



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
Faculdade de Engenharia de Bauru

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Alex de Sá Martins

**ANÁLISE E PROJETO DO CONVERSOR FONTE-Y PARA USO EM
SISTEMAS DE GERAÇÃO DE ENERGIA FOTOVOLTAICA DE BAIXA
TENSÃO**

Bauru - SP

2017

ALEX DE SÁ MARTINS

**ANÁLISE E PROJETO DO CONVERSOR FONTE-Y PARA USO EM
SISTEMAS DE GERAÇÃO DE ENERGIA FOTOVOLTAICA DE BAIXA
TENSÃO**

Dissertação apresentada ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia de Bauru – UNESP para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Flávio Alessandro Serrão Gonçalves

Bauru - SP

2017

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca da Unesp
Instituto de Ciência e Tecnologia – Câmpus de Sorocaba

Martins, Alex de Sá.

Análise e projeto do conversor fonte-y para uso em sistemas de geração de energia fotovoltaica de baixa tensão / Alex de Sá Martins, 2017.

108 f.: il.

Orientador: Flávio Alessandro Serrão Gonçalves.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Estadual Paulista "Júlio de Mesquita Filho". Instituto de Ciência e Tecnologia (Câmpus de Sorocaba), 2017.

1. Conversores de corrente elétrica. 2. Geração de energia fotovoltaica. 3. Impedância (Eletricidade). I. Universidade Estadual Paulista "Júlio de Mesquita Filho". Instituto de Ciência e Tecnologia (Câmpus de Sorocaba). II. Título.

Bibliotecário responsável: Bruna Bacalini – CRB 8/8855



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA

Câmpus de Bauru



ATA DA DEFESA PÚBLICA DA DISSERTAÇÃO DE MESTRADO DE ALEX DE SÁ MARTINS, DISCENTE DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, DA FACULDADE DE ENGENHARIA - CÂMPUS DE BAURU.

Aos 26 dias do mês de outubro do ano de 2017, às 08:30 horas, no(a) Instituto de Ciência e Tecnologia de Sorocaba-UNESP, reuniu-se a Comissão Examinadora da Defesa Pública, composta pelos seguintes membros: Prof. Dr. FLAVIO ALESSANDRO SERRAO GONÇALVES - Orientador(a) do(a) Departamento de Engenharia de Controle e Automação / Instituto de Ciência e Tecnologia/UNESP, Prof. Dr. JOSÉ LUIZ ANTUNES DE ALMEIDA do(a) Coordenação de Eletrônica Automotiva / Faculdade Tecnológica - Sorocaba, Prof. Dr. HELMO KELIS MORALES PAREDES do(a) Engenharia de Controle e Automação / Instituto de Ciência e Tecnologia/UNESP/Sorocaba, sob a presidência do primeiro, a fim de proceder a arguição pública da DISSERTAÇÃO DE MESTRADO de ALEX DE SÁ MARTINS, intitulada **ANÁLISE E PROJETO DO CONVERSOR FONTE-Y APLICADO EM SISTEMAS DE GERAÇÃO DE ENERGIA FOTOVOLTAICA..** Após a exposição, o discente foi arguido oralmente pelos membros da Comissão Examinadora, tendo recebido o conceito final: APROVADO . Nada mais havendo, foi lavrada a presente ata, que após lida e aprovada, foi assinada pelos membros da Comissão Examinadora.

Prof. Dr. FLAVIO ALESSANDRO SERRAO GONÇALVES

Prof. Dr. JOSÉ LUIZ ANTUNES DE ALMEIDA

Prof. Dr. HELMO KELIS MORALES PAREDES

PROPOSTA DE ALTERAÇÃO DO TÍTULO

A COMISSÃO EXAMINADORA PROPÕE A ALTERAÇÃO DO TÍTULO DO TRABALHO DO ALUNO: ALEX DE SÁ MARTINS

DE: "ANÁLISE E PROJETO DO CONVERSOR FONTE-Y APLICADO EM SISTEMAS DE GERAÇÃO DE ENERGIA FOTOVOLTAICA"

PARA: "ANÁLISE E PROJETO DO CONVERSOR FONTE-Y PARA USO EM SISTEMAS DE GERAÇÃO DE ENERGIA FOTOVOLTAICA DE BAIXA TENSÃO"

Bauru, 26 de outubro de 2017.

Prof. Dr. Flavio Alessandro Serrao Gonçalves


Orientador

Dedico este trabalho à Deus,
aos meus pais, minha irmã
e a minha namorada.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus por proporcionar esse momento tão importante em minha vida acadêmica, pois tenho certeza que sem a sua ajuda e preparação esse momento não estaria acontecendo.

Agradeço ao meu orientador, o Prof. Dr. Flávio Alessandro Serrão Gonçalves, por todo o apoio, incentivo, dedicação, atenção, disponibilidade e principalmente aos seus conselhos e ensinamentos, que foram muito importantes em minha jornada acadêmica, para que eu conseguisse desenvolver este trabalho.

Agradeço aos amigos e familiares que me auxiliaram de forma direta ou indireta no desenvolvimento deste trabalho. Agradeço especialmente ao meu amigo Augusto Matheus dos Santos Alonso pelo apoio em momentos que necessitei.

Agradeço a todos os professores da pós-graduação pelos conhecimentos transmitidos durante as disciplinas ministradas.

Agradeço aos professores Fernando P. Marafão e Helmo K. Morales Paredes pelas contribuições no exame de qualificação.

Agradeço a atenção e dedicação de toda equipe da pós-graduação de Bauru pelo apoio durante os eventos do programa.

Agradeço ao Grupo de Automação e Sistemas Integráveis (GASI) pelo espaço concedido para o desenvolvimento deste trabalho.

Por fim, agradeço ao professor Prof. Dr. José Luiz Antunes de Almeida pela participação na banca de defesa deste trabalho e, novamente ao professor Helmo K. Morales Paredes. Ambos trouxeram importantes contribuições para serem incorporadas ao desenvolvimento desta dissertação.

RESUMO

Este trabalho aborda o estudo de topologia de conversor de energia baseada no uso de configuração de rede de impedância denominada fonte-Y, com o objetivo de ser aplicado em sistemas de geração distribuída de energia, em redes de baixa tensão. Em sistemas de geração distribuída de energia usualmente se faz necessária a existência de um estágio elevador de tensão e um estágio inversor, ambos controlados para produzir tensão e/ou corrente senoidal com mesma frequência, amplitude e fase da rede elétrica. Nesse sentido, este trabalho propõe a aplicação do conversor fonte-Y entre a geração e a conexão com a rede elétrica, de forma que as ações de conversão relacionadas com a elevação (CC-CC) e inversão (CC-CA) sejam efetuadas de forma integrada por uma única estrutura, contribuindo com a possibilidade de melhoria no rendimento global devido à minimização de estágios de conversão em cascata. Inicialmente, é efetuado um levantamento bibliográfico relacionando as principais topologias de conversores utilizando redes de impedância com indutores acoplados, considerando os aspectos operacionais, arranjo de impedância e ganho estático idealizado, desprezando perdas entre tensão de entrada e tensão máxima de saída obtida. Segue-se o estudo da operação de conversor CC-CC empregando rede de impedância do tipo Y, definição das equações que regem o comportamento no tempo das tensões e correntes nos capacitores e indutores. É feita uma avaliação comparativa do ganho estático de tensão obtido e dos esforços nos semicondutores em função das variáveis de controle de projeto e operação disponíveis. Prossegue-se com o estudo da operação do conversor CC-CA empregando rede de impedância do tipo Y, considerando extensão das expressões encontradas para a operação como conversor CC-CC. Por fim, simulações computacionais foram desenvolvidas no ambiente PSIM contemplando o emprego dos circuitos e estratégias de modulação relacionadas com aplicações do conversor fonte-Y, em operação CC-CC e operação CC-CA visando a integração em sistemas de geração de energia, para demonstrar as vantagens e desvantagens do uso dessa topologia.

Palavras-chave: Conversor CC-CC, Conversor CC-CA, Inversor, Fonte-Y, Geração Distribuída.

ABSTRACT

This paper deals with the study of energy converter topology based on the use of impedance network configuration called Y-source, with the objective of being applied in photovoltaic energy cogeneration systems in low voltage grids. In photovoltaic energy generation systems, it is usually necessary to have a voltage boost stage and an inverter stage, both controlled to produce voltage and / or sine current with the same frequency, amplitude and phase of the power grid. In this sense, this work proposes the application of the Y-source converter between the photovoltaic generation and the connection with the electric grid, so that the conversion actions related to elevation (DC-DC) and inversion (DC-AC) in a way integrated by a single structure, contributing to the possibility of improvement in the overall yield due to the minimization of cascade conversion stages. Initially a bibliographical survey was performed relating the main inverter topologies using impedance networks with coupled inductors considering the operational aspects, impedance arrangement and ideal static gain between the input voltage and the maximum output obtained. Next, the study of the DC-DC converter operation using the Y-type impedance network, definition of the equations governing the time behavior of the voltages and currents in the capacitors and inductors, is presented. It is also done the comparative evaluation of the static voltage gain obtained and the stresses in the semiconductors according to the available control and design control variables. Study of the operation of the DC-AC converter employing type Y impedance network, considering the extension of the expressions found for the operation as DC-DC converter. Finally, computational simulations were developed in the PSIM environment, considering the use of circuits and modulation strategies related to Y-source converter applications, in DC-DC operation and DC-AC operation for integration into power cogeneration systems, to demonstrate advantages and disadvantages of using this topology.

Keywords: DC-to-DC Converter, DC-to-AC Converter, Inverter, Y-Source, Distributed Generation

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1- Inversor do tipo fonte de tensão.	25
Figura 2.2- Inversor do tipo fonte de corrente.....	27
Figura 2.3- Inversor fonte-Z	29
Figura 2.4- Inversor Quase fonte-Z.....	31
Figura 2.5- Inversor Trans fonte-Z	32
Figura 2.6- Inversor Trans Quase fonte-Z	33
Figura 2.7- Inversor Trans-fonte-Z melhorado.....	34
Figura 2.8- Modulação PWM (a) Tradicional e (b) Modificada.....	37
Figura 2.9- Modulação Simple Boost Control	38
Figura 2.10- Modulação Maximum Boost Control	39
Figura 2.11- Modulação Maximum Boost Control com terceira harmônica	40
Figura 2.12- Modulação Maximum Constant Boost Control.....	40
Figura 2.13- Modulação Constant Boost Control	42
Figura 3.1- Ilustração da (a) Rede de impedância fonte-Y e seus circuitos equivalentes de chaveamento (b) em estado shoot-through e (c) estado não shoot-through.	44
Figura 3.2- Ganho de tensão teórico G_v da rede fonte-Y obtida com diferentes ciclos de trabalho D_{st} e fator K de enrolamento de transformadores.	50
Figura 3.3- Estrutura do conversor Fonte-Y elevador de tensão.....	52
Figura 3.4- Formas de onda esperadas do Conversor CC-CC fonte-Y elevador	52
Figura 3.5- Ilustração do estresse de tensão instantâneo no diodo D1	53
Figura 3.6- Circuito equivalente e forma de onda do Conversor CC-CC fonte-Y elevador para primeira etapa de funcionamento	56
Figura 3.7- Circuito equivalente e forma de onda do Conversor CC-CC fonte-Y elevador para segunda etapa de funcionamento	59
Figura 3.8- Circuito equivalente e forma de onda do Conversor CC-CC fonte-Y elevador para terceira etapa de funcionamento	62
Figura 3.9- Circuito equivalente e considerando modelo do transformador com indutâncias mútuas e de magnetização.....	67
Figura 3.10- Gráfico referente ao: (a) Esforço de tensão em D1; (b) Esforço de tensão em SW e D2	70
Figura 3.11- Esforços de corrente e tensão no diodo D1	72

Figura 3.12- Esforços de corrente e tensão no interruptor SW.....	73
Figura 3.13- Esforços de corrente e tensão no diodo D2	73
Figura 3.14- Forma de onda de tensão e corrente no capacitor C1	74
Figura 3.15- Forma de onda de correntes no transformador	74
Figura 3.16- Forma de onda de tensões no transformador	75
Figura 3.17- Esforços de corrente e tensão no diodo D1	76
Figura 3.18- Esforços de corrente e tensão no interruptor SW.....	77
Figura 3.19- Esforços de corrente e tensão no diodo D2	77
Figura 3.20- Forma de onda de tensão e corrente no capacitor C1	78
Figura 3.21- Forma de onda de tensão e corrente no transformador.....	78
Figura 3.22- Forma de onda de tensão e corrente no transformador	79
Figura 4.1 – Topologia proposta do inversor fonte-Y.....	81
Figura 4.2 – Circuito equivalente do inversor fonte-Y durante (a) shoot-through e (b) non-shoot through.....	82
Figura 4.3 – Ganho de tensão teórico ($G_v=MB$) do inversor fonte-Y obtidos com diferentes ciclos de trabalho D_{st} e fator de espiras K	84
Figura 4.4 – Ganho de tensão teórico ($G_v=MB$) do inversor trans-quase-fonte-Z	87
Figura 4.5 – Ganho de tensão teórico ($G_v=MB$) do inversor trans-quase-fonte-Z	88
Figura 4.6 – Diagrama esquemático do arranjo de blocos lógicos relacionados com a estratégia de modulação Constant Boost Control.....	90
Figura 4.7 – Constant Boost Control: (a) Sinais modulantes de cada fase, da portadora triangular e sinal de PWM modificado; (b) Sinais de controle do braço A e sinal de Shoot-through.....	91
Figura 4.8 – Tensões de linha e de fase na saída do inversor fonte-Y	92
Figura 4.9 – Espectro harmônico antes e depois do filtro.....	92
Figura 4.10 – Correntes e tensões em L1, L2 e L3.....	93
Figura 4.11 – Tensão e corrente no capacitor C1	94
Figura 4.12 – Tensão e corrente no diodo D1	94
Figura 4.13 – Tensão e corrente no interruptor SW.....	95
Figura 4.14 – Tensão de linha e índice de modulação.....	96
Figura 4.15 – Espectro harmônico antes e depois do filtro.....	97
Figura 4.16 – Correntes e tensões em L1, L2 e L3.....	97
Figura 4.17 – Tensão e corrente no capacitor C1	98
Figura 4.18 – Tensão e corrente no diodo D1	99

Figura 4.19 – Tensão e corrente no interruptor SW.....99

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1– Comparativo entre as topologias baseadas em rede de impedância	35
Tabela 2.2– Características de cada metodologia de modulação	42
Tabela 3.1– Comparativo do ganho de tensão entre topologias baseadas em fonte de impedância	48
Tabela 3.2– Valores de ganho de tensão para diferentes relações de enrolamento e de ciclo de trabalho Dst	49
Tabela 3.3– Etapas de funcionamento do conversor fonte-Y CC-CC	55
Tabela 3.4– Ganho de tensão para relações de indutâncias e relações de espiras ..	69
Tabela 3.5– Parâmetros de simulação para conversor fonte-Y em operação CC-CC	71
Tabela 4.1– Ganho do inversor fonte-Y para diferentes fatores de enrolamento (K) e relação de enrolamentos (N1:N2:N3)	85
Tabela 4.2– Comparativo do ganho de tensão entre topologias baseadas em fonte de impedância	86

LISTA DE SIGLAS

DHT	Distorção Harmônica Total
GASI	Grupo de Automação e Sistemas Integráveis
GDEE	Geração Distribuída de Energia Elétrica
GTO	Tiristor de Bloqueio por gatilho
IGBT	Transistor Bipolar de porta isolada
IME	Interferência eletromagnética
ISI	Inversor fonte de Corrente
MPPT	Rastreamento de ponto de máxima potencia
PI:	Controlador Proporcional Integral
PSIM	Software de simulação de circuitos elétricos
PV	Fotovoltaico
PWM	Modulação por largura de pulso
qZSI	Inversor Quase-fonte-Z
SCR	Retificador controlado de Silício
ST	Condução conjunta de interruptores (<i>Shoot-Through</i>)
Trans-qZSI	Inversor trans-quase-fonte-Z
VSI	Inversor fonte de Tensão
ZSI	Inversor fonte de impedancia

LISTA DE SIMBOLOS

B	Fator de elevação de tensão
D	Razão de trabalho no conversor CC – CC
D_{ST}	Razão de trabalho no conversor CC – CA
G_v	Ganho de tensão do conversor
K	Fator de enrolamento
$K_{[1-12]}$	Parâmetros referentes às correntes iniciais
K_V	Ondulação percentual de tensão
K_I	Ondulação percentual de corrente
n	Razão de espiras
N_{1-3}	Número de espiras
M	Índice de modulação
\hat{v}_{ab}	Tensão de pico do estágio de saída do inversor
V_{in}	Tensão do estágio de entrada
V_o	Tensão média de saída
\dot{V}_{an}	Tensão eficaz de fase na saída do inversor
V_a	Sinal modulante para fase A

V_b	Sinal modulante para fase B
V_c	Sinal modulante para fase C
V_N	Sinal constante negativo para geração de <i>Shoot-Through</i>
V_P	Sinal constante positivo para geração de <i>Shoot-Through</i>
\hat{v}_o	Tensão de pico do estágio de saída
$\hat{v}_{CC-Link}$	Tensão de pico do <i>Link CC</i>
\hat{v}_{D2}	Tensão de pico no diodo de saída
\hat{v}_{SW}	Tensão de pico no interruptor chaveado
$\vartheta_{[T, \Gamma e Y]}$	Constantes multiplicativas referentes as relações de espiras
ω	Frequência de ressonância dos circuitos equivalentes

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO DO TEMA	18
1.2	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	24
2	INVERSORES BASEADOS EM REDES DE IMPEDÂNCIA E METODOLOGIAS DE MODULAÇÃO	25
2.1	INVERSOR FONTE-V	25
2.2	INVERSOR FONTE-I	27
2.3	INVERSORES BASEADOS EM FONTE DE IMPEDÂNCIA	29
2.3.1	<i>Inversores Fonte-Z</i>	29
2.3.2	<i>Inversor Quase fonte-Z</i>	30
2.3.3	<i>Inversor Trans-fonte-Z</i>	31
2.3.4	<i>Inversor Trans-quase-fonte-Z</i>	32
2.3.5	<i>Inversor Trans-fonte-Z melhorado</i>	33
2.3.6	<i>Comparativo entre as redes de impedância abordadas</i>	34
2.4	METODOLOGIAS DE MODULAÇÃO	36
2.4.1	<i>Metodologia Simple ST Boost Control</i>	36
2.4.2	<i>Metodologia Maximum ST Boost Control</i>	38
2.4.3	<i>Metodologia Maximum Constant ST Boost Control</i>	40
2.5	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	43
3	CONVERSOR FONTE-Y CC-CC	44
3.1	CONVERSOR FONTE-Y CC-CC ELEVADOR DE TENSÃO	51
3.1.1	<i>Análise das etapas de funcionamento</i>	54
3.1.1.1	<i>Análise da primeira etapa de funcionamento</i>	56
3.1.1.2	<i>Análise da segunda etapa de funcionamento</i>	59
3.1.1.3	<i>Análise da terceira etapa de funcionamento</i>	62
3.1.1.4	<i>Etapas de funcionamento adotando o emprego do modelo do transformador com indutâncias de magnetização e dispersão</i>	66
3.1.2	<i>Análise do ganho de tensão e dos esforços</i>	69
3.1.3	<i>Análise computacional</i>	71
3.2	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	80
4	INVERSOR FONTE-Y	81
4.1	APLICAÇÃO DA ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO CONSTANT BOOST CONTROL NO INVERSOR FONTE-Y	83
4.2	COMPARATIVO ENTRE INVERSORES FONTE DE IMPEDÂNCIA COM TRANSFORMADOR	86
4.3	ANÁLISE COMPUTACIONAL DO INVERSOR FONTE-Y	89
4.4	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	102
5	CONCLUSÕES	103
6	PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS	105
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	106

1 Introdução

1.1 Contextualização do Tema

O cenário atual da matriz energética nacional, tem apresentado um crescimento significativo com relação à Geração Distribuída de Energia Elétrica (GDEE) nos últimos cinco anos. Em 2012 eram apenas três conexões no território nacional e, hoje, cerca de 7610 consumidores produzem energia em suas instalações, sendo que 7528 dessas conexões, são provenientes de geração solar fotovoltaica. Grande parcela dessa geração é referente aos consumidores residenciais que totalizam 5997 das conexões em GDEE (AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA - ANEEL, 2017). A geração distribuída possibilita que a unidade consumidora troque energia com a distribuidora local, com objetivo de reduzir o valor da sua fatura de energia elétrica. A geração de energia elétrica perto do local de consumo traz uma série de vantagens sobre a geração centralizada tradicional, tais como economia dos investimentos em transmissão, redução das perdas nas redes e melhoria da qualidade do serviço de energia elétrica (DIAS, et al., 2006; BARBOSA; AZEVEDO, 2013).

