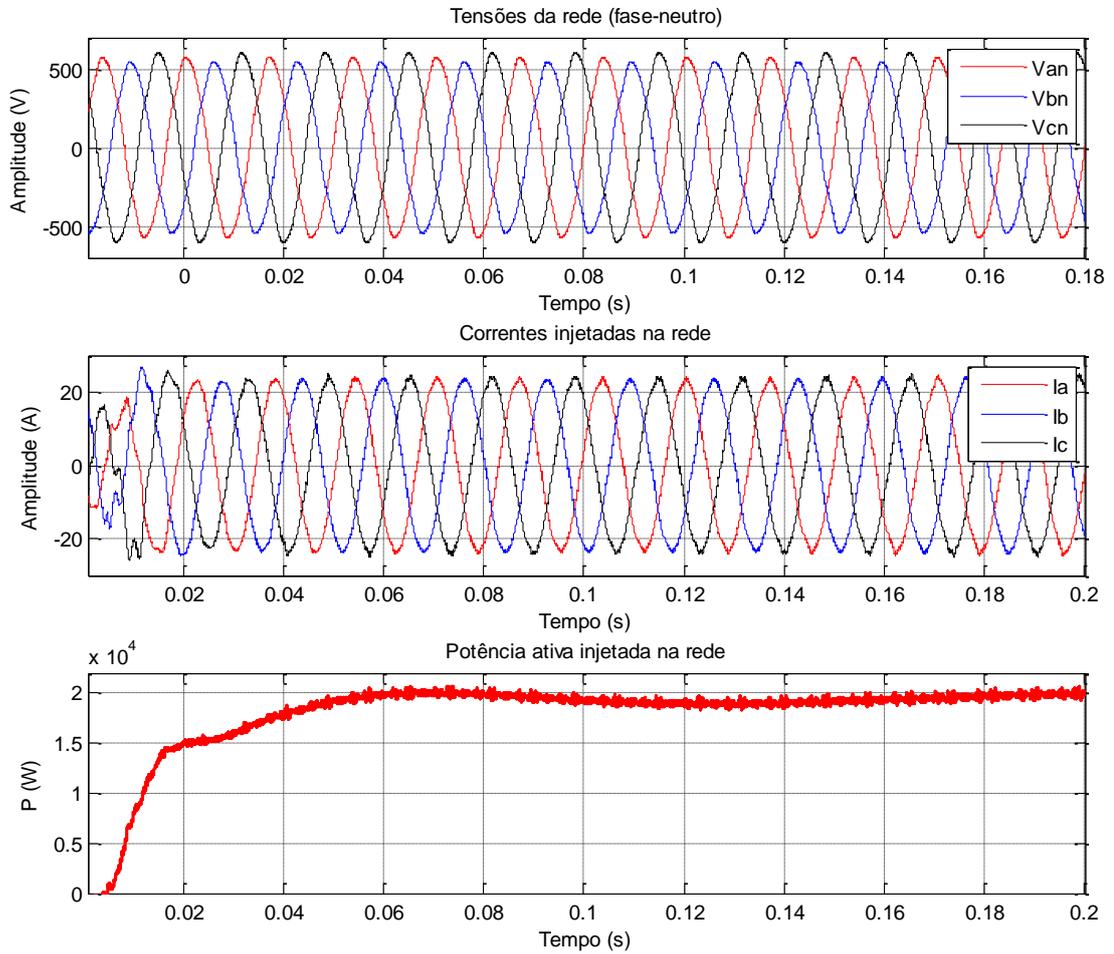


Figura 5-29 – Simulação II: Tensões, correntes injetadas (compensadas) e potência ativa.

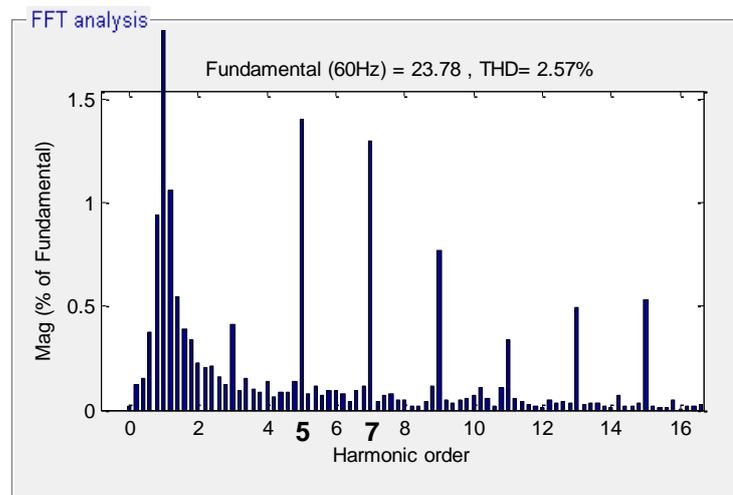


Figura 5-30 - Simulação II: espectro harmônico da corrente injetada - fase A.

SIMULAÇÃO III:

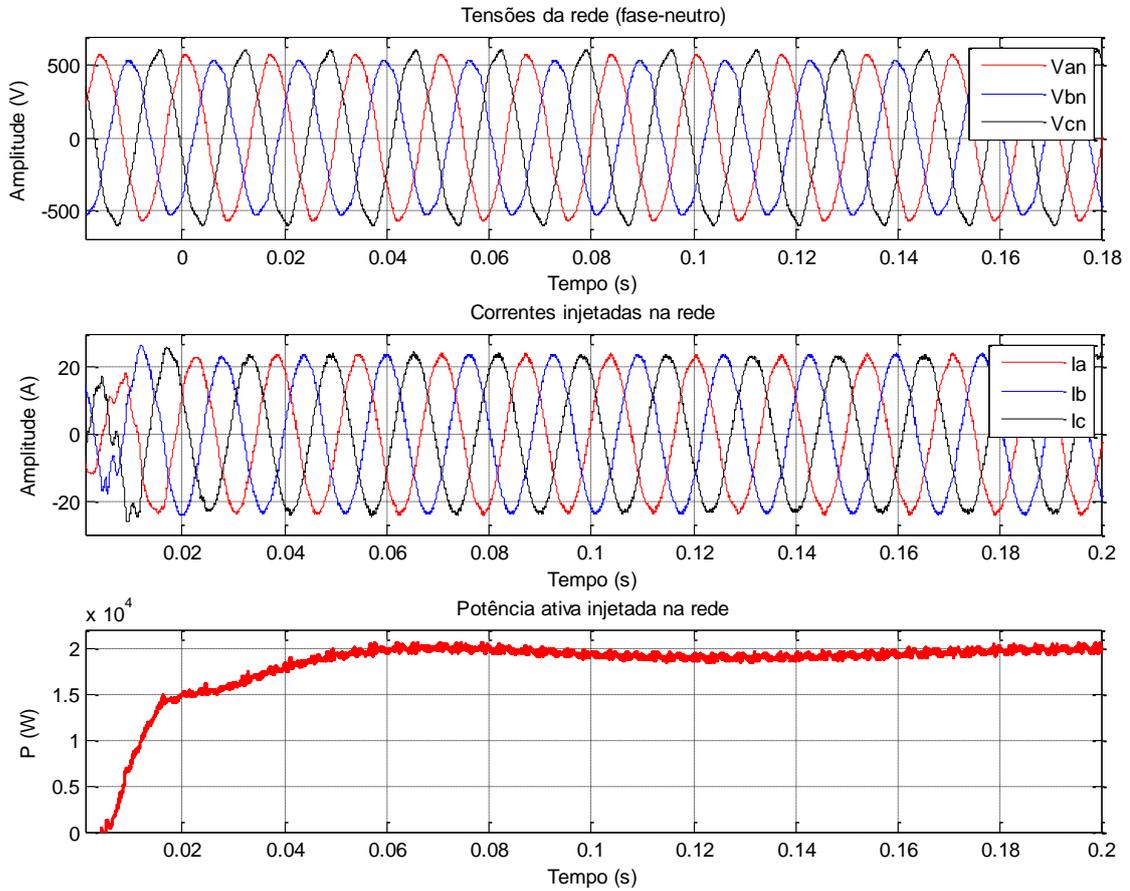


Figura 5-31 - Simulação III: Tensões, correntes injetadas (compensadas) e potência ativa.