A expansão da geração distribuída beneficia o consumidor-gerador, a economia do país e os demais consumidores, pois esses benefícios se estendem a todo o sistema elétrico (ANEEL, 2016). Com o aumento da demanda energética e da disseminação de sistemas de GDEE, aliados à possibilidade de redução da oferta de combustíveis fósseis, junto com a crescente preocupação com a preservação ambiental, têm impulsionado pesquisas e desenvolvimento de fontes de energia menos poluentes, renováveis e que produzam pouco impacto ambiental, tais como, energia solar, eólica, hídrica e de biomassa. Dentre essas fontes renováveis, a energia elétrica proveniente dos painéis solares (PV – *Photovoltaic*) tem tido um grande destaque em nível mundial, tanto nas pesquisas como em incentivos governamentais, além, é claro, da grande quantidade de empresas interessadas no desenvolvimento de soluções cada vez mais competitivas na área de inversores solares. Isso decorre do potencial que a energia solar proporciona, já que se apresenta como a fonte de energia natural mais útil, uma vez que é livre, abundante, não poluente, distribuída ao longo da Terra e participa como fator primário de todos os outros processos de obtenção de energia (KNON et al., 2006; CHA; LEE, 2008).

Estudos apontam ainda, que embora existam fenômenos de reflexão e absorção dos raios solares pela atmosfera, estima-se que a energia solar incidente sobre a superfície da terra seja da ordem de dez mil vezes maior do que o consumo energético mundial (VILLALVA; GAZOLI, 2012). Nesse contexto, o conceito de geração distribuída de energia elétrica (GDDE), transformou-se numa possibilidade técnica real e atual, estimulando diversas pesquisas e normatizações em todo o mundo.

Uma grande vantagem ambiental dos sistemas fotovoltaicos é a redução das emissões de gás carbônico (CO₂) quando comparados com termoelétricas. Em 2030, a taxa de redução anual de emissões de CO₂ devido a utilização de PV's deve estar em torno de 1 bilhão de toneladas/ano, o equivalente às emissões totais da Índia no ano de 2004, ou às emissões de 300 usinas termelétricas a carvão. Além disso, em 2040 é previsto que 28% da energia consumida no mundo venha de painéis solares (BRITO, 2013).

Embora haja boas vantagens pela geração de energia pelo uso dos painéis fotovoltaicos, a eficiência da conversão de energia é atualmente baixa, em torno de 25% (RENZ, 2014), e o custo inicial para sua implantação ainda é considerado muito elevado; e dessa forma, torna-se necessária a utilização de técnicas de extração da máxima potência possível (MPPT – *Maximum Power Point Tracking*) desses painéis, para se obter máxima eficiência em operação (DESAI; PATEL, 2007; ESRAM; CHAPMAN, 2007; FARANDA et al., 2008). Considerando-se uma única PV, é necessário salientar que há apenas um ponto de máxima potência, e esse varia de acordo com as condições climáticas, de temperatura e radiação (DESAI; PATEL, 2007; FARANDA et al., 2008). Essas variações abruptas do clima, afetam diretamente a tensão e a corrente gerada pelas placas fotovoltaicas, variáveis essas, que apresentam relação não linear entre si. Tendo isso em vista, há variações intermitentes nos níveis de potência (BRITO, M. A. G. et al., 2012).

Para superar esse problema, vários métodos para extração da máxima potência têm sido propostos na literatura (DESAI; PATEL, 2007; ESRAM; CHAPMAN, 2007; PANDEY et al., 2007; FARANDA et al., 2008). Como exemplo, têm-se os métodos da Tensão Constante, da Tensão de Circuito Aberto, de Curto-Circuito por Pulsos, da Perturbação e Observação, da Condutância Incremental, Hill Climbing, Beta, Correlação de Ripple, Oscilação do Sistema e os métodos baseados em temperatura e também em inteligência artificial. Dentre esses diversos métodos para

localização do ponto de máxima potência, levando-se em consideração custo (quantidade de sensores, componentes, cálculo computacional) e eficiência gerada (proximidade do MPP), estudos demonstram que os métodos P&O e IC modificados, Beta, Temperatura e Correlação de Ripple se destacam (JAIN; AGARWAL, 2007; FARANDA et al., 2008). No controle responsável pela MPPT é essencial que a oscilação de tensão não ultrapasse 8,5% para que o MPPT alcance patamares próximos a 98% de energia extraída da placa solar (KJAER; PEDERSEN e BLAABJERG, 2005). Outros fatores como simplicidade de implementação e menor complexidade no sistema de controle também são desejáveis. Tendo isso em vista, em geral as metodologias de MPPT que alcançam 98% de aproveitamento da energia proveniente de placas solares são: IC modificados (baseados em PI), método Beta e métodos baseados em Temperatura (BRITO, M. A. G. et al., 2012).

Essas metodologias de MPPT, são em geral acopladas ao princípio de funcionamento de conversor CC-CC, ou de inversor de frequência que são os responsáveis por fazer o interfaceamento entre a energia provida da placa ou da associação de placas fotovoltaicas para uma carga isolada, um agrupamento de cargas, ou ainda para trabalhar de forma cooperativa com o sistema elétrico. Basicamente, os MPPTs medem a tensão e a corrente da placa fotovoltaica e atuam no conversor/inversor de forma direta ou indireta. Para esta última forma, o MPPT fornece a variável de referência para a malha de controle. O conjunto formado pelos módulos fotovoltaicos e pelo conversor/inversor pode ser configurado de diversas formas. A escolha da configuração é estritamente relacionada à potência nominal do sistema, à tensão de saída do conjunto de módulos, ao custo financeiro de instalação e a redução das perdas na geração, em condição de operação desigual de irradiação entre os módulos. Quando se trata de associações de vários painéis, começam a surgir vários pontos de máxima potência locais, sendo necessário o MPPT ser capaz de localizar o máximo global (ALONSO, et al., 2009).

A configuração mais comum entre os sistemas fotovoltaicos, é aquela em que o conversor/inversor é inserido centralmente. A principal vantagem dessa configuração é o custo financeiro reduzido, uma vez que utiliza apenas um conversor/inversor. Todavia, com o avanço tecnológico e, conseqüentemente, a redução do preço dos semicondutores, essa configuração tem-se tornado menos interessante. Algumas desvantagens podem ser citadas: as perdas em condição de operação desigual de irradiação podem ser elevadas, o sistema possui um ponto de

falha crítico (apenas um conversor/inversor) e a expansão de sistemas já instalados é difícil. A configuração que possui um conversor/inversor para cada cadeia de módulos atenua as perdas de geração, em condição de operação desigual de irradiação entre os módulos e torna o sistema mais robusto, em função de não depender de apenas um conversor/inversor (ponto de falha crítico). Entretanto, a expansão do sistema é complicada, uma vez que todas as cadeias devem ter a mesma capacidade de geração, para não causar desbalanço na geração e acentuar as correntes reversas entre as cadeias, sobrecarregando os diodos de bloqueio (BRANDÃO, 2013).

Algo notório que se pode destacar, é a importância dos conversores de energia nesse processo entre a geração e a transmissão/consumo da energia proveniente das placas solares. As topologias de conversores de energia que se destacam nesse processo são: Buck-Boost e Boost, associados ao inversor de frequência. Todavia, estudos demonstraram que os conversores Buck-Boost ou Boost, apresentavam momentos de chaveamento simultâneos com os instantes de acionamento dos braços dos inversores, o que desencadeou o desenvolvimento de conversores baseados em fontes de impedância. O primeiro inversor baseado em fonte de impedância foi o inversor fonte-Z proposto por Peng em 2002. O inversor fonte-Z possui uma rede de impedância em forma de X entre uma fonte CC e o inversor, que é moldada com dois indutores e dois capacitores. Nesse conceito qualquer disparo espúrio que possa ocorrer por interferências eletromagnéticas não causa nenhum surto de corrente pelo fato desse surto ser restringido pela fonte de impedância. O disparo espúrio causado por interferência eletromagnética também pode ser contornado pelo inversor sem gerar distúrbios no sistema (PENG, 2002).

Outras topologias surgiram em seguida, como: Inversor fonte-Z série, Inversor fonte-Z monofásico e inversor fonte-Z embarcado. A única variação encontrada no Inversor fonte-Z série, é a troca da rede de impedância do fonte-Z tradicional, com o inversor, o que gera uma corrente de Inrush limitada na partida (Y. TANG et al., 2011). Já o inversor fonte-Z embarcado, apresenta na rede de impedância LC, fontes de corrente contínua, o que traz uma capacidade de filtragem inerente na rede de impedância (LOH et al., 2010). No inversor fonte-Z monofásico, são utilizados apenas dois interruptores ativos sendo que essa topologia, faz uso do mesmo terra entre a entrada e a saída para executar a elevação ou redução da tensão de saída (ZHANG et al., 2011).

Visando melhorar o ganho de tensão nas topologias baseadas em fonte de impedância, foram propostas outras topologias utilizando acoplamento magnético em sua rede de impedância. Alguns exemplos são as topologias: Inversor Quase fonte-Z (VINNIKOV; ROASTO, 2011), inversor Trans fonte-Z (QIAN et al., 2011), inversor Trans quase fonte-Z (MARTINS et al., 2016), inversor fonte-TZ (MINH-KHAI et al., 2013) e inversor fonte- Γ Z (BLAABJERG et al., 2013) (SREEPRATHAB; JOSEPH, 2014). O inversor Quase fonte-Z possui o mesmo número de componentes que são utilizados no inversor de fonte-Z, diferenciando pelo fato de ter indutores acoplados magneticamente (VINNIKOV; ROASTO, 2011). Dois indutores acoplados entre si, são utilizados no inversor Trans fonte-Z, em que apenas um capacitor é necessário por conta da indução de tensão. A topologia do inversor Trans quase fonte-Z, é derivada do Trans fonte-Z, em que o capacitor da rede de impedância é utilizado como filtro de entrada em paralelo com o secundário do acoplamento indutivo, e a tensão nesse capacitor é reduzida (QIAN et al., 2011). O inversor fonte-TZ, facilita a supressão de corrente ressonante, com a inclusão de um capacitor e um indutor, no conversor Trans fonte-Z. Um estresse menor de corrente pode ser observado nesse conversor em seus enrolamentos, e no “*link*” CC com redução de estresse de tensão nos diodos (YOUNG-CHEOL LIM et al., 2013). No inversor fonte- Γ Z, os indutores usados no inversor fonte-Z convencional, são substituídos por transformadores. As características desse conceito são que ele retorna à sua forma de X, pode ter alto fator de elevação, baixo custo, baixas perdas e tamanho reduzido, melhora a corrente de entrada e reduz o estresse de tensão nos capacitores (MINH-KHAI et al., 2013).

Uma preocupação que sempre existe com relação ao projeto de conversores de energia, são os esforços de tensão e de corrente sobre os interruptores de potência. Buscando reduzir esses esforços, mais uma topologia baseada em transformadores foi proposta, porém, com uma flexibilidade de projeto que não havia em outras topologias propostas anteriormente que é a topologia fonte-Y. Essa topologia apresenta em sua rede de impedância, três enrolamentos dispostos sobre um único núcleo, normalmente toroidal, que tem por finalidade gerar um elevado ganho estático de tensão, com baixo ciclo de trabalho (Duty Cycle) (SIWAKOTI et al., 2014).

Essa dissertação tem por objetivo realizar o estudo da rede de impedância Y, subdividindo sua análise em três etapas fundamentais de funcionamento. Nesse trabalho há dois modelamentos para o conversor fonte-Y na operação CC-CC, sendo,

um modelamento utilizando indutâncias mutuas e um segundo modelamento considerando um transformador ideais com suas respectivas indutâncias de dispersão e de magnetização.

Tendo estabelecido dois modelos de análise, há um comparativo entre esses modelamentos, para verificar o comportamento instantâneo da corrente e da tensão sobre os elementos ressonantes e também a evolução temporal das correntes sobre os interruptores de potência e diodos, além dos esforços de tensão que devem ser suportados pelos elementos comutadores.

Com a realização da análise comparativa, é estabelecido um modelamento instantâneo do conversor, para que se possa trabalhar na análise dos valores médios, a fim de estabelecer o projeto para os elementos da rede de impedância, e também, para o dimensionamento dos interruptores de potência e diodos a serem utilizados na topologia do conversor fonte-Y.

Com o projeto da rede de impedância e dos elementos comutadores estabelecidos para a operação do conversor fonte-Y como elevador de tensão CC-CC, foi proposta uma análise para o conversor fonte-Y operando como estágio CC-CA elevador de tensão, em sistemas de geração distribuída de energia elétrica, observando as características de conversão e sintetização de uma componente fundamental de tensão, para diferentes fatores de acoplamento indutivo.

1.2 Estrutura da dissertação

O capítulo 2 apresenta a revisão das principais topologias de inversores baseados em redes de impedância.

O funcionamento do conversor empregando rede de impedância no arranjo fonte-Y é abordado no capítulo 3 considerando operação como conversor CC-CC destinado a prover comportamento de elevação de tensão.

O capítulo 4 aborda a extensão da operação da topologia agora com objetivo de conversão CC-CA, considerando o emprego da estratégia de modulação *Constant Boost Control*.

Por fim, os capítulos 5 e 6 apresentam as conclusões finais dessa dissertação e algumas propostas consideradas para o desenvolvimento de trabalhos futuros relacionados ao tema desenvolvido.

2 Inversores Baseados em Redes de Impedância e Metodologias de Modulação

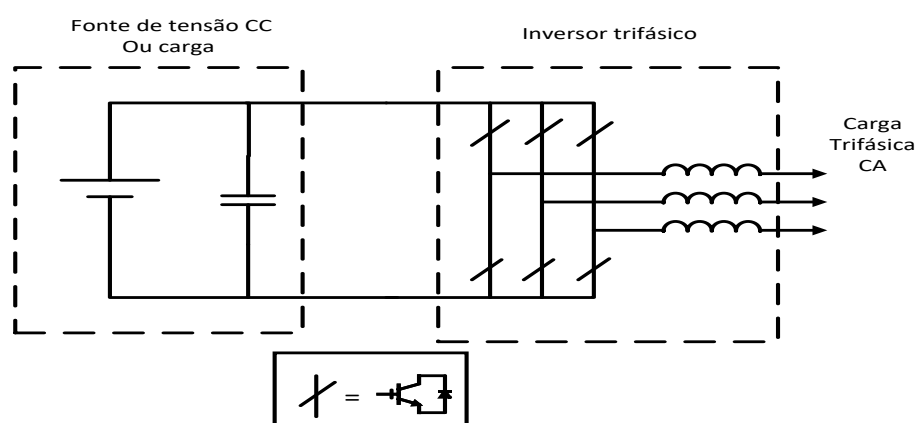
Visando uma aplicação em GDEE, pela associação de PV's, este capítulo possui o objetivo de apresentar as topologias de conversores de potência do tipo CC-CA, denominados de inversores, abordando as topologias tradicionais, como o inversor tipo fonte de tensão (VSI – *Voltage source Inverter*) e o inversor tipo fonte de corrente (CSI – *Current source Inverter*), sendo na sequência, apresentadas as topologias mais recentes baseadas no emprego de redes de impedância que propiciam característica de elevação do nível de tensão CA.

Além disso, o capítulo também apresenta uma revisão das principais metodologias de modulação aplicadas aos inversores com redes de impedância, considerando os aspectos vantajosos e desvantajosos, quando voltadas para aplicações em que se faz necessário o provimento de elevação de tensão natural da fonte primária de energia.

2.1 Inversor fonte-V

Em eletrônica de potência, basicamente os conversores do tipo CC-CA convencionais podem ser agrupados em dois conjuntos: conversores CC-CA do tipo fonte de tensão e conversores CC-CA do tipo fonte de corrente. A figura 2.1 mostra o diagrama esquemático de um conversor CC-CA do tipo fonte de tensão em configuração trifásica. É adotada neste trabalho a abreviação da nomenclatura, como sendo conversor fonte-V.

Figura 2.1- Inversor do tipo fonte de tensão.



Fonte: Autor

O estágio de entrada emprega uma fonte de tensão CC, normalmente estabilizada por um capacitor de elevada capacitância, que alimenta o circuito principal do conversor CC-CA. A fonte de tensão CC pode representar uma bateria, uma associação de células fotovoltaicas, ou um retificador a diodos com ou sem filtros capacitivos (BRADASCHIA, 2012). Seis interruptores semicondutores são usados para compor o circuito principal do inversor, organizados por meio de três associações do tipo série de dois interruptores denominadas de braços. Cada um dos interruptores deve apresentar característica de bloqueio de tensão unidirecional e de ser bidirecional em corrente, de acordo com a tecnologia empregada propiciada por um único interruptor de potência, ou pela associação com diodo em antiparalelo. O conversor fonte-V é amplamente usado. Contudo, tem as seguintes limitações (PENG, 2002):

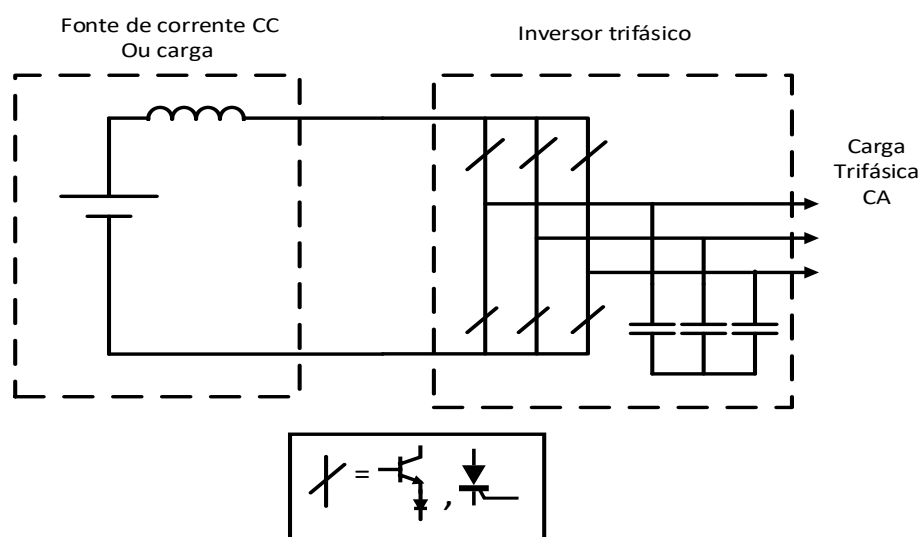
- A amplitude da tensão de saída CA não pode exceder a amplitude da tensão do barramento-CC, ou seja, a amplitude da tensão do barramento-CC deve ser maior que a tensão da saída CA. Portanto, o inversor fonte-V apresenta comportamento de abaixador (*Buck*) para conversão CC-CA. Em aplicações em que se faz necessária a obtenção de uma amplitude da tensão de saída CA à partir de um barramento de tensão CC com amplitude limitada, menor que a exigida para a operação, o estágio de entrada requer o uso de conversor CC-CC do tipo elevador para obtenção de amplitude desejada. Assim, o conversor de potência adicional, aumenta o custo e reduz a eficiência global.
- Os dispositivos interruptores que compõem os braços do inversor, superior e inferior, em cada uma das fases, não podem ser acionados simultaneamente por técnica de controle, ou por interferência eletromagnética, uma vez que isso levaria a um curto-circuito no barramento CC danificando os dispositivos. A inclusão de tempo morto na modulação (tempo de espera entre a abertura de um interruptor e o fechamento do outro) deve existir para bloquear a condução conjunta dos dispositivos superior e inferior da ponte inversora, o que resulta em distorção na forma de onda de tensão. Um dos grandes problemas desses conversores é a possibilidade do disparo espúrio dos interruptores por Interferência eletromagnética (IEM), o que poderia gerar o acionamento simultâneo dos interruptores de um mesmo braço, por um breve intervalo de tempo, curto-circuitando dessa forma o barramento CC, diminuindo a confiabilidade do inversor.

- Usualmente nesse tipo de inversor há um filtro (LC, LCL) de saída (GABE, 2008), para o fornecimento de uma tensão senoidal em comparação com o inversor fonte de corrente, podendo ocorrer o aumento da complexidade de controle e limitação dinâmica do controle.

2.2 Inversor fonte-I

A figura 2.2 mostra o diagrama esquemático do conversor CC-CA do tipo fonte de corrente em configuração trifásica, neste trabalho tratado de forma abreviada como sendo conversor CC-CA fonte-I. O circuito conversor principal é alimentado por um arranjo de fonte de tensão e indutância série, conectados a uma ponte trifásica.

Figura 2.2- Inversor do tipo fonte de corrente.