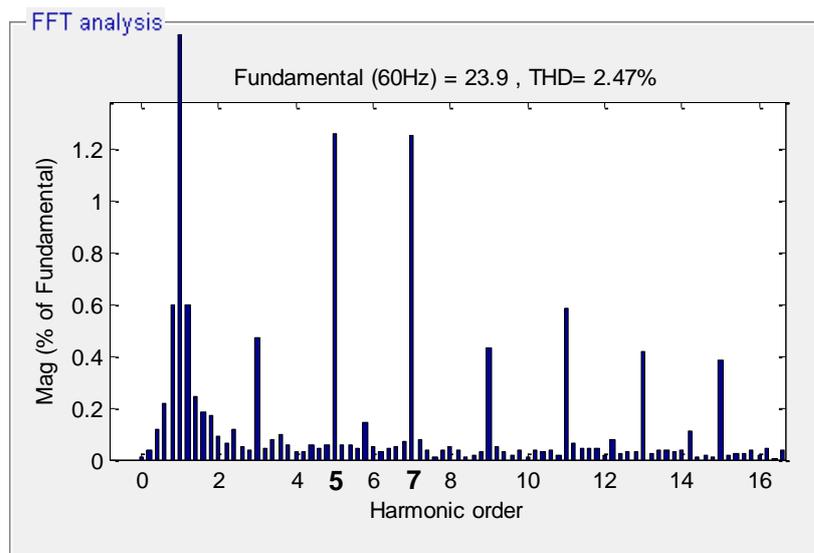


Figura 5-32 - Simulação III: espectro harmônico da corrente injetada - fase C (pior caso).

As tabelas a seguir sintetizam os principais resultados obtidos nas simulações I, II e III.

Tabela 5-4 - Percentuais de THD das correntes.

-	<i>THD (%)</i>			<i>Limite IEEE std. 1547</i>
	<i>Simulação I</i>	<i>Simulação II</i>	<i>Simulação III</i>	
<i>I_a</i>	15,52	2,57	2,46	5,0 %
<i>I_b</i>	15,87	2,37	2,39	
<i>I_c</i>	15,40	2,57	2,47	

Tabela 5-5 – Percentuais individuais de distorção harmônica das correntes.

-	<i>Simulação I</i>		<i>Simulação II</i>		<i>Simulação III</i>		<i>Limites IEEE std. 1547</i>	
	<i>5° h</i>	<i>7° h</i>	<i>5° h</i>	<i>7° h</i>	<i>5° h</i>	<i>7° h</i>	<i>5° h</i>	<i>7° h</i>
	<i>I_a</i>	11,6	9,9	1,4	1,3	1,4	1,3	4,0 %
<i>I_b</i>	12,4	9,2	1,4	1,3	1,3	1,2		
<i>I_c</i>	11,6	8,4	1,3	1,3	1,3	1,3		

Os resultados obtidos na Simulação I ressaltam a necessidade de se realizar a compensação dos harmônicos das correntes injetadas na rede, uma vez que sem essa compensação a THD das correntes é superior a 15%, valor muito acima do limite recomendado em norma e, portanto, inaceitável para a aplicação proposta.

Nota-se nos resultados obtidos para as simulações II e III uma redução significativa promovida pelos compensadores nos percentuais dos harmônicos de 5ª e 7ª ordens presentes nas correntes injetadas. Observa-se igualmente uma redução expressiva na THD dessas correntes que passam a apresentar valores inferiores aos 5% recomendados pela IEEE Std. 1547. Novamente, não foram observados desequilíbrios apreciáveis nas correntes injetadas.

Os resultados apresentados neste item atestam, portanto, a adequabilidade dos sistemas de controle utilizados para a compensação de componentes harmônicas.

5.4. CONCLUSÕES

Neste capítulo foram apresentados os detalhes da modelagem dos componentes do sistema simulado. Os resultados obtidos para as simulações realizadas atestam o correto projeto dos filtros e dos sistemas de controle do conversor.

Os controladores PI síncronos projetados e seus respectivos parâmetros de ajuste se mostraram adequados à aplicação estudada garantindo uma boa resposta do sistema frente a situações distintas como desequilíbrios e presença de componentes harmônicas nas tensões da rede elétrica.

Verificou-se a capacidade do sistema projetado de realizar o controle do fator de potência das correntes injetadas e promover a compensação dos harmônicos de interesse. Outrossim, tornou-se evidente a necessidade de se realizar a compensação seletiva dos harmônicos das correntes injetadas, visto que, tanto a THD quanto a distorção harmônica individual das correntes pode ultrapassar em muito os valores limites estabelecidos em norma quando não se realiza a compensação.

Ressalta-se ainda que, em termos de componentes harmônicas individuais, observa-se a presença de outros harmônicos de ordem ímpar oriundos dos chaveamentos dos conversores em todos os casos simulados, visto que estas componentes não são compensadas pelos controladores. Todavia, seus valores percentuais individuais mantiveram-se abaixo dos limites estabelecidos pela IEEE Std. 1547, conforme se observa na Tabela 4-3. Observa-se ainda a presença de inter-harmônicos e sub-harmônicos nas correntes injetadas provenientes principalmente do desequilíbrio e distorção das tensões da rede e do chaveamento assíncrono do inversor. Entretanto, a abordagem dessa condição específica foge ao escopo do trabalho.

6. CONSIDERAÇÕES FINAIS E PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS

Esta dissertação de mestrado cumpre seus objetivos principais ao realizar o projeto de um transformador de estado sólido para a integração de sistemas de energia distribuída à rede de distribuição. Embora a energia fotovoltaica tenha sido considerada neste trabalho, o mesmo serve como base para o estudo e projeto de sistemas que utilizem outras fontes distribuídas.

A revisão bibliográfica realizada possibilitou o entendimento das principais características e fundamentos por trás da concepção dos SSTs em suas principais topologias. Tomou-se ciência de uma vasta gama de aplicações possíveis para os SSTs atualmente estudadas pela comunidade científica mundial. Ressalta-se que não se teve a pretensão de realizar uma revisão completa do tema, mas sim apresentar um panorama geral com alguns dos principais trabalhos desenvolvidos e progressos obtidos.

As funcionalidades de compensação seletiva de harmônicos e injeção de correntes equilibradas na rede com fator de potência controlado foram exploradas através de simulações e os resultados obtidos comprovaram o bom desempenho das estruturas de compensação projetadas. Constatou-se que a compensação seletiva é uma característica essencial aos sistemas de geração distribuída conectados à rede através de conversores estáticos de potência, possibilitando o atendimento aos requisitos de qualidade de energia estabelecidos nas normas vigentes. Verificou-se que as correntes injetadas por esses sistemas no ponto de acoplamento comum, podem apresentar um elevado conteúdo harmônico quando não se realiza a compensação seletiva. Tal condição pode ocasionar um mau funcionamento da rede como um todo levando o sistema a situações de contingências como faltas, ressonâncias e uma série de problemas associados, culminando com danos à infraestrutura do sistema e demais cargas conectadas.

Os estudos desenvolvidos têm o intuito de servir como um passo inicial para desenvolvimentos e projetos futuros. Estudos comparativos de outras topologias de implementação do SST, das implicações da utilização de chaves à SiC, bem como da implementação de outras estratégias de paralelismo e compensação são sugeridas como sequência natural deste trabalho.

Com a entrada no sistema elétrico de uma nova gama de sistemas de geração, como fontes alternativas de energia e tecnologias de recursos distribuídos, tem se originado o problema de gerenciamento / monitoramento e roteamento da energia produzida por esses sistemas devido à grande variedade de fontes operando com dinâmica própria. Nessa situação o controle e o condicionamento da energia gerada tornam-se consideravelmente mais complexos e desafiadores. É nesse contexto que se vislumbra uma aplicação particularmente interessante do SST como elemento capaz de promover a conexão das fontes distribuídas à rede realizando também o gerenciamento das situações de contingência, otimizando o funcionamento do sistema.

Visto que há atualmente um amplo campo de aplicações possíveis para o SST, algumas propostas de continuidade do presente trabalho e sugestões para trabalhos futuros são indicadas a seguir:

- Montagem de um sistema piloto para testes, ensaios e desenvolvimento em laboratório;
- Desenvolvimento de um estudo comparativo das topologias de realização de um SST, como as multiníveis;
- Estudo da utilização de controladores PR, bem como outros tipos de controladores, nos sistemas de controle do inversor trifásico de conexão à rede;
- Projeto do transformador de alta frequência e estudo dos materiais do núcleo mais adequados para o projeto visando se obter um sistema de alto rendimento;
- Modelagem das características reais das chaves dos conversores para a estimação das perdas e eficiência global do sistema;
- Comparativo das perdas em um SST implementado com chaves à SiC e à Si;
- Implementação de um resistor virtual no sistema de controle do inversor para realizar o amortecimento das oscilações provocadas pelo filtro de saída;
- Estudo das estruturas de controle dos conversores do SST em condições de ocorrência de falta, afundamentos de tensão e outras contingências;
- E, por fim, como já citado, o estudo da aplicação de SSTs como elementos gerenciadores do roteamento de energia em redes inteligentes.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Kang, M.; Enjeti, P.N.; Pitel, I.J.; "Analysis and design of electronic transformers for electric power distribution system" IEEE Transactions on Power Electronics, vol.14, no.6, pp.1133-1141, Nov 1999.