Fonte: Autor

A fonte de corrente contínua do estágio de entrada, pode ser representada pela associação de um indutor de elevada indutância em série com uma fonte de tensão CC, tal como uma bateria, retificador de diodo ou conversor de tiristor. Igualmente ao inversor fonte-V, seis interruptores compõem o arranjo de componentes do circuito principal, em que o dispositivo de comutação estática possui capacidade de bloqueio reverso de tensão, tal como um tiristor de bloqueio por gatilho (GTO), um tiristor do tipo SCR ou um transistor de potência com um diodo em série para fornecer característica de corrente unidirecional e bloqueio de tensão bidirecional. No entanto, a fonte-I tem as seguintes barreiras conceituais (PENG, 2002):

- A amplitude da tensão de saída CA deve ser maior que a tensão CC original que alimenta o indutor, ou a tensão CC produzida é sempre menor que a tensão de saída CA. Portanto, o inversor fonte-I é um inversor de elevação para a conversão de energia de CC-CA. Para aplicações em que é desejável uma ampla faixa de tensão, é necessário um conversor CC-CC abaixador (ou elevador) adicional. O estágio adicional de conversão de energia pode aumentar o custo do sistema e reduzir a eficiência.
- Pelo menos um dos interruptores superiores e um dos interruptores inferiores, precisam ser comandados para condução simultaneamente ou mantidos em condução a todo momento. Caso contrário, a ocorrência de um circuito aberto incluindo o indutor de link CC poderia destruir os dispositivos. O problema de circuito aberto ocasionado por IEM é uma grande preocupação na confiabilidade deste tipo de conversor. Assim, o tempo de sobreposição (tempo de espera para o fechamento de um interruptor e abertura de outro) para a comutação de corrente segura é necessário no conversor fonte-I, o que também pode resultar em distorção na forma de onda de tensão.
- Os interruptores principais do conversor fonte I, em virtude das indutâncias do circuito e derivadas de corrente, têm que bloquear a tensão inversa, o que torna necessário o uso de um diodo em série a ser usado em combinação com transistores de alta velocidade, como transistores bipolares de porta isolada (IGBTs), para minimizar os esforços, o que leva ao uso direto de módulos IGBT de baixo custo e alto desempenho e módulos de potência inteligentes (MPIs).

Assim, tanto o conversor fonte-V como o conversor fonte-I apresentam os seguintes problemas comuns (PENG, 2003).

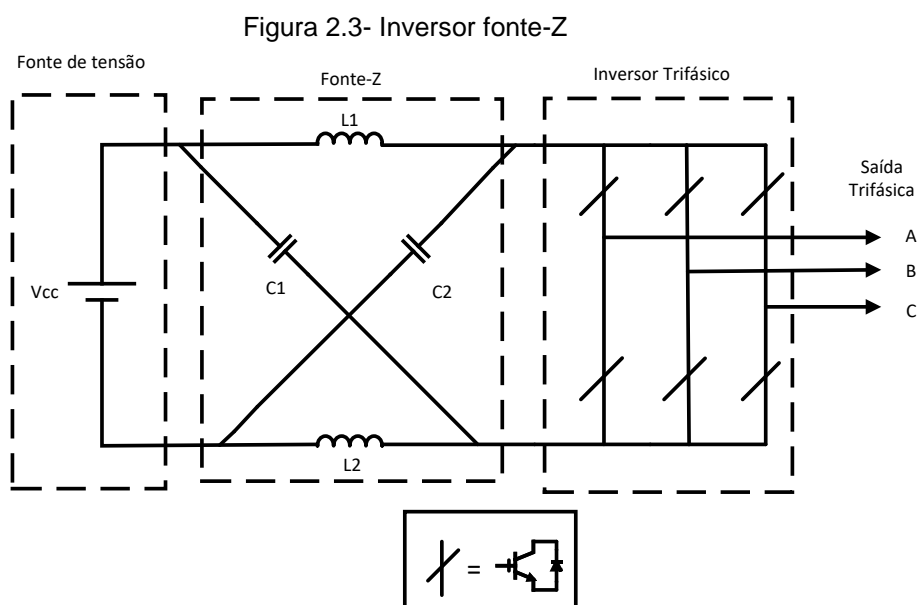
- São conversores elevadores ou abaixadores e não podem ser um conversor abaixador-elevador (*buck-boost*). Ou seja, a sua gama de tensão de saída obtida é limitada a maior ou menor que a tensão de entrada.
- Seus circuitos esquemáticos são diversos, não podendo ser intercambiáveis. Em outras palavras, o circuito esquemático que compõe o conversor fonte-V não pode ser usado para o conversor de fonte I, nem vice-versa.
- Podem ser susceptíveis a IEM, relacionado com a comutação afetando sua confiabilidade.

2.3 Inversores Baseados em Fonte de Impedância

O conversor fonte de impedância, apresenta uma fonte de impedância que possui um método de controle para implementação de conversão CC-CA, CA-CC, CA-CA e CC-CC. Essas topologias empregam uma rede de impedância para acoplar o circuito principal do conversor a uma fonte de alimentação, uma carga, ou a um outro conversor, com o intuito de fornecer características únicas que não poderiam ser observadas nos tradicionais conversores fonte de tensão e fonte de corrente, em que um capacitor e um indutor são usados, respectivamente (SREEPRATHAB; JOSEPH, 2014).

2.3.1 Inversores Fonte-Z

O conversor fonte-Z sempre com o objetivo de minimizar as barreiras e limitações teóricas dos tradicionais conversores fonte de corrente e fonte de tensão, (PENG, 2002), provendo um outro conceito de conversor de potência. O conversor fonte-Z consiste em dois indutores, associados a dois capacitores conectados em forma de X, empregado para proporcionar uma fonte de impedância (fonte-Z) que irá acoplar o conversor (ou inversor) com a fonte CC, carga, ou outro conversor conforme mostrado na figura 2.3.



Fonte: Autor

O estágio de entrada pode ser uma fonte de tensão, de corrente ou ainda uma carga, ou seja, uma bateria, retificador a diodo, conversor a tiristor, painel fotovoltaico, um indutor, um capacitor, ou uma combinação desses. Os interruptores utilizados no conversor podem ser uma combinação de dispositivos controlados e não controlados, tais como, a combinação em antiparalelo, a combinação em série, entre outras (PENG, 2003).

O ganho de tensão do inversor fonte-Z trifásico, está relacionado com a síntese de valores médios realizada por meio de modulação PWM senoidal e/ou PWM senoidal-modificada. A equação (2.1) descreve a relação entre a tensão de pico de saída e o valor médio de entrada em função da percentagem do período de chaveamento em que ocorre a condução conjunta denominada D_{st} .

$$v_o = \frac{V_{in}}{1-2.D_{st}} \quad (2.1)$$

Sendo, v_o é a tensão de pico sobre a ponte inversora, V_{in} representa o estágio de entrada e D_{st} é o período de chaveamento normalizado (ou ainda *Shoot-Through*).

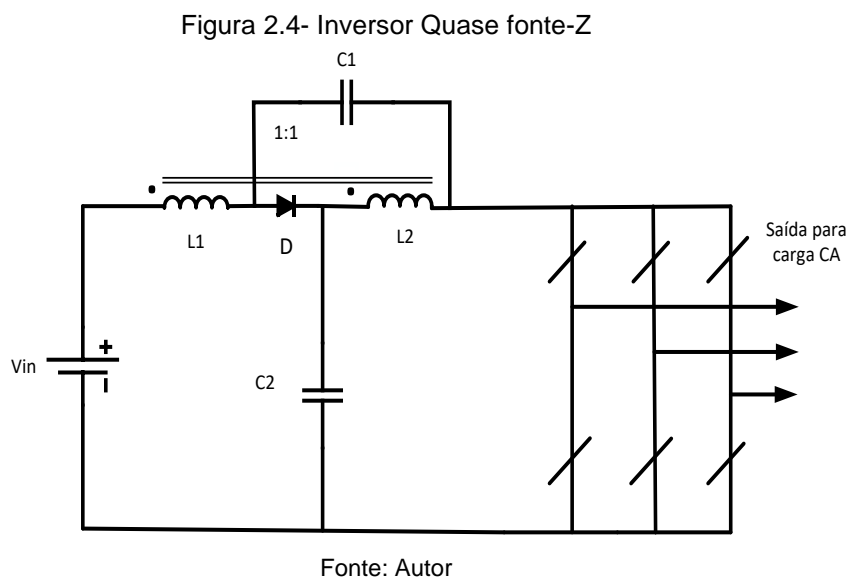
O estado *shoot-through* é o momento em que ocorre o armazenamento de energia nos elementos ressonantes da rede de impedância, isto é, um dos braços, dois ou ainda os três braços do inversor devem estar curto-circuitados para que o armazenamento da energia ocorra de forma efetiva proporcionando a elevação de tensão nos outros estados ativos do PWM-senoidal (HUSODO et al., 2013).

A equação (2.1) mostra que entre o estágio de entrada e a ponte inversora ocorre a elevação de tensão, ou seja, há redução de componentes comparado com conversor CC-CA de dois estágios, e mesmo assim ocorre o benefício da elevação de tensão, que é de fundamental importância para aplicações práticas que exigem estágio elevador de tensão.

2.3.2 Inversor Quase fonte-Z

A figura 2.4 mostra o circuito esquemático do inversor quase-fonte-Z (qZSI), (VINNIKOV; ROASTO, 2011). Esse inversor apresenta um estágio de entrada, corrente contínua podendo operar como elevador e abaixador assim como na topologia do inversor fonte-Z. Os componentes que são utilizados no inversor de fonte-

Z são igualmente utilizados nesse inversor, de forma que uma alteração no método da formação da rede de impedância pode ser observada. O inversor quase-fonte-Z pode ser alimentado por tensão e por corrente da mesma forma que o inversor fonte-Z. A operação bidirecional realizada no inversor fonte-Z alimentado por tensão, ou no inversor quase-fonte-Z, ocorre apenas se o diodo for substituído por um interruptor de condução bidirecional e bloqueio de tensão unidirecional.



O ganho de tensão do inversor quase fonte-Z trifásico, está relacionado com um acoplamento indutivo, sendo que nesse momento a relação de espiras deve ser 1:1 para que essa topologia possa obter maior ganho de tensão, conforme mostra a equação (2.2).

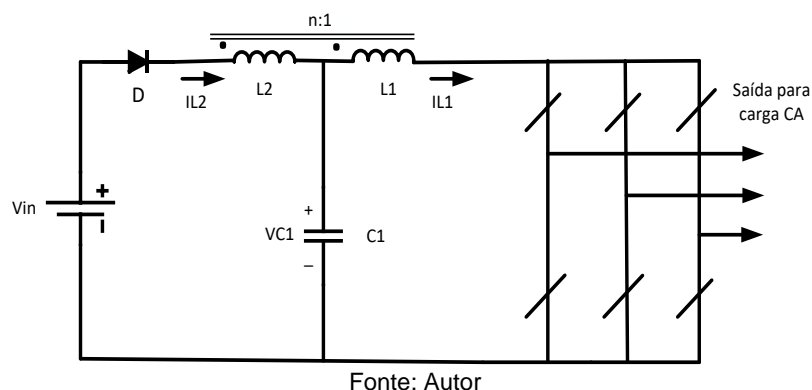
$$v_o = \frac{V_{in}}{1-2.Dst} \frac{2}{n} \quad (2.2)$$

2.3.3 Inversor Trans-fonte-Z

Nessa topologia a rede de impedância pode ser simplificada com o uso de dois indutores acoplados magneticamente e apenas um capacitor, pois a tensão sobre a indutância L1 é refletida sobre a indutância L2. Portanto, o capacitor C1 pode ser retirado da rede de impedância do qZSI, de forma a se obter a topologia do inversor Trans-fonte-Z (trans-ZSI) conforme mostrado na figura 2.5. Além disso, deve-se aplicar uma metodologia de controle para se obter uma ampla faixa de elevação de

tensão com a menor taxa de distorção de tensão possível (QIAN et al., 2011). Várias dessas metodologias podem ser observadas na seção 2.4 deste trabalho.

Figura 2.5- Inversor Trans fonte-Z



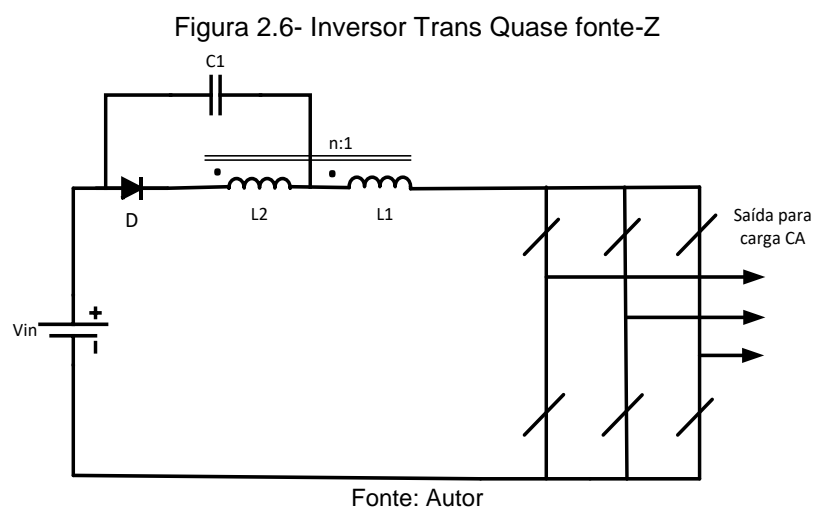
O ganho de tensão do inversor trans fonte-Z trifásico, está relacionado com o acoplamento indutivo, que irá apresentar uma relação de espiras n e também com a redução de um capacitor na rede de impedância, que traz uma topologia em que a relação de espiras contribui inversamente no período em que o *shoot-through* irá ocorrer, isto é, quanto maior for a relação de espiras menor será o D_{st} e conseqüentemente o esforço sobre os interruptores de potência. A equação (2.3) demonstra o ganho desta topologia.

$$v_o = \frac{V_{in}}{1-(1+n).D_{st}} \quad (2.3)$$

2.3.4 Inversor Trans-quase-fonte-Z

Na topologia do qZSI, quando se retira o capacitor C_2 e se mantém o capacitor C_1 , surge uma nova topologia de inversor denominada de inversor Trans-Quase-fonte-Z (trans-qZSI) conforme mostra a figura 2.6. Essa topologia apresenta as mesmas expressões de ganho de tensão e de esforço de tensão que a topologia trans-ZSI, porém a corrente de entrada e a tensão no capacitor apresentam diferenças. O capacitor apresentado nessa topologia possui característica de ressonância na forma de onda de tensão no tempo, e não mais de barramento de tensão CC como era o caso do inversor trans-qZSI. Portanto, pode-se utilizar uma capacitância menor que a utilizada no inversor trans-qZSI. Sendo assim, ao utilizar um capacitor de filtro de

entrada em paralelo com a bobina secundária, o estresse de tensão do capacitor se torna menor (QIAN et al., 2011).



O ganho de tensão do inversor trans quase fonte-Z trifásico, (NGUYEN et al., 2013), está relacionado com uma relação de espiras n de um acoplamento indutivo, sendo que esse conversor apresenta alteração do capacitor da rede de impedância do inversor trans fonte-Z impondo menor esforço de tensão. A equação (2.4) mostra o ganho de tensão desta topologia.

$$v_o = \frac{V_{in}}{1-(1+n).D_{st}} \quad (2.4)$$

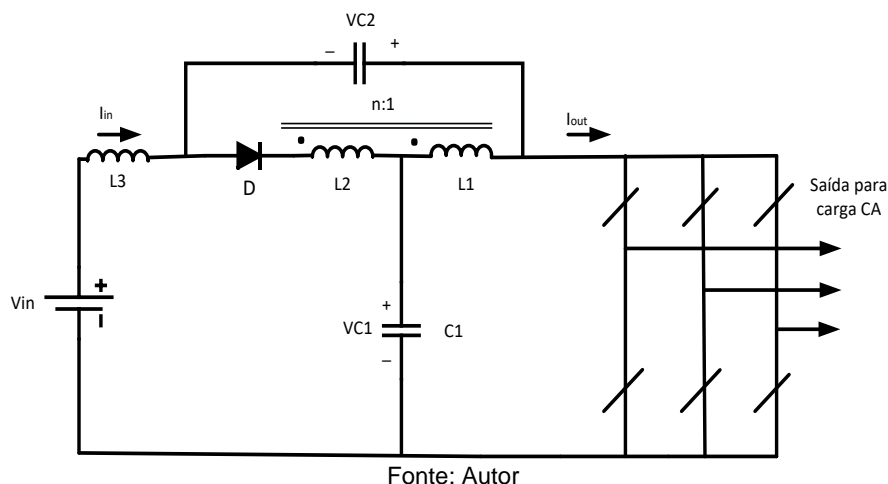
2.3.5 Inversor Trans-fonte-Z melhorado

A figura 2.7 mostra o inversor Trans-fonte-Z melhorado, ou ainda, inversor fonte-TZ. O inversor Trans-fonte-Z melhorado mantém todas as principais características do inversor fonte-Z com algumas vantagens adicionais, como aumento do ganho de tensão, menor esforço de tensão, modo contínuo de condução de corrente, aumento da capacidade de inversão, maior índice de modulação e baixa ondulação de corrente (TEJASWINI et al., 2014). A topologia é baseada em transformador para melhorar o perfil da corrente de entrada, facilitando a supressão de correntes ressonantes no processo de ligação do conversor, o que poderia causar dano aos interruptores de potência.

Esses benefícios, são obtidos com a inclusão de um capacitor e um indutor, no inversor trans-fonte-Z. Menor esforço de corrente pode ser observado nos

enrolamentos do transformador na topologia do inversor trans-fonte-Z melhorado, e os diodos de *link* CC apresentam redução de esforço de tensão (NGUYEN et al., 2013).

Figura 2.7- Inversor Trans-fonte-Z melhorado



Fonte: Autor

O ganho de tensão do inversor fonte-TZ trifásico, está relacionado com a relação de espiras n , e com a adição de um capacitor e um indutor na rede de impedância do inversor trans fonte-Z, aumentando a flexibilidade de operação, tendo em vista, que a relação de espiras pode ser menor para gerar o mesmo ganho do Trans-ZSI e Trans-qZSI. A equação (2.5) mostra o ganho de tensão desta topologia.

$$v_o = \frac{V_{in}}{1-(2+n).D_{st}} \quad (2.5)$$

2.3.6 Comparativo entre as redes de impedância abordadas

Várias topologias de redes de impedância surgiram para superar as limitações e desvantagens da tradicional topologia fonte-Z. Buscando aumentar a capacidade de elevação de tensão com menores esforços de tensão e corrente surgiram as topologias com redes de impedância com acoplamento indutivo, que possibilitavam mesmos ganhos com menores esforços. A tabela 2.1 resume as principais características das topologias baseadas em redes de impedância com acoplamento indutivo.

Tabela 2.1– Comparativo entre as topologias baseadas em rede de impedância

Rede de impedância	Número de interruptores	Número de capacitores	Número de indutores	Características
Fonte-Z	1 Diodo 1 Transistor	2	2	Descontinuidade de corrente de entrada; Estresse de tensão elevado nos capacitores; Estresse elevado nos indutores quando alimentado por fonte de corrente.
Quase fonte-Z	1 Diodo 1 Transistor	2	2	Continuidade de corrente de entrada; Baixo esforço de tensão sobre o diodo;
Trans-fonte-Z	1 Diodo 1 Transistor	1	2 bobinas acopladas	Menos componentes comparado com e ZSI e qZSI; Menor esforços sobre os componentes;
Trans-quase-fonte-Z	1 Diodo 1 Transistor	1	2 bobinas acopladas	Menor esforço sobre o capacitor da rede; Continuidade de corrente de entrada;
Trans fonte-Z melhorado	1 Diodo 1 Transistor	2	1 indutor e 2 bobinas acopladas	Continuidade de corrente de entrada; Baixos esforços de tensão sobre os interruptores; Baixa ondulação de corrente.

Fonte: Autor

As topologias de redes de impedância apresentam um diodo de entrada para que não haja fluxo reverso de energia. Os capacitores podem ser simplificados nas topologias fonte de impedância com acoplamento indutivo. Em linhas gerais, um

capacitor é utilizado apenas, com exceção das topologias que utilizam filtros de entrada, sendo utilizados dois capacitores para esses casos. Existem dois elementos indutivos em geral, nas topologias fonte de impedância, podendo esses serem acoplados magneticamente ou não. Em topologias com filtro de entrada se aumenta um indutor na rede de impedância.

2.4 Metodologias de Modulação

As estratégias de modulação utilizadas em inversores com fonte de impedância são diferenciadas das estratégias convencionais, pois o inversor fonte de impedância deve ser capaz de fornecer a tensão desejada no Link CA, e ainda fazer a elevação prévia no Link CC para subsequente inversão, no caso de haver demandas de Link CA maior do que a tensão fornecida no barramento CC de entrada (ELLABBAN et al., 2011) .