- [2] van der Merwe, J.W.; Mouton, T.; "The solid-state transformer concept: A new era in power distribution" AFRICON, 2009. pp.1-6, 23-25 Sept. 2009.

- [3] Zhao, T.; Yang, L.; Wang, J.; Huang, A.Q.; "270 kVA Solid State Transformer Based on 10 kV SiC Power Devices". ESTS '07. IEEE Electric Ship Technologies Symposium, 2007, pp.145-149, 21-23 May 2007.

- [4] Wang, J.; Wang, G.; Bhattacharya, S.; Huang, A.Q.; "Comparison of 10-kV SiC power devices in solid-state transformer" IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010, pp.3284-3289, 12-16 Sept. 2010.

- [5] van der Merwe, W.; Mouton, T.; "Solid-state transformer topology selection" IEEE International Conference on Industrial Technology, 2009, ICIT 2009, pp.1-6, 10-13 Feb. 2009.

- [6] Falcones, S.; Mao, X.; Ayyanar, R.; "Topology comparison for Solid State Transformer implementation" IEEE Power and Energy Society General Meeting, 2010, vol., no., pp.1-8, 25-29 July 2010.

- [7] Srisaen, C. L.; Dutta, S.; Baek, S.; Bhattacharya, S.; "Design considerations of high voltage and high frequency three phase transformer for Solid State Transformer application" IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010, pp.1551-1558, 12-16 Sept. 2010.

- [8] Kheraluwala, M.H.; Novotny, D.W.; Divan, D.M.; "Design considerations for high power high frequency transformers" PESC '90 Record, 21st Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1990.
- [9] Du, Y.; Baek, S.; Bhattacharya, S.; Huang, A.Q.; "High-voltage high-frequency transformer design for a 7.2kV to 120V/240V 20kVA solid state transformer" IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society , vol., no., pp.493-498, 7-10 Nov. 2010.
- [10] Venable, H. D.; "The K Factor: A New Mathematical Tool for Stability Analysis and Synthesis" Proc. Powercon 10. 1983. San Diego, CA. pp. H1-1 to H1-12.
- [11] Lei, W.H.; Man, T, K.; "A General Approach for Optimizing Dynamic Response for Buck Converter". ON Semiconductor. April, 2004 – Rev 0. Application Note AND8143/D. Disponível em: <http://onsemi.com>. Acessado em 31/01/2013.
- [12] Aghdam, M.G.H.; Thiringer, T.; "Comparison of SiC and Si power semiconductor devices to be used in 2.5 kW DC/DC converter" 2009. *PEDS 2009. International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, vol., no., pp.1035-1040, 2-5 Nov. 2009.
- [13] Elasser, A.; Kheraluwala, M.; Ghezzi, M.; Steigerwald, R.; Krishnamurthy, N.; Kretchmer, J.; and Chow, T. P.; "A comparative Evaluation of New Silicon Carbide Diodes and State-of-the-Art Silicon Diodes for Power Electronic Applications" IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, No. 4, pp. 915-921, 2003.
- [14] Ozpineci ,B.; and Tolbert, L. M.; "Characterization of SiC Schottky Diodes at Different Temperatures" IEEE Power Electronics Letters, Vol. 1, No. 2, pp. 54-57, 2003.
- [15] Zhao, T. F.; Wang, J.; Huang, A. Q.; and Agarwal, A.; "Comparisons of SiC MOSFET and Si IGBT Based Motor Drive Systems" Proceeding of the 42nd Annual Meeting IEEE Industry Application Conference, pp. 331-335, 2007.

- [16] Kazimierczuk, M. K.; "Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters". Wright State University. Dayton, Ohio – USA. ©2008 John Wiley & Sons, Ltd.
- [17] B. Ozpineci; M. S. Chinthavali; L. M. Tolbert; A. Kashyap and H. A. Mantooth; "A 55 kW Three-Phase Inverter with Si IGBTs and SiC Schottky Diodes" Proceeding of the 21st Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 448-454, 2006.
- [18] Huang, A.Q.; Crow, M.L.; Heydt, G.T.; Zheng, J.P.; Dale, S.J.; "The Future Renewable Electric Energy Delivery and Management (FREEDM) System: The Energy Internet" *Proceedings of the IEEE*, vol.99, no.1, pp.133-148, Jan. 2011.
- [19] Pomílo, J. A.; "Capítulo 10: Projeto de Sistemas de Controle Linear para Fontes Chaveadas". Material de apoio da disciplina de Fontes Chaveadas. FEE-UNICAMP – 2011. Disponível em: <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/CAP10.pdf> Acessado em 09/02/2013.
- [20] Marko, W.; "Design and Implementation of a Modular Converter with Application to a Solid State Transformer" – Master Thesis – Department of Electrical and Electronic Engineering. University of Stellenbosch, Dec. 2009.
- [21] Faulkenberry, L.M. and Coffey, W.; "Electrical Power Distribution and Transmission". Prentice Hall, Englewoods Cliffs, New Jersey, 1996.
- [22] Glover, J.D. and Sarma, M.; "Power System Analysis and Design". 3rd ed. Brooks/Cole Thomson Learning, Pacific Grove, CA, USA, 2002.
- [23] Ling, P.C.Y.; Basak, A.; "Investigation of magnetizing inrush current in a single-phase transformer" *IEEE Transactions on Magnetics*, vol.24, no.6, pp.3217-3222, Nov 1988.
- [24] Arrilaga, J., Watson, N. R.; "Power System Harmonics", 2nd Edition, Wiley & Sons, 2003.

- [25] Dugan, R.C., McGranaghan, M. and Beaty, H.; "Electrical Power System Quality" McGraw-Hill, New York, USA, 1996.
- [26] Ekemezie, P.N.; "Design of a power factor correction ac-dc converter" *AFRICON 2007*, vol., no., pp.1-8, 26-28 Sept. 2007.
- [27] Ronan, E.R.; Sudhoff, S.D.; Glover, S.F.; Galloway, D.L.; "A power electronic-based distribution transformer" *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.17, no.2, pp.537-543, Apr 2002.
- [28] Heinemann, L.; Mauthe, G.; "The universal power electronics based distribution transformer: an unified approach" *PESC. 2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, 2001*, vol.2, no., pp.504-509 vol.2, 2001.
- [29] Krishnaswami, H.; Ramanarayanan, V.; "Control of high-frequency AC link electronic transformer" *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol.152, no.3, pp. 509- 516, 6 May 2005.
- [30] Iman-Eini, H.; Farhangi, S.; "Analysis and Design of Power Electronic Transformer for Medium Voltage Levels" *PESC '06. 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2006*, vol., no., pp.1-5, 18-22 June 2006.
- [31] "Proof of the principle of the solid-state transformer and the AC/AC switchmode regulator" San Jose State Univ., San Jose, CA, EPRI TR-105 067, 1995.
- [32] Rodriguez, J.; Jih-Sheng Lai; Fang Zheng Peng; "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.49, no.4, pp. 724- 738, Aug 2002.
- [33] Lai, J. S.; Peng, F. Z.; "Multilevel converters-a new breed of power converters" *Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95., Conference Record of the 1995 IEEE* , vol.3, no., pp.2348-2356 vol.3, 8-12 Oct 1995.