Para isso, foram desenvolvidas diversas metodologias (SIWAKOTI et al., 2015) para implementação dessas estratégias de modulação em conversor fonte de impedância baseadas em modificações do PWM-senoidal, sendo a seguir apresentadas as principais e mais relevantes metodologias de modulação para operação com redes de impedância (M. SHEN et al., 2005).

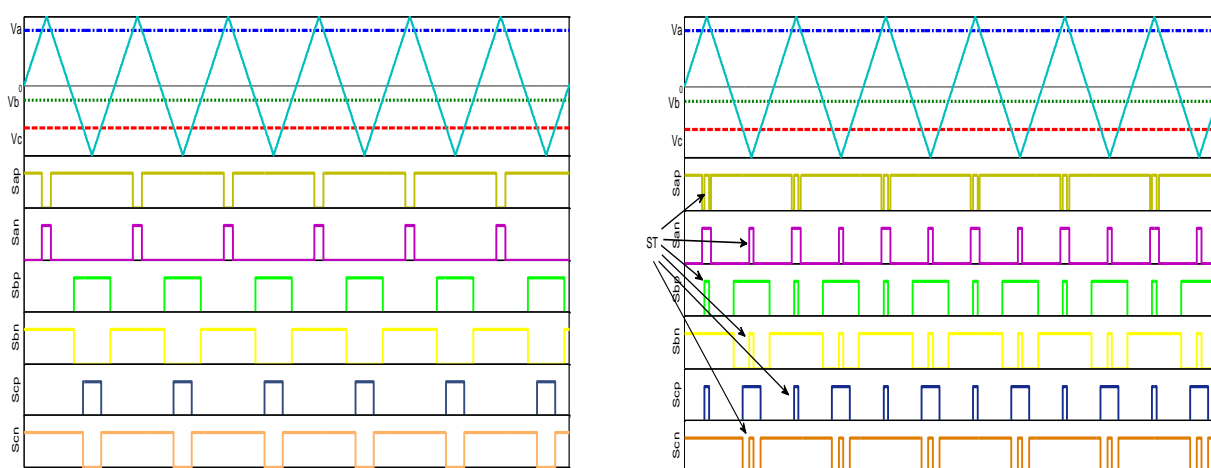
2.4.1 Metodologia Simple ST Boost Control

O inversor fonte de impedância trifásico possui nove possibilidades de acionamento (vetores de acionamento), diferente do inversor fonte de tensão que possui oito possibilidades. O inversor fonte de tensão possui seis estados ativos impostos sobre a carga, e dois estados em zero, nos quais os terminais da carga são conectados pelas três chaves superiores ou inferiores da ponte inversora. Entretanto o inversor fonte de impedância trifásico possui um estado a mais, quando os terminais da carga são conectados tanto pelo dispositivo inferior quanto superior de um dos braços da ponte, em dois braços ou ainda nos três braços. Esse novo estado é denominado de *shoot-through* de estado zero, e não pode ser utilizado no inversor fonte de tensão porque causaria curto-circuito no Link CC. O *shoot-through* de estado zero, pode ocorrer de sete formas diferentes: sendo o *shoot-through* de estado zero,

via um braço, combinação de dois braços ou com os três braços do inversor ao mesmo tempo. No inversor fonte de impedância, o *shoot-through* de estado zero se torna possível, resultando em características únicas de inversor abaixador-elevador de tensão (PENG, 2003).

Todos os esquemas tradicionais de modulação (PWM) podem ser usados para controlar os inversores fonte de impedância e as suas relações teóricas de entrada e saída ainda se mantêm. Em todos os ciclos de comutação, os dois estados zero são usados juntamente com dois estados ativos adjacentes, a fim de sintetizar a tensão desejada. Quando a amplitude de *Link CC* é grande o suficiente para gerar a tensão alternada desejada, apenas a modulação PWM tradicional é usada. Todavia, quando a tensão CC não é suficiente para gerar diretamente uma tensão de saída desejada, um PWM modificado com *shoot-through* de estado zero pode ser utilizado para aumentar a tensão. Deve notar-se que cada braço continua a ser comutado uma vez por frequência de chaveamento, sem alterar o intervalo total de tempo de estado zero, e o *shoot-through* é alocado uniformemente distribuído em cada fase. Ou seja, os estados ativos mantêm-se inalterados. No entanto, a tensão para o inversor é elevada por conta dos estados de *shoot-through*. A figura 2.8 mostra a relação entre a modulação PWM tradicional e a modulação PWM modificada com shoot-through.

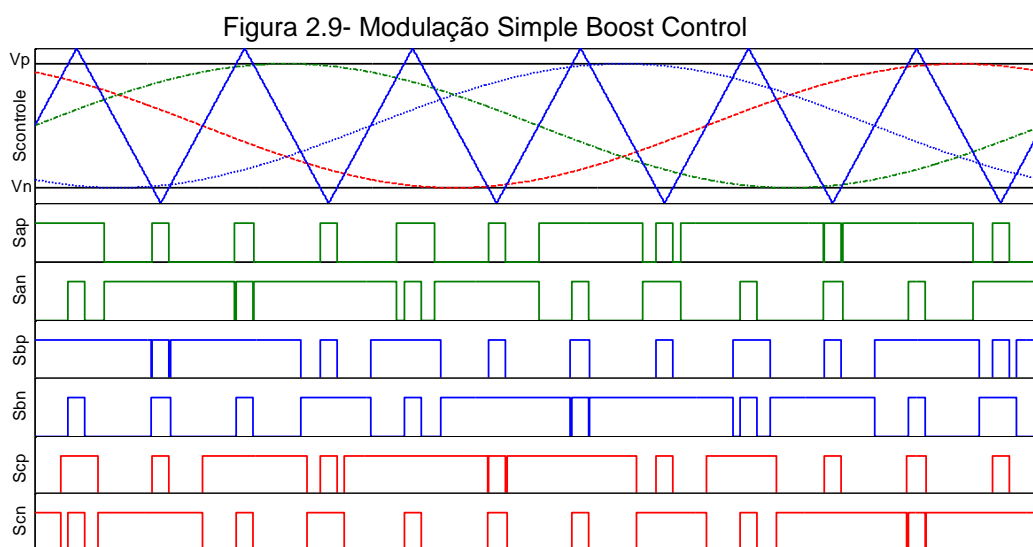
Figura 2.8- Modulação PWM (a) Tradicional e (b) Modificada.



Fonte: Autor

O método *Simple ST Boost Control*, (HUSODO et al., 2013), emprega além dos sinais senoidais de controle e da portadora triangular, dois sinais auxiliares constantes

(V_p e V_n) com valor igual ou superior ao valor de pico das referências de três fases para controlar a relação de *shoot-through* em um PWM senoidal tradicional, como mostrado na figura 2.9. Quando a forma de onda triangular for maior que V_p , ou inferior à V_n , o circuito entra em estado *shoot-through*. Caso contrário, funciona normalmente seguindo o comportamento estabelecido pela modulação PWM senoidal. A vantagem desse método está em sua simplicidade e na possibilidade de fácil adaptação com a modulação PWM-senoidal convencional. No entanto, o estresse resultante nos interruptores é relativamente alto, porque alguns estados zero tradicionais não são utilizados.

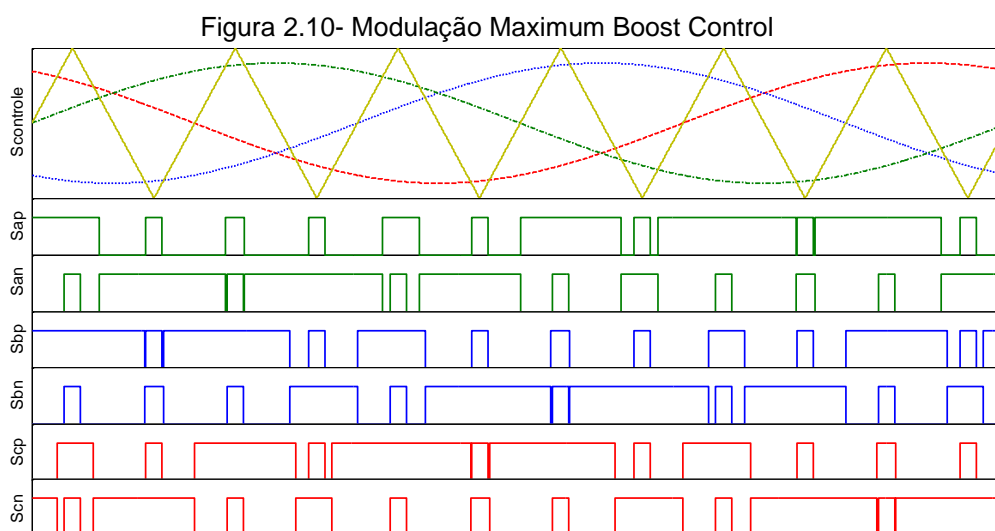


Fonte: Autor

2.4.2 Metodologia Maximum ST Boost Control

A redução do estresse de tensão sobre os interruptores com um ganho de tensão desejado, torna-se de extrema importância para controlar um inversor fonte de impedância. Para reduzir o estresse de tensão sobre os interruptores para qualquer ganho de tensão, é necessário diminuir o valor do fator de elevação, B , e aumentar o índice de modulação, M , com a restrição de que o produto desses parâmetros resulte em um ganho G desejado. Por outro lado, deve-se maximizar B para que com qualquer índice de modulação, M , possa ser atingido o máximo ganho de tensão. Conseqüentemente, o *shoot-through* deve ser o maior possível para que se gere o máximo ganho de tensão.

Assim, a estratégia de modulação é semelhante ao tradicional controle PWM baseado em portadora triangular. Entretanto o método é caracterizado por manter os seis estados ativos inalterados e transformar todos os estados zero em estados de *shoot-through*. Assim, qualquer valor de relação de *shoot-through*, D_0 , e de fator de elevação B , pode ser utilizado para qualquer índice de modulação sem distorcer a forma de onda de saída. Como pode ser visto a partir da figura 2.10, o circuito está em *shoot-through* quando a onda da portadora triangular é maior do que a curva máxima das referências (V_a , V_b e V_c) ou menor que o mínimo das referências (ELLABBAN et al., 2011).

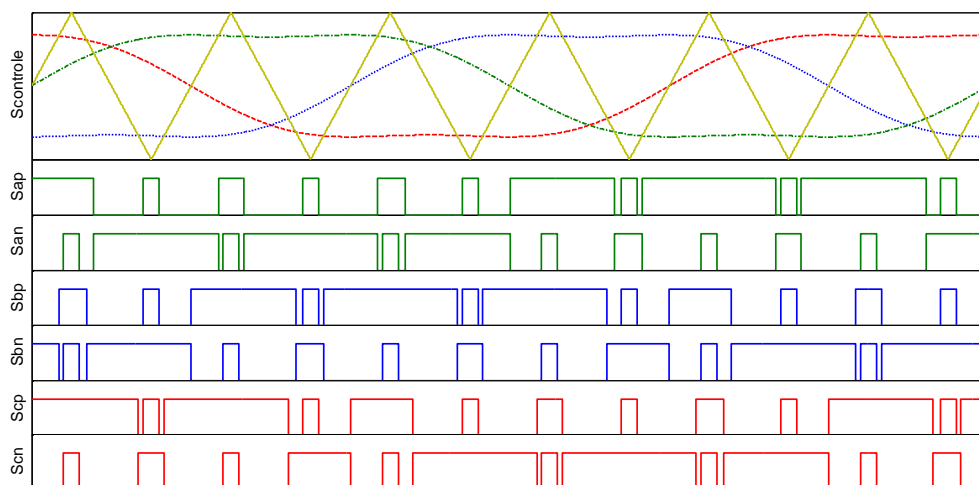


Fonte: Autor

A relação de *shoot-through* varia em seis vezes na frequência de saída. As ondulações na relação *shoot-through* deverão resultar em ondulação na corrente do indutor e da tensão do capacitor. Isso irá causar uma maior exigência dos componentes passivos quando a frequência de saída se tornar muito baixa. Portanto, a metodologia *Maximum ST Boost Control* é adequada para aplicações que têm uma alta frequência de saída (ELLABBAN et al., 2011).

A injeção de terceira harmônica nos sinais modulantes pode ser utilizada para que o índice de modulação, M , apresente maior faixa de variação. O princípio da operação é idêntico ao caso anterior, a única diferença é que a forma de onda de modulação é alterada. Assim, o índice de modulação máximo ($M = 2/\sqrt{3}$) pode ser alcançado inserindo $1/6$ da terceira harmônica nos sinais modulantes (SURESH et al., 2013). A figura 2.11 mostra os sinais modulantes do *Maximum ST Boost Control* com injeção de terceira harmônica.

Figura 2.11- Modulação Maximum Boost Control com terceira harmônica

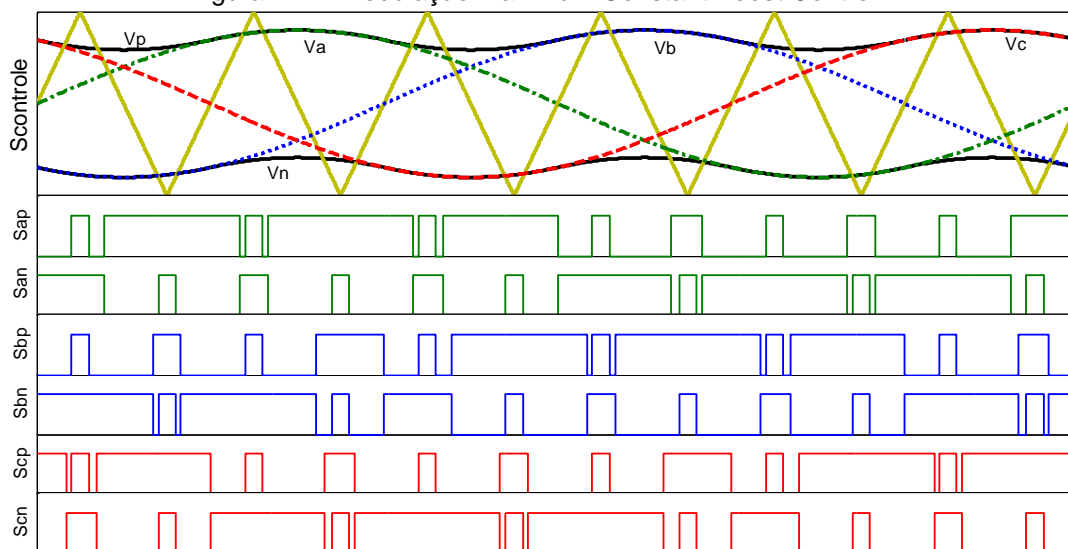


Fonte: Autor

2.4.3 Metodologia Maximum Constant ST Boost Control

Para reduzir o volume, o custo e atenuar ondulações de correntes em baixas frequências no conversor é importante manter a relação de *shoot-through* constante (MIAOSEN et al., 2006). Ao mesmo tempo, uma maior relação de elevação de tensão para qualquer índice de modulação é desejado para reduzir o estresse de tensão entre os interruptores. Existem cinco curvas de modulação nesse método de controle: três sinais de referência V_a , V_b e V_c , e dois sinais envoltórios V_p e V_n conforme mostra a figura 2.12.

Figura 2.12- Modulação Maximum Constant Boost Control



Fonte: Autor

Quando a portadora triangular é maior do que o sinal envoltório superior V_p ou menor que o sinal envoltório inferior V_n , o inversor é chaveado para o estado *shoot-through*. Pelo fato do fator de elevação, B , ser determinado pela relação de *shoot-through*, D_0 , essa, deve ser mantida a mesma em todo ciclo de chaveamento, a fim de manter um *shoot-through* constante. O ponto básico é obter o máximo valor de B , e mantê-lo constante durante todo o período de chaveamento. As curvas superior e inferior do envoltório são periódicas e possuem frequência de saída de referência. Existem dois períodos para ambas as curvas em um ciclo. O primeiro período para as curvas envoltórias está compreendido entre $[0, \frac{\pi}{3}]$, conforme mostrado em (2.6) e (2.7).

$$V_{p1} = \sqrt{3}M + M \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad \text{para } 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} \quad (2.6)$$

$$V_{n1} = M \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad \text{para } 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} \quad (2.7)$$

No segundo período, as curvas envoltórias ocorrem entre $[\frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}]$, conforme mostrado em (2.8) e (2.9) .

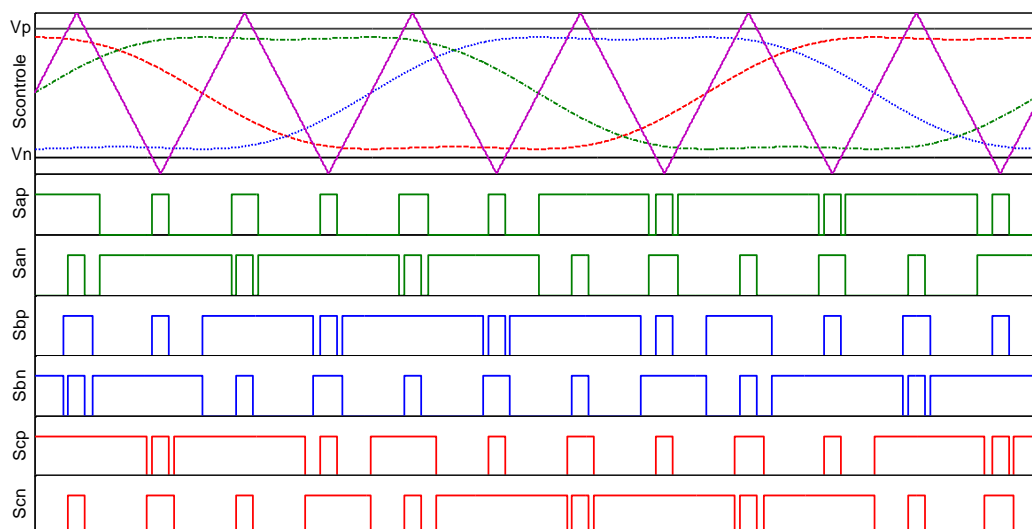
$$V_{p2} = M \sin(\theta) \quad \text{para } \frac{\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3} \quad (2.8)$$

$$V_{n2} = M \sin(\theta) - \sqrt{3}M \quad \text{para } \frac{\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3} \quad (2.9)$$

A diferença entre essas duas curvas determina que a relação de *shoot-through* é sempre constante para um dado índice de modulação M , isto é, $\sqrt{3}M$.

A metodologia *Maximum Constant ST Boost Control* também pode trabalhar com injeção de terceira harmônica em seus sinais modulantes. Isso faz com que o índice de modulação, M , possa atingir valores até $(M = 2/\sqrt{3})$, (MIAOSEN SHEN et al., 2006). A figura 2.13 mostra o esboço da metodologia *Maximum Constant ST Boost Control* com injeção harmônica. Usando a injeção da terceira harmônica, apenas duas linhas retas, V_p e V_n , são necessárias para controlar o tempo de *shoot-through* com 1/6 da terceira harmônica injetada.

Figura 2.13- Modulação Constant Boost Control



Fonte: Autor

Um resumo dos efeitos das diferentes metodologias de modulação apresentadas sobre o inversor fonte-Z, é mostrada na tabela 2.2, (SIWAKOTI et al., 2015), em que D_0 é a razão de *shoot-through*, M é o índice de modulação, B é o fator de elevação, G é o ganho tensão e V_s é o estresse de tensão sobre os interruptores.