- [34] Henrique, A. C. B.; Barbi, I.; “Conversores Estáticos Multiníveis – Uma Revisão”. SBA Controle & Automação Vol. 11 no. 01 / Jan., Fev., Mar, Abril de 2000.
- [35] Erickson, R. W.; Maksimovic, D.; “Fundamentals of Power Electronics”. University of Colorado. ©2004 Kluwer Academic Publishers.
- [36] Barbi, I.; Martins, D. C.; “Eletrônica de Potência – Introdução ao Estudo dos Conversores CC-CA”. Florianópolis: Edição dos Autores, 2005.
- [37] Teodorescu, R.; Liserreand, M.; Rodríguez, P.; “Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems”. © 2011 John Wiley & Sons, Ltd.
- [38] Hamrouni, N.; Jraidi, M.; Younsi, S.; Cherif, A.; "Current control for inverter-interfaced grid-connected photovoltaic generator" *2012 16th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON)*, vol., no., pp.296, 299, 25-28 March 2012.
- [39] Anurag, A.; Babu, B.C.; "Control of Grid Connected Inverter system for sinusoidal current injection with improved performance" *2012 Students Conference on Engineering and Systems (SCES)*, vol., no., pp.1,6, 16-18 March 2012.
- [40] Teodorescu, R.; Blaabjerg, F.; Liserre, M.; Loh, P.C.; "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters" *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol.153, no.5, pp.750, 762, September 2006.
- [41] Cha, H.; Vu, T. K.; Kim, J. E.; "Design and control of Proportional-Resonant controller based Photovoltaic power conditioning system" *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009*, vol., no., pp.2198,2205, 20-24 Sept. 2009.
- [42] Lingzhi, Y.; Ming, L.; Xiang, L.; Dong, D.; Zhezhi, Y.; "Research of three-loop control method Of PV grid-connected inverter" *2010 Chinese Control and Decision Conference (CCDC)*, vol., no., pp.4281,4285, 26-28 May 2010.

- [43] Chung, S.-K.; "Phase-locked loop for grid-connected three-phase power conversion systems" *IEEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol.147, no.3, pp.213,219, May 2000.
- [44] Vasquez, J.C.; Mastromauro, R.A.; Guerrero, J.M.; Liserre, M.; "Voltage Support Provided by a Droop-Controlled Multifunctional Inverter" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.56, no.11, pp.4510,4519, Nov. 2009.
- [45] Mastromauro, R.A.; Liserre, M.; Dell'Aquila, A.; Guerrero, J.M.; Vasquez, J.C.; "Droop control of a multifunctional PV inverter" *ISIE 2008. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2008*, vol., no., pp.2396, 2400, June 30 2008-July 2 2008.
- [46] Teodorescu, R., Blaabjerg, F., Borup, U. and Liserre, M.; "A New Control Structure for Grid-Connected LCL PV Inverters with Zero Steady-State Error and Selective Harmonic Compensation". In *Proceedings of APEC'04, Vol 1.1, 2004*, pp. 580–586.
- [47] Dell'Aquila, A., Liserre, M., Monopoli, V. G. and Rotondo, P.; "An Energy-Based Control for ann-H-Bridges Multilevel Active Rectifier". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 52(3), June 2005, 670–678.
- [48] Rodriguez, P., Pou, J., Bergas, J., Candela, J. I., Burgos, R.P. and Boroyevich, D.; "Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control". *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22, March 2007.
- [49] Koo, G. B.; Moon, G. W.; Youn, M. J.; "Analysis and design of phase shift full bridge converter with series-connected two transformers" *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.19, no.2, pp.411,419, March 2004.
- [50] IEEE Std 929-2000, "IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems", April 2000. ISBN 0-7381-1934-2 SH94811.
- [51] IEEE Std 1547-2003, "Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems", IEEE, June 2003. ISBN 0-7381-3720-0 SH95144.

- [52] IEEE Std 1547.1-2005, “Standard Conformance Test Procedures for Equipment Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems”, IEEE, July 2005. ISBN 0-7381-4736-2 SH95346.
- [53] IEC 61727 Ed. 2, “Photovoltaic (PV) Systems – Characteristics of the Utility Interface”, December 2004.
- [54] Park, S.; Han, S. B.; Jung, B. M.; Choi, S. H.; Jeong, H. G.; "A current control scheme based on multiple synchronous reference frames for parallel hybrid active filter" *Power Electronics and Motion Control Conference*, 2000. Proceedings. IPEMC 2000. The Third International , vol.1, no., pp.218,223 vol.1, 2000.
- [55] Chapman, P.L.; Sudhoff, S.D.; "A multiple reference frame synchronous estimator/regulator" *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol.15, no.2, pp.197,202, Jun 2000.
- [56] Xiao, P.; Corzine, K.A.; Venayagamoorthy, G.K., "Multiple Reference Frame-Based Control of Three-Phase PWM Boost Rectifiers under Unbalanced and Distorted Input Conditions" *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.23, no.4, pp.2006,2017, July 2008.
- [57] Loh, P.C.; Tang, Y.; Blaabjerg, F.; Wang, P.; "Mixed-frame and stationary-frame repetitive control schemes for compensating typical load and grid harmonics" *Power Electronics, IET* , vol.4, no.2, pp.218,226, February 2011.