Tabela 2.2– Características de cada metodologia de modulação

Metodologias ST Boost Control	Simple	Maximum	Maximum com 3° Hãmônica	Maximum Constant	Maximum Constant com 3° Hãmônica
D0	$1 - M$	$\frac{2\pi - 3\sqrt{3}M}{2\pi}$	$\frac{2\pi - 3\sqrt{3}M}{2\pi}$	$\frac{2 - \sqrt{3}M}{2}$	$\frac{2 - \sqrt{3}M}{2}$
B	$\frac{1}{2M - 1}$	$\frac{\pi}{3\sqrt{3}M - \pi}$	$\frac{\pi}{3\sqrt{3}M - \pi}$	$\frac{1}{\sqrt{3}M - 1}$	$\frac{1}{\sqrt{3}M - 1}$
G	$\frac{M}{2M - 1}$	$\frac{\pi M}{3\sqrt{3}M - \pi}$	$\frac{\pi M}{3\sqrt{3}M - \pi}$	$\frac{M}{\sqrt{3}M - 1}$	$\frac{M}{\sqrt{3}M - 1}$
Mmáx	1	1	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	1	$\frac{2}{\sqrt{3}}$
Vsw	$(2G - 1)V_{in}$	$\frac{(3\sqrt{3}G - \pi)V_{in}}{\pi}$	$\frac{(3\sqrt{3}G - \pi)V_{in}}{\pi}$	$(\sqrt{3}G - 1)V_{in}$	$(\sqrt{3}G - 1)V_{in}$

Fonte: SIWAKOTI, Yam P

2.5 Conclusões do Capítulo

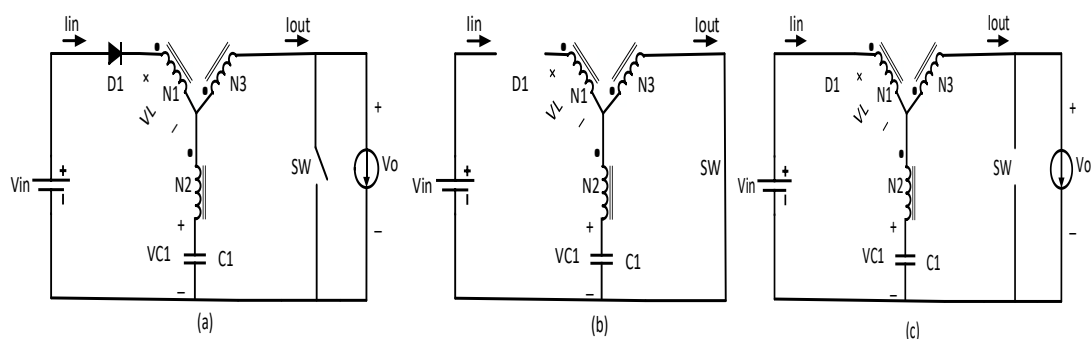
Neste capítulo foram apresentadas as topologias clássicas de inversores, tipos fonte de tensão e fonte de corrente, realizando na sequência o levantamento das topologias de inversores baseados em rede de impedância, partindo da precursora rede clássica do tipo fonte-Z e chegando até topologias mais atuais, em que existe um acoplamento magnético em que a relação de espiras entre dois ou mais enrolamentos contribuem para a elevação de tensão e redução do período necessário de condução do interruptor de potência.

Para que o inversor fonte de impedância opere de forma correta, é necessária a aplicação de metodologias de modulação diferentes da metodologia PWM-senoidal. Portanto, foram abordadas também as principais metodologias de modulação que apresentam características de condução conjunta (shoot-through) para que esses tipos de inversores pudessem atuar elevando a tensão a níveis desejados, sem que ocorresse a distorção das formas de onda de tensão na saída do inversor, ou seja, metodologias de modulação que permitam que o inversor atue com índice de modulação maior com menor taxa de distorção harmônica.

3 Conversor Fonte-Y CC-CC

Ao longo da última década a aplicação de redes de impedância em conversores foi alvo de pesquisas, buscando em alguns casos aplicações com uma alta capacidade de elevação de tensão, sendo um dos precursores nesse objetivo o conversor CC-CA do tipo fonte-Z (PENG, 2002). Na sequência o arranjo foi explorado considerando outros tipos de conversão CC-CC, CC-CA (PENG, 2003; ELLABBAN et al., 2011; SREEPRATHAB; JOSEPH, 2014), CA-CC (KEPING; RAHMAN, 2009) e CA-CA (TANG et al., 2007), e estudos subsequentes abordaram derivações dessa topologia, como por exemplo, Quase-fonte-Z (VINNIKOV; ROASTO, 2011), fonte-Z embarcado (BLAABJERG et al., 2010), fonte-Z com indutor chaveado (ZHU et al., 2010), fonte-TZ, trans-fonte-Z (MINH-KHAI et al., 2013), e fonte- Γ Z (BLAABJERG et al., 2013). Dentre as redes mencionadas anteriormente, as últimas três redes são ligeiramente peculiares no sentido em que empregam transformadores acoplados com dois enrolamentos para alcançar ganhos de tensão mais elevados, mantendo uma quantidade de componentes inferiores, com relação à rede inicial do conversor fonte-Z. Diferem apenas na colocação de seus enrolamentos que embora sejam arranjos simples, levam a diferentes exigências, e características que podem ser adequadas para certas aplicações. Portanto surgiu uma busca por uma alternativa que pudesse mesclar todas as características preferidas das redes existentes. Para isso, foi proposta a rede de impedância fonte-Y (SIWAKOTI et al., 2014).

Figura 3.1- Ilustração da (a) Rede de impedância fonte-Y e seus circuitos equivalentes de chaveamento (b) em estado shoot-through e (c) estado não shoot-through.



Fonte: Autor

A rede de impedância fonte-Y é mostrada na figura 3.1(a), que em sua forma elementar consiste em um interruptor ativo SW, um diodo D1, um capacitor C1 e um transformador com três enrolamentos (N_1 , N_2 , N_3) para criar a elevação de tensão, enquanto utiliza um ciclo de trabalho menor Dsh. Como o transformador é ligado diretamente em SW e D1, seu acoplamento deve ser assegurado de indutâncias de dispersão vistas pelos enrolamentos. Isso pode ser feito seguindo o estilo de enrolamento associado com uma bobina bifilar (SIWAKOTI et al., 2014), que é também a metodologia utilizada em (QIAN et al., 2011). Todavia, em (QIAN et al., 2011), apenas dois fios eram simultaneamente enrolados para chegar em dois enrolamentos, enquanto no transformador fonte-Y, três fios devem ser enrolados para formar três enrolamentos. Os circuitos equivalentes mostrados na figura 3.1(b) e (c) representam a operação da rede de impedância fonte-Y considerando dois estados operacionais relacionados com a operação dos elementos adotados. A primeira corresponde ao SW conduzindo com D1 reversamente polarizado. As expressões para o circuito equivalente dessa etapa de funcionamento podem, portanto, ser descritas como em (3.1) até (3.4), em que $n_{12} = N_1/N_2$ e $n_{13} = N_1/N_3$ são as relações de transformação do transformador.

$$V_{C1} + v_{L2} + v_{M32} - v_{L3} - v_{M32} = 0 \quad (3.1)$$

Considerando a utilização de bobinas bifilares (SIWAKOTI et al., 2014) tem-se (3.2):

$$V_{C1} + v_{L2} - v_{L3} = 0 \quad (3.2)$$

A tensão pode ser dada em função do fluxo magnético (Φ) que vai se concatenar nos enrolamentos do transformador, portanto:

$$V_{C1} + N_2 \frac{d\Phi}{dt} - N_3 \frac{d\Phi}{dt} = 0 \rightarrow V_{C1} + N_1 \frac{d\Phi}{dt} \left(\frac{N_2}{N_1} - \frac{N_3}{N_1} \right) = 0 \quad (3.3)$$

Considerando que $v_L = N_1 d\Phi/dt$, pode-se reescrever a equação conforme mostrado em (3.4).

$$V_{C1} = v_L \left(\frac{1}{n_{13}} - \frac{1}{n_{12}} \right) \rightarrow v_L = V_{C1} \left(\frac{n_{12} n_{13}}{n_{12} - n_{13}} \right) \quad (3.4)$$

Mediante o bloqueio do interruptor SW e da condução do diodo D1, conforme mostrado na figura 3.1(c), a expressão do circuito pode se alterar para (3.5).

$$V_{in} - v_L - v_{M21} - v_{L2} - v_{M12} - V_{C1} = 0 \quad (3.5)$$

Considerando a utilização de bobinas bifilares (SIWAKOTI et al., 2014) tem-se (3.6):

$$V_{in} - v_L - v_{L2} - V_{C1} = 0 \quad (3.6)$$

A tensão pode ser dada em função do fluxo magnético que vai se concatenar nos enrolamentos do transformador, portanto tem-se (3.7):

$$V_{in} - N1 \frac{d\phi}{dt} - N2 \frac{d\phi}{dt} - V_{C1} = 0 \rightarrow V_{in} - V_{C1} - N1 \frac{d\phi}{dt} \left(\frac{N1}{N1} + \frac{N2}{N1} \right) = 0 \quad (3.7)$$

Considerando que $v_L = N1 d\phi/dt$, pode-se reescrever a equação conforme mostrado em (3.7).

$$V_{in} - V_{C1} = v_L \left(1 + \frac{1}{n_{12}} \right) \rightarrow v_L = (V_{in} - V_{C1}) \left(\frac{n_{12}}{n_{12}+1} \right) \quad (3.8)$$

Com o cálculo da tensão média realizada utilizando (3.4) e (3.8), podem-se obter os resultados em (3.9) em que a tensão V_{in} está em função da tensão no capacitor C1. Em (3.9), o Dst representa o tempo normalizado de condução de SW, que ao longo deste trabalho, é referido como sendo a razão de trabalho.

$$\frac{V_{C1} \left(\frac{n_{12} n_{13}}{n_{12} - n_{13}} \right) DstT + (V_{in} - V_{C1}) \left(\frac{n_{12}}{n_{12} + 1} \right) (1 - Dst)T}{T} = 0$$

$$\rightarrow V_{C1} = \frac{V_{in}(1-Dst)}{\left[1 - n_{12} \left(\frac{1+n_{13}}{n_{12}-n_{13}} \right) Dst \right]} \quad (3.9)$$

Referindo-se a tensão de saída v_o da rede, seu valor de pico $\widehat{v_o}$ durante um intervalo em que SW está bloqueado, pode-se escrever conforme (3.10), em que o

ganho de tensão da rede pode ser calculado em termos dos enrolamentos do transformador, denominado de fator K, que é definido por: $K = \frac{N3+N1}{N3-N2}$

$$V_{in} - v_L - v_{M31} - v_{L3} - v_{M13} - v_o = 0 \quad (3.10)$$

Considerando a utilização de bobinas bifilares (SIWAKOTI et al., 2014) tem-se:

$$V_{in} - v_L - v_{L3} - v_o = 0 \quad (3.11)$$

A tensão pode ser dada em função do fluxo magnético que vai se concatenar nos enrolamentos do transformador, portanto:

$$V_{in} - N1 \frac{d\phi}{dt} - N3 \frac{d\phi}{dt} - v_o = 0 \rightarrow V_{in} - v_o - N1 \frac{d\phi}{dt} \left(\frac{N1}{N1} + \frac{N3}{N1} \right) = 0 \quad (3.12)$$

Considerando que $v_L = N1 d\phi/dt$, pode-se reescrever a equação conforme mostrado em (3.13).

$$\begin{aligned} V_{in} - v_o &= v_L \left(1 + \frac{1}{n_{13}} \right) \rightarrow V_{in} - v_o = v_L \left(\frac{n_{13} + 1}{n_{13}} \right) \\ \rightarrow V_{in} - v_o &= (v_{in} - V_{C1}) \left(\frac{n_{12}}{n_{12} + 1} \right) \left(\frac{n_{13} + 1}{n_{13}} \right) \\ \rightarrow V_{in} - v_o &= \left(V_{in} - \frac{V_{in}(1-Dst)}{\left[1 - n_{12} \left(\frac{1+n_{13}}{n_{12}-n_{13}} \right) Dst \right]} \right) \left(\frac{n_{12}}{n_{12} + 1} \right) \left(\frac{n_{13} + 1}{n_{13}} \right) \\ \rightarrow v_o &= V_{in} \left(\frac{1}{1 - \frac{(N1+N3).Dst}{(N3-N2)}} \right) = \left(\frac{V_{in}}{1-KDst} \right) \end{aligned} \quad (3.13)$$

O ganho obtido a partir de (3.13), juntamente com os outros ganhos das redes de Impedância (MINH-KHAI et al., 2013; NGUYEN et al., 2013; QIAN et al., 2011; BLAABJERG et al., 2013), são apresentados na Tabela 3.1. As expressões apresentadas são todas idealizadas desprezando os efeitos parasitas e perdas nos componentes. Comparando a primeira e a quarta expressão da Tabela 3.1 pode-se

facilmente observar que o ganho da rede fonte-Y pode ser superior ao da rede fonte-Z se as igualdades, $K = \frac{N3+N1}{N3-N2} > 2$ e $N3 - N2 > 0$ forem satisfeitas. Essas desigualdades traduzem os requisitos de projeto de enrolamento citados em (3.14) e (3.15) para a rede fonte-Y quando comparado com a rede Z-fonte tradicional.

$$N1 + 2N2 > N3 \quad (3.14)$$

$$N2 < N3 \text{ e } N3 > 1 \quad (3.15)$$

Tabela 3.1– Comparativo do ganho de tensão entre topologias baseadas em fonte de impedância

Rede de Impedância	Ganho de tensão $G_v = \hat{v}_o / V_{in}$
Fonte-Z e Quase-Fonte-Z	$(1 - 2 \cdot D_{st})^{-1}$
Trans e Trans-quase – Fonte-Z	$(1 - (1 + n_{13}) \cdot D_{st})^{-1}$
Fonte – Γ Z	$\left(1 - \left(1 + \frac{1}{n_{32} - 1}\right) \cdot D_{st}\right)^{-1}$
Fonte-Y	$\left(1 - \frac{(1 + n_{13}) \cdot D_{st}}{(1 - n_{23})}\right)^{-1}$

Fonte: SIWAKOTI, Yam P (2015)

Além disso, estabelecendo um denominador em (3.13) maior que zero, a faixa de variação do D_{st} da rede fonte-Y pode ser determinada por (3.16). A faixa em (3.16) será certamente mais estreita que $0 \leq D_{st} \leq 0,5$ da tradicional rede fonte-Z se as condições em (3.14) e (3.15) forem satisfeitas. A rede fonte-Y é, portanto, capaz de produzir um alto ganho em uma baixa razão de trabalho. Conforme já comprovado pelas expressões determinadas.

$$0 < 1 - KD_{ST} \leq 1 \rightarrow 0 < D_{ST} \leq D_{ST,max} = 1/K \quad (3.16)$$

Para ilustrar como varia o ganho do conversor fonte-Y considerando diferentes fatores K de enrolamento, e ciclos de trabalho D_{st} referente ao chaveamento, a figura 3.2 foi plotada usando (3.13), em que a curva correspondente a $K=2$ também

representa a tradicional rede fonte-Z. As curvas plotadas claramente mostram que a rede fonte-Y pode produzir o ganho desejado com muitas combinações de K e de Dst.

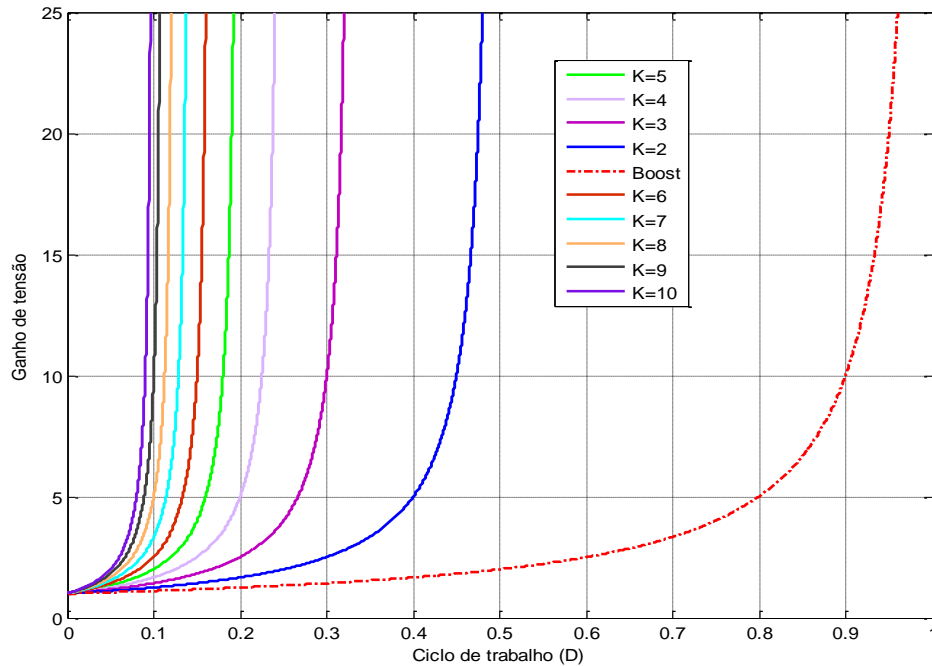
Além de K e Dst, o número de voltas dos enrolamentos do transformador pode ser também flexivelmente escolhido, desde que se atinja o valor K especificado, a fim de satisfazer as restrições de projeto enfrentadas pelos usuários. Para ilustrar o referido, a tabela 3.2 é utilizada, onde pode ser visto que, para cada valor K escolhido para um determinado ganho e intervalo Dst, há mais do que uma combinação de voltas de enrolamento (N1: N2: N3) para escolher.

Tabela 3.2– Valores de ganho de tensão para diferentes relações de enrolamento e de ciclo de trabalho Dst

$K = \frac{N3 + N1}{N3 - N2}$	$0 < D_{ST} \leq D_{ST,max}$	Ganho de tensão: $G_v = \hat{V}_o / V_{in}$	N1: N2: N3
2	$0 < D_{ST} \leq 1/2$	$(1 - 2 \cdot D_{ST})^{-1}$	1:1:3, 2:1:4, 1:2:5, 3:1:5, 4:1:6, 1:3:7
3	$0 < D_{ST} \leq 1/3$	$(1 - 3 \cdot D_{ST})^{-1}$	1:1:2, 3:1:3, 2:2:4, 1:3:5, 4:2:5
4	$0 < D_{ST} \leq 1/4$	$(1 - 4 \cdot D_{ST})^{-1}$	2:1:2, 1:2:3, 5:1:3, 4:2:4, 8:1:4
5	$0 < D_{ST} \leq 1/5$	$(1 - 5 \cdot D_{ST})^{-1}$	3:1:2, 2:2:3, 1:3:4, 7:1:3, 6:2:4
6	$0 < D_{ST} \leq 1/6$	$(1 - 6 \cdot D_{ST})^{-1}$	4:1:2, 3:2:3, 2:3:4, 1:4:5, 9:1:3
7	$0 < D_{ST} \leq 1/7$	$(1 - 7 \cdot D_{ST})^{-1}$	5:1:2, 4:2:3, 3:3:4, 2:4:5
8	$0 < D_{ST} \leq 1/8$	$(1 - 8 \cdot D_{ST})^{-1}$	6:1:2, 5:2:3, 4:3:4, 3:4:5, 2:5:6
9	$0 < D_{ST} \leq 1/9$	$(1 - 9 \cdot D_{ST})^{-1}$	7:1:2, 6:2:3, 5:3:4, 4:4:5
10	$0 < D_{ST} \leq 1/10$	$(1 - 10 \cdot D_{ST})^{-1}$	8:1:2, 7:2:3, 6:3:4

Fonte: SIWAKOTI, Yam P

Figura 3.2- Ganho de tensão teórico G_v da rede fonte-Y obtida com diferentes ciclos de trabalho D_{st} e fator K de enrolamento de transformadores.



Fonte: Autor

A flexibilidade da rede fonte-Y em fornecer o ganho de tensão desejado é assim demonstrada, sendo que atualmente, não é acompanhado pelas outras redes de impedância existentes que usam acoplamento magnético (MINH-KHAI et al., 2013; NGUYEN et al., 2013; QIAN et al., 2011; BLAABJERG et al., 2013). As expressões do ganho das redes podem ser observadas a partir da Tabela 3.1 que quando rearranjada, dão origem a (3.17), (3.18) e (3.19).

Reescrevendo o ganho de tensão relacionado com a redes Trans fonte-Z tem-se (3.17).

$$\begin{aligned} [1 - (1 + n_{13})dst]^{-1} &= (1 - \vartheta_T dst)^{-1} \\ \rightarrow \text{sendo } \vartheta_T &= (1 + n_{13}) \end{aligned} \quad (3.17)$$

Reescrevendo o ganho de tensão relacionado com a redes fonte- $I'Z$ tem-se (3.18).

$$\begin{aligned} \left[1 - \left(1 + \frac{1}{n_{32}-1}\right)dst\right]^{-1} &= (1 - \vartheta_r dst)^{-1} \\ \rightarrow \text{sendo } \vartheta_r &= \left(1 + \frac{1}{n_{32}-1}\right) \end{aligned} \quad (3.18)$$

Agrupando as equações (3.17) e (3.18) é possível estabelecer a relação entre o ganho do conversor Trans fonte-Z e do conversor fonte- Γ Z.

$$\left[1 - \frac{(1+n_{13})dst}{1-n_{23}}\right]^{-1} = \left[1 - (1+n_{13})\left(1 + \frac{1}{n_{32}-1}\right)dst\right]^{-1} = (1 - \vartheta_Y dst)^{-1}$$

$$\rightarrow \text{em que } \vartheta_Y = (1+n_{13})\left(1 + \frac{1}{n_{32}-1}\right) = \vartheta_T \vartheta_\Gamma \quad (3.19)$$

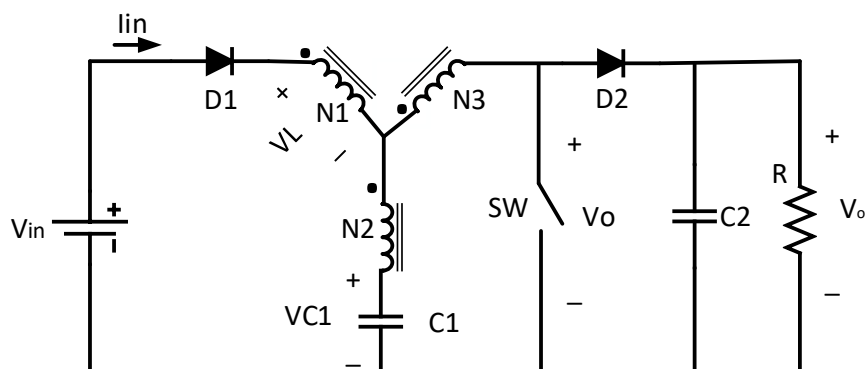
Parâmetros ϑ_T e ϑ_Γ nas expressões (3.17) e (3.18) podem então, ser relacionados com a expressão (3.19) do fonte-Y e lidos a partir da mesma. A relação derivada é dada em (10), em que pode ser visto que o ganho produzido pela rede fonte-Y (SIWAKOTI et al., 2014) é uma combinação daqueles esperados a partir da rede T ou trans-fonte-Z (QIAN et al., 2011) e rede fonte- Γ (BLAABJERG et al., 2013). Isso ou cria um ganho maior, ou permite que redes existentes possam ser flexivelmente mescladas. O último pode ser útil quando sujeitas a tamanho, tipo e disponibilidades, quanto a escolha do núcleo, o fio e o método de acoplamento magnético para o enrolamento do transformador. O objetivo final é maximizar o acoplamento e, portanto, minimizar a dispersão, que se não for assegurada, vai levar a comutação em elevado nível de tensão, além de uma redução no ganho.

3.1 Conversor Fonte-Y CC-CC elevador de tensão

Com sua alta capacidade de elevação, a rede de impedância fonte-Y é adequada para implementação de conversores de alto ganho, como o conversor CC/CC elevador de tensão (YAM et al., 2015).

O conversor fonte-Y CC/CC elevador em análise, é mostrado na figura 3.3, em que apenas um interruptor controlado está sendo usado. Também pode-se notar a presença de um diodo adicional D2, e um capacitor de saída C2 quando comparado com a entrada em condução da rede fonte-Y básica da figura 3.1(a). Com todos esses componentes adicionais, comutando SW para condução causa a polarização reversa de D1 e D2 simultaneamente. Isso deixa apenas C1 para carregar a indutância magnetizante do acoplamento do indutor e C2 para alimentar a carga. O bloqueio interruptor por outro lado, causa a condução de D1 e a fonte de alimentação Vin recarrega C1.

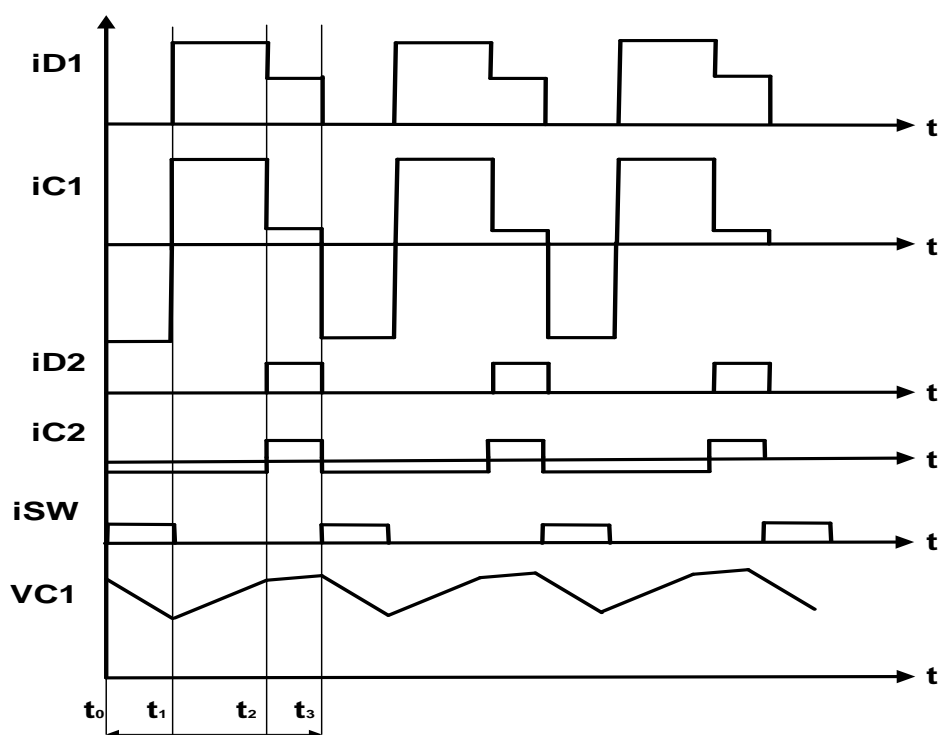
Figura 3.3- Estrutura do conversor Fonte-Y elevador de tensão



Fonte: Autor

A fonte de entrada, juntamente com o acoplamento indutivo, também fornece energia para recarregar C2 e a carga, mas apenas se a tensão V_{out} nos terminais de C2 for menor do que V_o . Quando isso acontece, D2 conduz, consequentemente ligando C2 e a carga ao resto do circuito. O ciclo se repete quando o interruptor SW for comutado novamente. Pelo chaveamento periódico de SW, a tensão da carga sobre C2 pode por isso, ser regulada em V_o , que de acordo com (3.13) representa um ganho de $\frac{V_{out}}{V_{in}} = \left(1 - \frac{(1+N13)Dst}{1-N23}\right)^{-1}$. Esse é o ganho máximo que o conversor baseado em fonte-Y pode fornecer.

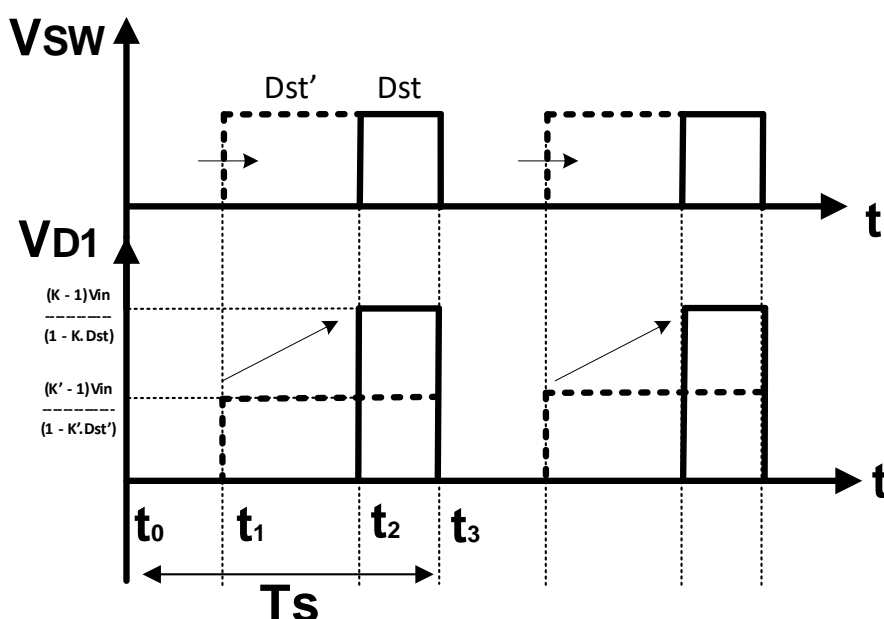
Figura 3.4- Formas de onda esperadas do Conversor CC-CC fonte-Y elevador



Fonte: Autor

Baseado no princípio de operação descrito, a figura 3.4 mostra as formas de onda características sobre o conversor CC-CC fonte-Y elevador de tensão, em resposta ao acionamento do interruptor SW. Quando SW é comandado para condução de t_0 até t_1 ($D_{st} = (t_1 - t_0)/T_s$), a tensão entre dreno e fonte V_{DS} tende a zero enquanto sua corrente, tende a um valor finito I_{sw} . Isso faz com que os diodos D1 e D2 fiquem reversamente polarizados e seus valores de tensão aumentem. A corrente de entrada que também é a corrente que circula pelo diodo D1, zera nesse intervalo.

Figura 3.5- Ilustração do estresse de tensão instantâneo no diodo D1



Fonte: Autor

Quando SW posteriormente é bloqueado em t_1 , a tensão V_{DS} sobre ele sobe drasticamente, juntamente com i_{in} ($i_{in} = i_{D1}$). Nesse momento, o diodo D1 fica polarizado diretamente e o diodo D2 fica polarizado reversamente, conectando o capacitor C1 em série com a fonte CC e o carregando, pela corrente i_{in} , até o instante t_2 . No instante t_2 a tensão de bloqueio entre os terminais do interruptor SW se torna maior que a tensão de saída V_o , fazendo com que o diodo D2 entre em condução, carregando o capacitor C2 com tensão ligeiramente acima de V_o , gerando nesse momento, uma derivada de crescimento de tensão no capacitor C1 menor que a derivada de crescimento prévia até o instante t_2 . Nesse instante, também ocorre o decaimento da corrente i_{D1} e da corrente i_{C1} devido ao acoplamento da carga de

saída ao conversor. Quando a tensão no capacitor C2 ultrapassar o valor de V_o , o diodo D2 para de conduzir fazendo sua corrente cair a zero.

O conversor permanece nesse estado até SW entra em condução novamente em t_3 ($t_3=T_s$), fazendo com que as formas de onda repitam seus padrões anteriores de forma periódica. Para i_{in} e i_{D2} , também deve ser mencionado que seus padrões podem mudar, dependendo da constante de tempo de carregamento do capacitor C2. Um tempo de carga maior, sem dúvida, aumenta o intervalo entre t_2 e t_3 , enquanto que um período de carga menor, reduziria esse intervalo. Essa variação, no entanto, não afeta o ganho máximo que pode ser produzido pelo conversor.

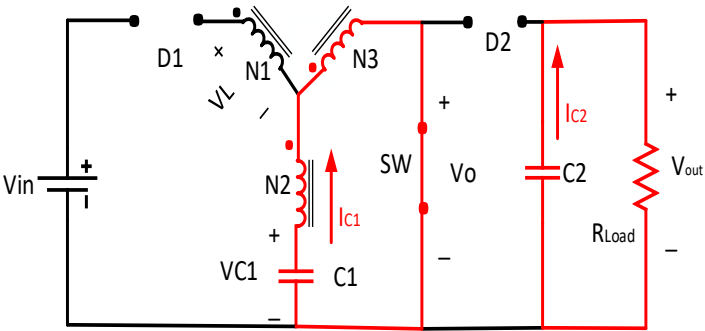
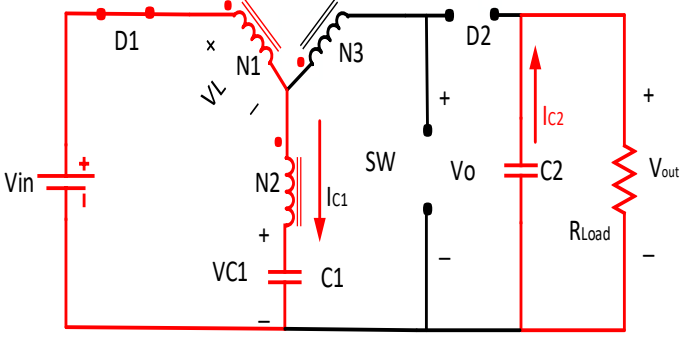
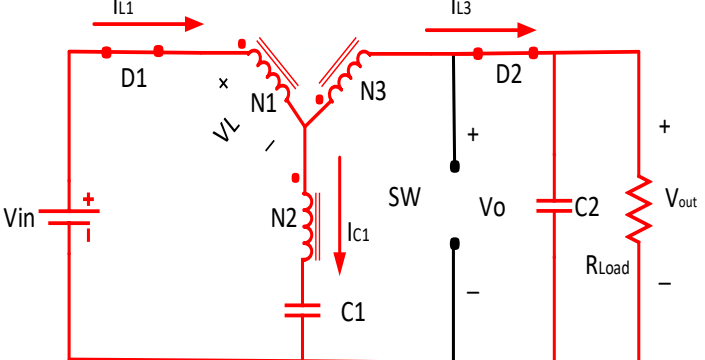
3.1.1 Análise das etapas de funcionamento

As etapas de funcionamento do conversor fonte-Y elevador de tensão, devem ser analisadas a fim de definir o comportamento dinâmico de seus elementos, e estabelecer pelas equações de estado, as restrições do projeto em si, dos elementos ressonantes da rede Y e dos interruptores semicondutores, de forma que o conversor fonte-Y opere em conforme com (SIWAKOTI et al., 2014) e (YAM et al., 2015).

A partir das curvas demonstradas na figura 3.4, é possível definir um circuito elétrico equivalente para cada um dos intervalos de tempo estabelecidos, sendo que nestes intervalos de tempo, irão existir configurações diferentes para o circuito. Estas configurações obtidas, serão denominadas neste trabalho, como etapas de funcionamento.

Este conversor apresenta três etapas de funcionamento, sendo essas apresentadas na tabela 3.3:

Tabela 3.3– Etapas de funcionamento do conversor fonte-Y CC-CC

<p>1° Etapa: O interruptor SW entra em condução, os diodos D1 e D2 estão em situação de bloqueio;</p>	
<p>2° Etapa: O interruptor SW é comutado para bloqueio, o diodo D1 entra em condução e o diodo D2 continua bloqueado;</p>	
<p>3° Etapa: O interruptor SW permanece bloqueado, o diodo D1 permanece em condução e o diodo D2 entra em condução.</p>	

Fonte: Autor

Para realização da análise das etapas de funcionamento desse conversor, objetivando determinar as expressões e o modelo matemático serão considerados os seguintes aspectos:

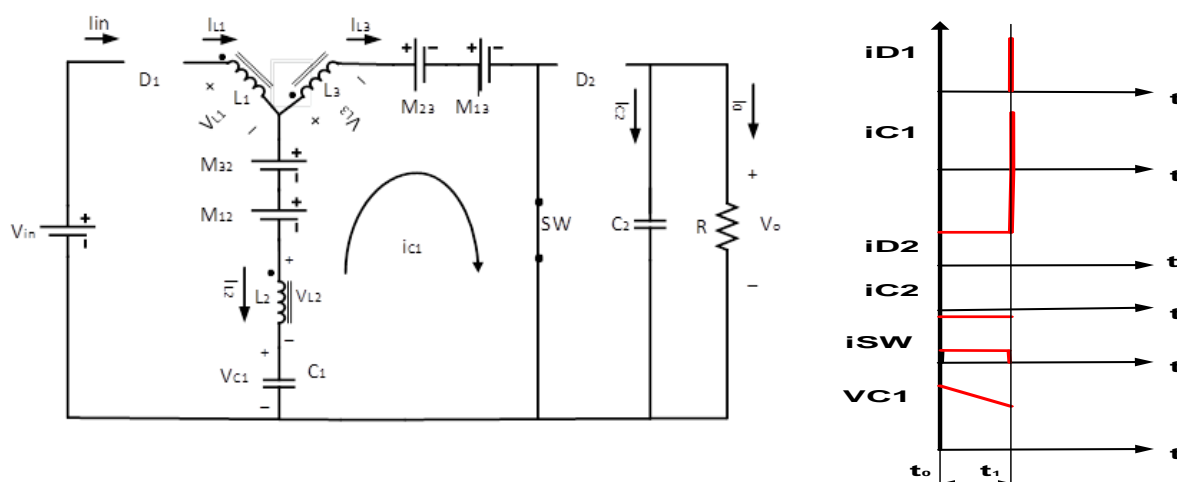
- O interruptor SW e os diodos D1 e D2 são idealizados, não apresentando atrasos, nem perdas por queda de tensão nem por resistência série;
- Os enrolamentos N1, N2 e N3 são considerados ideais, sem dispersão de fluxo magnético (bobinas bifilares) e sem perdas resistivas;

- O núcleo do transformador a princípio, é considerado ideal possibilitando maior permeabilidade magnética;
- Os capacitores C_1 e C_2 não apresentam resistência série.

3.1.1.1 Análise da primeira etapa de funcionamento

Na primeira etapa de funcionamento, que é compreendida entre os instantes t_0 e t_1 , o conversor se comporta conforme o circuito elétrico equivalente mostrado na figura 3.6.

Figura 3.6- Circuito equivalente e forma de onda do Conversor CC-CC fonte-Y elevador para primeira etapa de funcionamento



Fonte: Autor

Nessa primeira etapa de funcionamento, o capacitor C_1 apresenta carga inicial $v_{c1(0)}$, que é equivalente ao valor máximo de tensão que irá surgir sobre esse capacitor. O capacitor C_2 está descarregando a energia armazenada previamente, sobre a carga de saída, modelada como uma resistência. Nessa etapa, ambos os diodos D_1 e D_2 encontram-se bloqueados e o interruptor SW é comutado para condução. Com isso, é fechada uma malha entre o capacitor C_1 e as bobinas L_2 e L_3 . As indutâncias mútuas do circuito são representadas como fontes CC.

A seguir são levantadas as expressões matemáticas que descrevem a primeira etapa de funcionamento do conversor.

$$v_{c1} + v_{L2} + v_{M12} + v_{M32} - v_{M13} - v_{M23} - v_{L3} = 0 \quad (3.20)$$

No circuito da figura 3.6 pode-se observar que não há corrente circulando pela bobina L_1 , portanto o efeito das indutâncias mutuas M_{12} e M_{13} serão nulos. Sabendo-se disto, é possível rescrever a equação (3.20) na sua forma diferencial.

$$v_{c1} + L_2 \frac{di_2}{dt} + M_{32} \frac{di_3}{dt} - M_{23} \frac{di_2}{dt} - L_3 \frac{di_3}{dt} = 0 \quad (3.21)$$

A partir circuito da figura 3.6 podemos observar também que o sentido de corrente adotado a princípio é mantido, resultando, portanto, nas equações (3.22) e (3.23).

$$i_{L1} = i_{in} = 0; \quad i_{L1} = i_{L2} + i_{L3}; \quad i_{L3} = -i_{L2} \quad (3.22)$$

$$i_{L3} = -i_{L2} = i_{c1} = C_1 \frac{dv_{c1}}{dt}; \quad i_{c2} = -i_0; \quad (3.23)$$

Substituindo (3.22) e (3.23) em (3.21) obtêm-se a equação (3.24), em função da tensão sobre o capacitor C_1 .

$$v_{c1} + L_2 \frac{d^2 v_{c1}}{dt^2} + M_{32} \frac{d^2 v_{c1}}{dt^2} - M_{23} \frac{d^2 v_{c1}}{dt^2} - L_3 \frac{d^2 v_{c1}}{dt^2} = 0 \quad (3.24)$$

Resolvendo a equação (3.24), obtêm-se a equação (3.25) que descreve a tensão no capacitor C_1 em função do tempo.

$$v_{c1} = L_2 \cdot i_{L2(0)} \cdot \omega_0 \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) + v_{c1(0)} \cdot \text{cos}(\omega_0 \cdot t) \quad (3.25)$$

Pela equação (3.25) é possível determinar a corrente no capacitor C_1 , que é descrita pela equação (3.26).

$$i_{c1} = C_1 \cdot L_2 \cdot i_{L2(0)} \cdot \omega_0^2 \cdot \text{cos}(\omega_0 \cdot t) - C_1 \cdot v_{c1(0)} \cdot \omega_0 \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) \quad (3.26)$$

Considerando que a tensão inicial do capacitor C_1 no instante t_0 é sua tensão máxima em operação $V_{C1Máx}$, e que a tensão nesse mesmo capacitor em t_1 deve ser

mínima $V_{C1Mín}$, é possível determinar os parâmetros $v_{C1(0)}$ e $i_{L2(0)}$, conforme mostram as equações (3.27) e (3.28) respectivamente.

$$v_{C1(0)} = v_{C1(t0)} = V_{C1Máx} = v_{C1(t3)} \quad (3.27)$$

$$i_{L2(0)} = \frac{(V_{C1Mín} - V_{C1Máx} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t1))}{\text{sen}(\omega_0 \cdot t1) \cdot \omega_0} \quad (3.28)$$

A frequência natural de oscilação ω_0 , é determinada a partir dos elementos ressonantes como demonstra a equação (3.29).

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C1 \cdot (L2 + L3 + M23 + M12 + M32 + M13)}} \quad (3.29)$$

A tensão sobre o capacitor C_1 inicia com valor $V_{C1Máx}$ e há um decaimento a partir do instante t_0 . Para pequenas variações angulares (domínio), os sinais senoidais e cossenoidais apresentam variações praticamente lineares de sua imagem (MCLYMAN, 2004). Portanto, a faixa angular permitida de variação para essa etapa de funcionamento deve estar compreendida entre $[0, \frac{\pi}{\Delta x}]$; sendo Δx é a divisão angular suficiente para permitir um comportamento linear de variação de tensão e de corrente.

Na equação apresentada em (3.22), pode-se observar que a corrente no enrolamento L_1 é nula e, portanto, sua tensão irá ser nula também até o final dessa etapa de funcionamento.

A partir da equação (3.23) é possível descrever as expressões para evolução das tensões nos enrolamentos L_2 e L_3 pela derivada da corrente no capacitor C_1 , conforme mostram as equações (3.30) e (3.31).

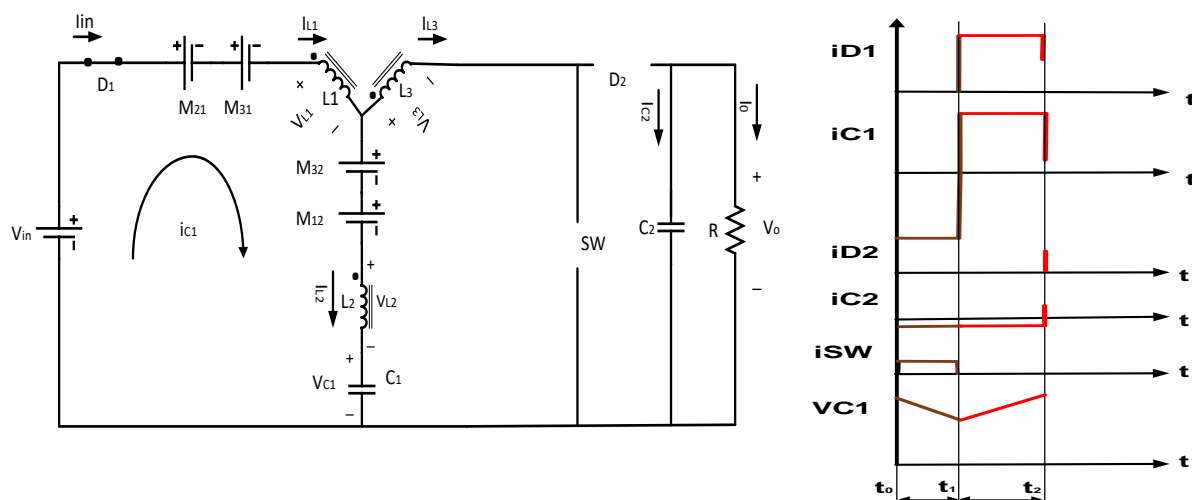
$$v_{L2} = L_2 \frac{di_2}{dt} = L_2 \frac{d(-i_{C1})}{dt} = C_1 \cdot L_2^2 \cdot i_{L2(0)} \cdot \omega_0^3 \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) + C_1 \cdot L_2 \cdot v_{C1(0)} \cdot \omega_0^2 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) \quad (3.30)$$

$$v_{L3} = L_3 \frac{di_3}{dt} = L_3 \frac{di_{C1}}{dt} = -L_3 \cdot C_1 \cdot (L_2 \cdot i_{L2(0)} \cdot \omega_0^3 \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) - v_{C1(0)} \cdot \omega_0^2 \cdot \text{cos}(\omega_0 \cdot t)) \quad (3.31)$$

3.1.1.2 Análise da segunda etapa de funcionamento

Na segunda etapa de funcionamento, que é compreendida entre os instantes t_1 e t_2 , o conversor irá se comportar conforme o circuito elétrico equivalente mostrado na figura 3.7.

Figura 3.7- Circuito equivalente e forma de onda do Conversor CC-CC fonte-Y elevador para segunda etapa de funcionamento



Fonte: Autor

Nessa segunda etapa de funcionamento, o capacitor C_1 apresenta carga inicial $v_{C1(0)2}$, que é equivalente ao valor mínimo de tensão sobre esse capacitor na primeira etapa de funcionamento. O capacitor C_2 permanece descarregando a energia armazenada previamente, sobre a carga de saída, modelada como uma resistência.

Nessa etapa ainda, o diodo $D1$ fica polarizado diretamente e passa a conduzir, transferindo a energia da fonte de alimentação, para o capacitor C_1 da rede-Y. O diodo $D2$, encontra-se bloqueado e o interruptor SW também é comutado para o bloqueio

nesse instante. Com isso, é fechada uma malha entre o capacitor C_1 e as bobinas L_1 e L_2 . As indutâncias mútuas do circuito são representadas como fontes CC.

A seguir são levantadas as expressões matemáticas que descrevem a segunda etapa de funcionamento do conversor.

$$V_{in} - v_{L2} - v_{M21} - v_{M31} - v_{M12} - v_{M32} - v_{L1} - v_{c1} = 0 \quad (3.32)$$

No circuito da figura 3.7 pode-se observar que não há corrente circulando pela bobina L_3 , portanto o efeito das indutâncias mútuas M_{31} e M_{32} serão nulos. Sabendo-se disso, é possível rescrever a equação (3.32) na sua forma diferencial.

$$V_{in} - v_{c1} - L_2 \frac{di_2}{dt} - M_{21} \frac{di_2}{dt} - M_{12} \frac{di_1}{dt} - L_1 \frac{di_1}{dt} = 0 \quad (3.33)$$

A partir circuito da figura 3.7 pode-se observar também que o sentido de corrente adotado a princípio é mantido, resultando, portanto, nas equações (3.34) e (3.35).

$$i_{L1} = i_{in} \quad i_{L1} = i_{L2} + i_{L3}; \quad i_{L3} = 0; \quad i_{L1} = i_{L2} \quad (3.34)$$

$$i_{L2} = i_{L1} = i_{c1} = C_1 \frac{dv_{c1}}{dt}; \quad i_{c2} = -i_0; \quad (3.35)$$

Substituindo (3.34) e (3.35) em (3.33) obtêm-se a equação (3.36), em função da tensão sobre o capacitor C_1 .

$$V_{in} - v_{c1} - L_2 \frac{d^2 v_{c1}}{dt^2} - M_{21} \frac{d^2 v_{c1}}{dt^2} - M_{12} \frac{d^2 v_{c1}}{dt^2} - L_1 \frac{d^2 v_{c1}}{dt^2} = 0 \quad (3.36)$$

Resolvendo a equação (3.36), obtêm-se a equação (3.37) que descreve a tensão no capacitor em função do tempo.

$$v_{c1} = V_{in} + \omega_1 \cdot (L_1 \cdot i_{L1}(t_1) + L_2 \cdot i_{L2}(t_1)) \cdot \text{sen}(\omega_1 \cdot t) + (v_{c1}(t_1) - V_{in}) \cdot \text{cos}(\omega_1 \cdot t) \quad (3.37)$$

Pela da equação (3.37) é possível determinar a corrente no capacitor C_1 , que é descrita pela equação (3.38).

$$i_{C1} = C_1 \cdot [\omega_1^2 \cdot (L_1 \cdot i_{L1(t1)} + L_2 \cdot i_{L2(t1)}) \cdot \cos(\omega_1 \cdot t) - (v_{C1(t1)} - V_{in}) \cdot \omega_1 \cdot \text{sen}(\omega_1 \cdot t)] \quad (3.38)$$

Considerando que a tensão inicial do capacitor C_1 é sua tensão mínima em operação $V_{C1Mín}$ no instante t_1 e que a tensão nesse mesmo capacitor em t_2 deve ser V_{C1AK} , correspondente a tensão de condução direta do diodo D_2 , é possível determinar os parâmetros $v_{C1(t1)}$ e $(L_1 \cdot i_{L1(t1)} + L_2 \cdot i_{L2(t1)})$, conforme mostram as equações (3.39) e (3.40) respectivamente.

$$v_{C1(t1)} = V_{C1Mín} \quad (3.39)$$

$$(L_1 \cdot i_{L1(t1)} + L_2 \cdot i_{L2(t1)}) = \frac{(V_{C1AK} - V_{in} - (V_{C1Mín} - V_{in}) \cdot \cos(\omega_1 \cdot t_2))}{\omega_1 \cdot \text{sen}(\omega_1 \cdot t_2)} \quad (3.40)$$

A frequência natural de oscilação ω_1 , é determinada a partir dos elementos ressonantes como demonstra a equação (3.41).

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{C_1 \cdot (L_2 + L_1 + M_{21} + M_{12} + M_{31} + M_{32})}} \quad (3.41)$$

A tensão sobre o capacitor C_1 inicia com valor $V_{C1Mín}$ e há um crescimento a partir do instante t_0 . Para pequenas variações angulares (domínio), os sinais senoidais e cossenoidais apresentam variações praticamente lineares de sua imagem (MCLYMAN, 2004). Portanto, a faixa angular permitida de variação para essa etapa de funcionamento deve estar compreendida entre $[\Delta x \cdot \pi, 2\pi]$; sendo Δx é um multiplicador angular, suficiente para permitir um comportamento linear de variação de tensão e de corrente.

Na equação apresentada em (3.34), pode-se observar que a corrente no enrolamento L_3 é nula e, portanto, sua tensão irá ser nula também até o final dessa etapa de funcionamento.

modelada como uma resistência, é abastecida nesse momento também pela fonte de alimentação V_{in} . Nessa etapa ainda, os diodos D1 e D2 ficam polarizados diretamente e passam a conduzir. A energia da fonte de alimentação é transferida via diodo D1 para rede-Y, carregando o capacitor C_1 , e parte dessa energia é enviada para o capacitor C_2 e para carga de saída com a condução do diodo D2. O interruptor SW ainda permanece comutado para o bloqueio nesse instante. Com isso, é fechada uma malha entre o capacitor C_1 e as bobinas L_1 e L_2 , uma segunda malha contemplando o capacitor C_1 e as bobinas L_2 e L_3 e por fim uma terceira malha externa que faz a transferência direta de energia fechando as bobinas L_1 e L_3 . As mutuas indutâncias do circuito são representadas como fontes CC.

A seguir são levantadas as expressões matemáticas que descrevem a terceira etapa de funcionamento do conversor.

$$V_{in} - v_{L2} - v_{M21} - v_{M31} - v_{M12} - v_{M32} - v_{L1} - v_{c1} = 0 \quad (3.44)$$

$$v_{c1} + v_{L2} + v_{M12} + v_{M32} - v_{M13} - v_{M23} - v_{L3} - V_0 = 0 \quad (3.45)$$

$$V_{in} - V_0 - v_{M21} - v_{M31} - v_{L1} - v_{M13} - v_{M23} - v_{L3} = 0 \quad (3.46)$$

No circuito da figura 3.8 pode-se observar que há corrente circulando por todos enrolamentos, nos diodos e nos capacitores, portanto há o efeito de todas as indutâncias mútuas nessa etapa de funcionamento. Sabendo-se disso, é possível rescrever as equações (3.44) -(3.46) em suas formas diferenciais.

$$V_{in} - v_{c1} - M_{12} \frac{di_1}{dt} - M_{32} \frac{di_3}{dt} - L_2 \frac{di_2}{dt} - M_{21} \frac{di_2}{dt} - M_{31} \frac{di_3}{dt} - L_1 \frac{di_1}{dt} = 0 \quad (3.47)$$

$$v_{c1} + M_{12} \frac{di_1}{dt} + M_{32} \frac{di_3}{dt} + L_2 \frac{di_2}{dt} - M_{23} \frac{di_2}{dt} - M_{13} \frac{di_1}{dt} - L_3 \frac{di_3}{dt} - V_0 = 0 \quad (3.48)$$

$$V_{in} - V_0 - M_{13} \frac{di_1}{dt} - M_{23} \frac{di_2}{dt} - L_3 \frac{di_3}{dt} - M_{21} \frac{di_2}{dt} - M_{31} \frac{di_3}{dt} - L_1 \frac{di_1}{dt} = 0 \quad (3.49)$$

A partir circuito da figura 3.8 pode-se observar também que o sentido de corrente adotado a princípio é mantido, resultando, portanto, nas equações (3.50) - (3.52).

$$i_{L1} = i_{in} \quad i_{L1} = i_{L2} + i_{L3}; \quad i_{L3} = i_{C2} + i_0; \quad i_0 = \frac{v_0}{R} \quad (3.50)$$

$$i_{L1} = i_{L2} + i_{C2} + i_0; \quad i_{L2} = i_{C1} = C_1 \frac{dv_{C1}}{dt}; \quad i_{C2} = C_2 \frac{dv_0}{dt} \quad (3.51)$$

$$i_{L3} = C_2 \frac{dv_0}{dt} + \frac{v_0}{R}; \quad i_{L1} = C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} + C_2 \frac{dv_0}{dt} + \frac{v_0}{R}; \quad (3.52)$$

Substituindo (3.50)-(3.52) em (3.47), (3.50)-(3.52) em (3.48) e (3.50)-(3.52) em (3.49) obtêm-se as equações (3.53), (3.54) e (3.55) em função da tensão sobre o capacitor C_1 .

$$V_{in} - v_{c1} - (M_{12} + L_1) \left[C_1 \frac{d^2 v_{C1}}{dt^2} + C_2 \frac{d^2 v_0}{dt^2} + \frac{1}{R} \frac{dv_0}{dt} \right] - (M_{32} + M_{31}) \left[C_2 \frac{d^2 v_0}{dt^2} + \frac{1}{R} \frac{dv_0}{dt} \right] - (M_{21} + L_2) \left[C_1 \frac{d^2 v_{C1}}{dt^2} \right] = 0 \quad (3.53)$$

$$v_{c1} + (M_{12} - M_{13}) \left[C_1 \frac{d^2 v_{C1}}{dt^2} + C_2 \frac{d^2 v_0}{dt^2} + \frac{1}{R} \frac{dv_0}{dt} \right] + (M_{32} - L_3) \left[C_2 \frac{d^2 v_0}{dt^2} + \frac{1}{R} \frac{dv_0}{dt} \right] + (L_2 - M_{23}) \left[C_1 \frac{d^2 v_{C1}}{dt^2} \right] = 0 \quad (3.54)$$

$$V_{in} - V_0 - (M_{13} + L_1) \left[C_1 \frac{d^2 v_{C1}}{dt^2} + C_2 \frac{d^2 v_0}{dt^2} + \frac{1}{R} \frac{dv_0}{dt} \right] - (L_3 + M_{31}) \left[C_2 \frac{d^2 v_0}{dt^2} + \frac{1}{R} \frac{dv_0}{dt} \right] - (M_{21} + M_{23}) \left[C_1 \frac{d^2 v_{C1}}{dt^2} \right] = 0 \quad (3.55)$$

Resolvendo as equações (3.53)-(3.55), em função dos elementos ressonantes, e considerando que a tensão de saída v_0 é praticamente constante, obtêm-se as equações das correntes i_{L1} , i_{L2} e i_{L3} representada por (3.56), (3.57) e (3.58) respectivamente.

$$i_{L1} = K_1 + K_2 \cdot t + (K_4 + K_6) \cdot \cos(\omega \cdot t) + (K_3 + K_5) \cdot \sen(\omega \cdot t) \quad (3.56)$$

$$i_{L2} = K_6 \cdot \cos(\omega \cdot t) + K_5 \cdot \sen(\omega \cdot t) \quad (3.57)$$

$$i_{L3} = K_1 + K_2 \cdot t + K_4 \cdot \cos(\omega \cdot t) + K_3 \cdot \sen(\omega \cdot t) \quad (3.58)$$

Onde:

$$K_1 = \frac{(L_1 \cdot i_{L1}(t_2) + L_3 \cdot i_{L3}(t_2))}{(2 \cdot M_{13} + L_1 + L_3)} \quad (3.59)$$

$$K_2 = \frac{(V_{in}-V_o)}{(2.M_{13}+L_1+L_3)} \quad (3.60)$$

$$K_3 = \frac{1}{\omega} \cdot \left[\frac{(2.M_{12}+L_1+L_2).(v_{c1}(t_2)-V_o)-(M_{13}+M_{32}-M_{12}-L_2).(V_{in}-v_{c1}(t_2))}{(2.M_{12}+L_1+L_2).(M_{13}+L_3-M_{32}-M_{12})-(M_{13}+M_{32}+L_1+M_{12}).(M_{13}+M_{32}-M_{12}-L_2)} - \frac{(V_{in}-V_o)}{(2.M_{13}+L_1+L_3)} \right] \quad (3.61)$$

$$K_4 = \left[\frac{(2.M_{12}+L_1+L_2).(L_3.i_{L3}(t_2)-L_2.i_{L2}(t_2))-(M_{13}+M_{32}-M_{12}-L_2).(L_1.i_{L1}(t_2)+L_2.i_{L2}(t_2))}{(2.M_{12}+L_1+L_2).(M_{13}+L_3-M_{32}-M_{12})-(M_{13}+M_{32}+L_1+M_{12}).(M_{13}+M_{32}-M_{12}-L_2)} - \frac{(L_1.i_{L1}(t_2)+L_3.i_{L3}(t_2))}{(2.M_{13}+L_1+L_3)} \right] \quad (3.62)$$

$$K_5 = \left(\frac{(M_{13}+L_3-M_{32}-M_{12}).(V_{in}-v_{c1}(t_2))-(M_{13}+M_{32}+L_1+M_{12}).(v_{c1}(t_2)-V_o)}{[(2.M_{12}+L_1+L_2).(M_{13}+L_3-M_{32}-M_{12})-(M_{13}+M_{32}+L_1+M_{12}).(M_{13}+M_{32}-M_{12}-L_2)].\omega} \right) \quad (3.63)$$

$$K_6 = \left(\frac{(M_{13}+L_3-M_{32}-M_{12}).(L_1.i_{L1}(t_2)+L_2.i_{L2}(t_2))-(M_{13}+M_{32}+L_1+M_{12}).(L_3.i_{L3}(t_2)-L_2.i_{L2}(t_2))}{[(2.M_{12}+L_1+L_2).(M_{13}+L_3-M_{32}-M_{12})-(M_{13}+M_{32}+L_1+M_{12}).(M_{13}+M_{32}-M_{12}-L_2)]} \right) \quad (3.64)$$

Considerando que a tensão inicial do capacitor C_1 nessa etapa, é a tensão final da segunda etapa em t_2 , ou seja, V_{C1_AK} , e que ao final da terceira etapa de funcionamento o capacitor C_1 irá apresentar valor máximo $V_{C1Máx}$, é possível estabelecer para $v_{c1}(t_2)$ e $v_{c1}(t_3)$, as condições (3.65) e (3.66) respectivamente.

$$v_{c1}(t_2) = V_{C1_AK} \quad (3.65)$$

$$v_{c1}(t_3) = v_{c1}(t_0) = V_{C1Máx} \quad (3.66)$$

A frequência natural de oscilação ω , é determinada a partir do circuito equivalente mostrado figura 3.8, sendo que essa, depende dos elementos ressonantes como demonstra a equação (3.67).

$$\omega = \sqrt{\frac{(2.M_{13}+L_1+L_3)}{[M_{12}(2.L_3+2.M_{13}-2.M_{32}-M_{12})+L_1(L_3-2.M_{32}+L_2)] + M_{13} \cdot (2.L_2-M_{13}-2.M_{32})+L_2.L_3-M_{32}^2}}}.C_1 \quad (3.67)$$

A tensão sobre o capacitor C_1 inicia com valor V_{C1_AK} e há um crescimento a partir do instante t_2 . Para pequenas variações angulares (domínio), os sinais senoidais e cossenoidais apresentam variações praticamente lineares de sua imagem (MCLYMAN, 2004). Portanto a faixa angular permitida de variação para essa etapa de funcionamento deve estar compreendida entre $[\Delta x.\pi, 2\pi]$; sendo Δx é um multiplicador angular suficiente, para permitir um comportamento linear de variação de tensão e de corrente.

A partir das equações (3.56)-(3.64), é possível descrever as expressões para evolução da tensão nos enrolamentos L_1 , L_2 e L_3 pelas derivadas das correntes sobre as respectivas indutâncias, conforme mostra as equações (3.68)-(3.70).

$$v_{L1} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = L_1 \cdot (K_2 - (K_4 + K_6) \cdot \omega \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) + (K_3 + K_5) \cdot \omega \cdot \text{cos}(\omega \cdot t)) \quad (3.68)$$

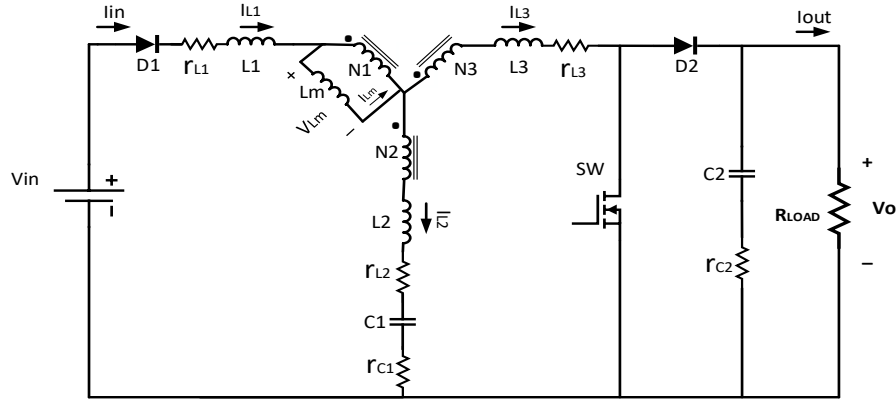
$$v_{L2} = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = L_2 (K_5 \cdot \omega \cdot \text{cos}(\omega \cdot t) - K_6 \cdot \omega \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)) \quad (3.69)$$

$$v_{L3} = L_3 \frac{di_{L3}}{dt} = L_3 \cdot (K_2 - K_4 \cdot \omega \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) + K_3 \cdot \omega \cdot \text{cos}(\omega \cdot t)) \quad (3.70)$$

3.1.1.4 Etapas de funcionamento adotando o emprego do modelo do transformador com indutâncias de magnetização e dispersão

Esta seção apresenta a análise das etapas de funcionamento adotando o emprego do modelo do transformador considerando indutâncias de dispersão e magnetização. Por meio das equações, utilizando as características das indutâncias mútuas e de dispersão, podem-se trazer aspectos relacionados ao acoplamento entre os indutores L_1 , L_2 e L_3 da rede de impedância, porém dificulta a análise em regime permanente pois as equações se tornam muito mais complexas. A figura 3.9 mostra o circuito equivalente do conversor CC-CC considerando a modificação do modelo do transformador aplicada a rede-Y.

Figura 3.9- Circuito equivalente e considerando modelo do transformador com indutâncias mútuas e de magnetização.



Fonte: Autor

As equações referentes as correntes em L3 e L1 na primeira e segunda etapa de funcionamento são mostradas em (3.71) e (3.72) respectivamente.

$$i_{L3} = \frac{v_{c1(0)} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t)}{\left[Lm \cdot \left(\frac{N3 - N2}{N1} \right)^2 + L2 + L3 \right] \cdot \omega_0} + \frac{(L3 \cdot i_{L3(0)} - L2 \cdot i_{L2(0)}) \cdot \text{cos}(\omega_0 \cdot t)}{\left[Lm \cdot \left(\frac{N3 - N2}{N1} \right)^2 + L2 + L3 \right]} \quad (3.71)$$

$$i_{L1} = \frac{(Vin - v_{c1(t1)}) \cdot \text{sen}(\omega_1 \cdot t)}{\left[Lm \cdot \left(\frac{N1 + N2}{N1} \right)^2 + L2 + L3 \right] \cdot \omega_1} + \frac{(L1 \cdot i_{L1(t1)} + L2 \cdot i_{L2(t1)}) \cdot \text{cos}(\omega_1 \cdot t)}{\left[Lm \cdot \left(\frac{N3 - N2}{N1} \right)^2 + L2 + L3 \right]} \quad (3.72)$$

As equações referentes as correntes em L1, L3 e L2 na terceira etapa de funcionamento são mostradas em (3.73), (3.74) e (3.75) respectivamente.

$$i_{L1} = K_7 + K_8 \cdot \omega \cdot t + (K_9 - K_7) \cdot \text{cos}(\omega \cdot t) + (K_{10} + K_8) \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (3.73)$$

$$K_7 =$$

$$\frac{1}{\omega^2} \cdot \frac{(L1 \cdot i_{L1(t2)} + 2 \cdot L2 \cdot i_{L2(t2)} - L3 \cdot i_{L3(t2)})}{C1 \cdot \left\{ \left[Lm \cdot \left(\frac{N1 + N2}{N1} \right)^2 + L2 + L1 \right] \cdot \left[Lm \cdot \left(\frac{N3 - N2}{N1} \right)^2 + L2 + L3 \right] - \left(Lm \cdot \left(\frac{N1 + N2}{N1} \right) \cdot \left(\frac{N3 - N2}{N1} \right) - L2 \right)^2 \right\}}$$

$$K_8 =$$

$$\frac{1}{\omega^3} \cdot \frac{(Vin + Vo - 2 \cdot v_{c1(t2)})}{C1 \cdot \left\{ \left[Lm \cdot \left(\frac{N1 + N2}{N1} \right)^2 + L2 + L1 \right] \cdot \left[Lm \cdot \left(\frac{N3 - N2}{N1} \right)^2 + L2 + L3 \right] - \left(Lm \cdot \left(\frac{N1 + N2}{N1} \right) \cdot \left(\frac{N3 - N2}{N1} \right) - L2 \right)^2 \right\}}$$

$$K_9 =$$

$$\frac{\left(Lm \cdot \left(\frac{N3 - N2}{N1} \right)^2 + L2 + L3 \right) \cdot (L1 \cdot i_{L1(t2)} + L2 \cdot i_{L2(t2)}) - \left(Lm \cdot \left(\frac{N1 + N2}{N1} \right) \cdot \left(\frac{N3 - N2}{N1} \right) - L2 \right) \cdot (L3 \cdot i_{L3(t2)} - L2 \cdot i_{L2(t2)})}{\left[Lm \cdot \left(\frac{N1 + N2}{N1} \right)^2 + L1 + L2 \right] \cdot \left[Lm \cdot \left(\frac{N3 - N2}{N1} \right)^2 + L2 + L3 \right] - \left(Lm \cdot \left(\frac{N1 + N2}{N1} \right) \cdot \left(\frac{N3 - N2}{N1} \right) - L2 \right)^2}$$

$$K_{10} =$$

$$\frac{1}{\omega} \frac{\left(Lm. \left(\frac{N3 - N2}{N1} \right)^2 + L_2 + L_3 \right) \cdot (V_{in} - v_{c1(t2)}) - \left(Lm. \left(\frac{N1 + N2}{N1} \right) \cdot \left(\frac{N3 - N2}{N1} \right) - L_2 \right) \cdot (v_{c1(t2)} - V_o)}{\left[Lm. \left(\frac{N1 + N2}{N1} \right)^2 + L_1 + L_2 \right] \cdot \left[Lm. \left(\frac{N3 - N2}{N1} \right)^2 + L_2 + L_3 \right] - \left(Lm. \left(\frac{N1 + N2}{N1} \right) \cdot \left(\frac{N3 - N2}{N1} \right) - L_2 \right)^2}$$

$$i_{L3} = -K_7 - K_8 \cdot \omega \cdot t + (K_{11} + K_7) \cdot \cos(\omega \cdot t) + (K_{12} - K_8) \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (3.74)$$

$$K_{11} =$$

$$\frac{\left[Lm. \left(\frac{N1 + N2}{N1} \right)^2 + L_1 + L_2 \right] \cdot (L_3 \cdot i_{L3(t2)} - L_2 \cdot i_{L2(t2)}) - \left(Lm. \left(\frac{N1 + N2}{N1} \right) \cdot \left(\frac{N3 - N2}{N1} \right) - L_2 \right) \cdot (L_1 \cdot i_{L1(t2)} + L_2 \cdot i_{L2(t2)})}{\left[Lm. \left(\frac{N1 + N2}{N1} \right)^2 + L_1 + L_2 \right] \cdot \left[Lm. \left(\frac{N3 - N2}{N1} \right)^2 + L_2 + L_3 \right] - \left(Lm. \left(\frac{N1 + N2}{N1} \right) \cdot \left(\frac{N3 - N2}{N1} \right) - L_2 \right)^2}$$

$$K_{12} =$$

$$\frac{1}{\omega} \frac{\left(Lm. \left(\frac{N1 + N2}{N1} \right)^2 + L_1 + L_2 \right) \cdot (v_{c1(t2)} - V_o) - \left(Lm. \left(\frac{N1 + N2}{N1} \right) \cdot \left(\frac{N3 - N2}{N1} \right) - L_2 \right) \cdot (V_{in} - v_{c1(t2)})}{\left[Lm. \left(\frac{N1 + N2}{N1} \right)^2 + L_1 + L_2 \right] \cdot \left[Lm. \left(\frac{N3 - N2}{N1} \right)^2 + L_2 + L_3 \right] - \left(Lm. \left(\frac{N1 + N2}{N1} \right) \cdot \left(\frac{N3 - N2}{N1} \right) - L_2 \right)^2}$$

$$i_{L2} = (i_{L1} - i_{L3}) =$$

$$2 \cdot K_7 + 2 \cdot K_8 \cdot \omega \cdot t + (K_9 - K_{11} - 2 \cdot K_7) \cdot \cos(\omega \cdot t) + (K_{10} - K_{12} + 2 \cdot K_8) \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (3.75)$$

As frequências de ressonância referentes a primeira, segunda e terceira etapa de funcionamento são descritas conforme (3.76), (3.77) e (3.78).

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{C1 \cdot \left(Lm. \left(\frac{N3 - N2}{N1} \right)^2 + L_2 + L_3 \right)}} \quad (3.76)$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{C1 \cdot \left(Lm. \left(\frac{N1 + N2}{N1} \right)^2 + L_1 + L_2 \right)}} \quad (3.77)$$

$$\omega_3 = \sqrt{\frac{Lm. \left[\left(\frac{N1 + N2}{N1} \right) - \left(\frac{N3 - N2}{N1} \right) \right]^2 + L_1 + L_3 + 4 \cdot L_2}{C1 \cdot \left(Lm \cdot L_2 \cdot \left[\left(\frac{N1 + N2}{N1} \right) - \left(\frac{N3 - N2}{N1} \right) \right]^2 + L_3 \cdot Lm. \left(\frac{N1 + N2}{N1} \right)^2 + L_1 \cdot Lm. \left(\frac{N3 - N2}{N1} \right)^2 + L_1 \cdot L_2 + L_3 \cdot L_2 + L_3 \cdot L_1 \right)}} \quad (3.78)$$

3.1.2 Análise do ganho de tensão e dos esforços

Pelo balanço de energia nos indutores (tensão média nula no indutor) e no capacitor (corrente média nula no capacitor) por ambas metodologias (indutâncias mútuas e transformador ideal com indutâncias de dispersão e magnetização), é possível determinar o ganho estático de tensão idealizado para o conversor fonte-Y em função de indutâncias principais da rede de impedância, ou em função das relações de espiras, conforme a tabela 3.4.

Tabela 3.4– Ganho de tensão para relações de indutâncias e relações de espiras

Ganho de tensão em função da relação entre indutâncias	$\frac{\hat{v}_o}{V_{in}} = \frac{1}{\left(1 - \frac{\left(1 + \sqrt{\frac{L3}{L1}}\right) \cdot Dst}{\left(\sqrt{\frac{L3}{L1}} - \sqrt{\frac{L2}{L1}}\right)}\right)}$	$K = \frac{\left(1 + \sqrt{\frac{L3}{L1}}\right)}{\left(\sqrt{\frac{L3}{L1}} - \sqrt{\frac{L2}{L1}}\right)}$
Ganho de tensão em função da relação de espiras	$\frac{\hat{v}_o}{V_{in}} = \frac{1}{\left(1 - \frac{(N1 + N3) \cdot Dst}{(N3 - N2)}\right)}$	$K = \frac{N3 + N1}{N3 - N2}$

Fonte: Autor

Para seleccionar o parâmetro de indutância de magnetização correta para rede-Y, é necessário analisar a ondulação de corrente percentual “ Ki ” no instante em que há condução do interruptor de potência SW.

$$Lm = \frac{Dst.T}{\Delta i Lm} \cdot V_{C1} \cdot \left(\frac{N1}{N3-N2}\right) = \frac{Dst^2.T}{Ki \cdot \left(\frac{1}{1-Dst.K} - 1\right)} \frac{V_o^2}{P_o} \left(\frac{N1}{N3-N2}\right)^2 \quad (3.79)$$

O tamanho do capacitor para rede-Y, pode ser obtido analisando a ondulação de tensão percentual “ Kv ” no instante em que há condução do interruptor SW.

$$C1 = \frac{Dst.T}{\Delta v c1} \cdot (I_o - I_{in}) = \frac{Dst.T}{Kv \cdot (1-Dst)} \frac{P_o}{V_o^2} \left(\frac{1}{1-Dst.K} - 1\right) \quad (3.80)$$

Os esforços de tensão sobre o interruptor ativo SW e interruptor passivo D2, e o esforço de tensão sobre o diodo de entrada D1, são mostrados nas equações (3.81)

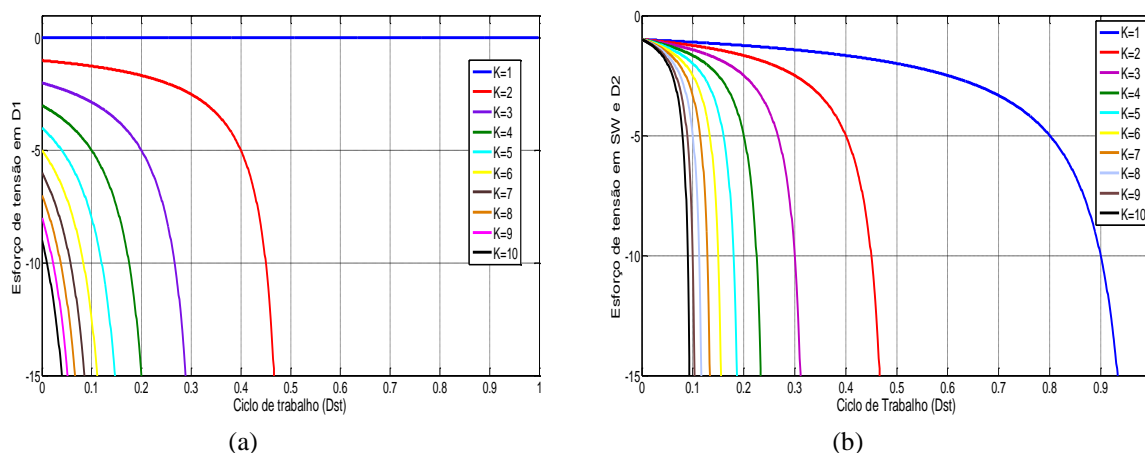
e (3.82) respectivamente, em que \hat{v}_{SW} , \hat{v}_{D2} e \hat{v}_{D1} , são os valores de pico sobre o interruptor de potência SW, diodo de estágio de saída D2 e diodo do estágio de entrada D1.

$$\hat{v}_{SW} = \hat{v}_{D2} = \left(\frac{V_{in}}{1-KD_{st}} \right) = \hat{v}_o \quad (3.81)$$

$$\hat{v}_{D1} = \left(\frac{(K-1)V_{in}}{1-KD_{st}} \right) = (K-1) \cdot \hat{v}_o \quad (3.82)$$

As curvas normalizadas dos esforços de tensão sobre o interruptor passivo de entrada D1 e sobre o interruptor ativo SW e passivo D2, para diferentes fatores 'K', são mostradas nas figuras 3.10 (a) e 3.10 (b) respectivamente.

Figura 3.10- Gráfico referente ao: (a) Esforço de tensão em D1; (b) Esforço de tensão em SW e D2



Fonte: Autor

Na operação de um conversor de energia, deve-se estabelecer o limite máximo de potência na qual o conversor irá trabalhar. Para isso é necessário ter por base as características de potência da fonte CC primária. Tendo isso em vista, pode-se delimitar a corrente de entrada do conversor fonte-Y ao nível de potência entregue pela fonte de alimentação CC.

Conhecendo a corrente de entrada do conversor, e sabendo-se que essa corrente é a mesma corrente que irá circular pelo indutor L_1 , pode-se definir que a corrente média " $\overline{i_{L1}}$ " é equivalente à máxima capacidade de fornecimento de corrente da fonte CC primária, supondo que essas estejam trabalhando com a extração máxima de potência.

3.1.3 Análise computacional

Com as equações obtidas no tópico 3.1.1 é possível estabelecer os parâmetros de tensão e corrente bem como os elementos ressonantes da rede-Y, de forma a se obter uma operação como elevador de tensão, respeitando os critérios estabelecidos para restrições de ondulação de corrente nos enrolamentos e ondulação de tensão sobre a carga.

Uma simulação computacional foi desenvolvida no ambiente de simulação PSIM considerando o caso em que conversor fonte-Y está sendo alimentado por uma associação de painéis solares gerando um nível de tensão CC de 48V que fornece 1 kW de potência. A característica da carga de saída é resistiva com nível de tensão de 240 V e potência de 1 kW. A rede de impedância foi projetada empregando um modelo do transformador ideal com suas respectivas indutâncias de dispersão e de magnetização, sendo a indutância de magnetização calculada por (3.79) e a indutância de dispersão, sendo no máximo 20% do valor nominal da indutância de magnetização calculada. O capacitor da rede-Y C1 e o capacitor de manutenção de ondulação da tensão de saída C2, foram calculados a partir de (3.80). A relação de espiras N1:N2:N3 é normalizada para facilitar as análises. Os parâmetros utilizados nas simulações são mostrados na tabela 3.5.

Tabela 3.5– Parâmetros de simulação para conversor fonte-Y em operação CC-CC

V_{in}	48V
V_o	240V
Carga	1kW
L_m	200mH
L_D	25μH
N₁:N₂:N₃	5:1:3
C₁ e C₂	470μF

Fonte: Autor

Conforme as equações (3.13), (3.72) e (3.73) estabelecidas no capítulo 3 é possível estabelecer o fator de enrolamento K , do conversor, a razão D_{st} (ciclo de trabalho) e a estimação dos esforços de tensão sobre o interruptor de potência (\hat{v}_{SW}), diodo de saída $D2$ (\hat{v}_{D2}) e diodo de entrada $D1$ (\hat{v}_{D1}).

$$K = \frac{N3+N1}{N3-N2} = \frac{48+80}{48-16} = 4 \quad (3.83)$$

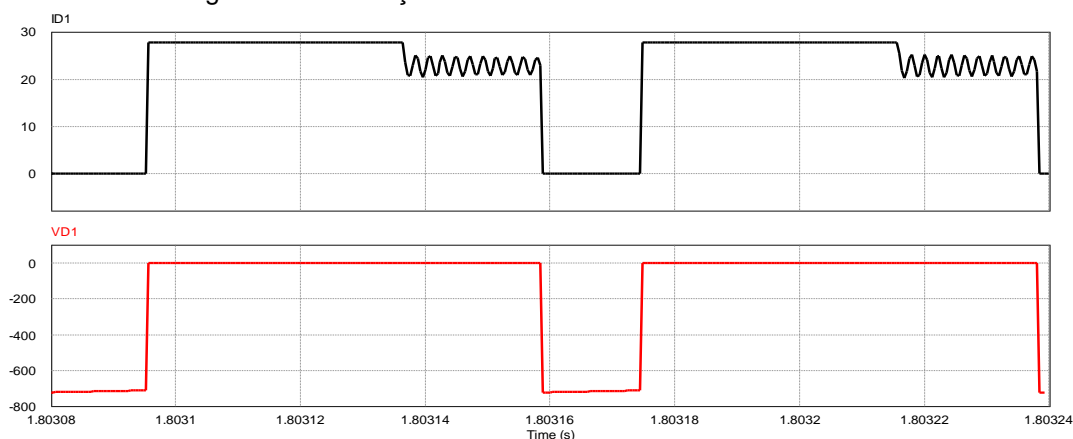
$$V_o = \left(\frac{V_{in}}{1-KD_{st}} \right) = 240 = \left(\frac{48}{1-4D_{st}} \right) \Rightarrow D_{st} = 0,8 \quad (3.84)$$

$$\hat{v}_{SW} = \hat{v}_{D2} = \left(\frac{V_{in}}{1-KD_{st}} \right) = \hat{v}_o = 240 \text{ V} \quad (3.85)$$

$$\hat{v}_{D1} = \left(\frac{(K-1)\hat{v}_{in}}{1-KD_{st}} \right) = (K-1)\hat{v}_o = (4-1).240 = 720 \text{ V} \quad (3.86)$$

As figuras 3.11 até 3.16 apresentam as formas de onda relacionadas com os esforços nos semicondutores (D1, SW e D2) e as formas de onda de corrente e tensão, no capacitor C1 e nos indutores L1, L2 e L3, respectivamente. Com relação aos esforços de tensão nos semicondutores é possível constatar que as estimativas calculadas são corroboradas pelos resultados de simulação, podendo servir como ferramenta de projeto de semicondutores para o fator esforço de tensão. Além das formas de onda, no ambiente PSIM, foram realizados cálculos relacionados aos valores médios, eficazes, de ondulação e de pico para as simulações a seguir.

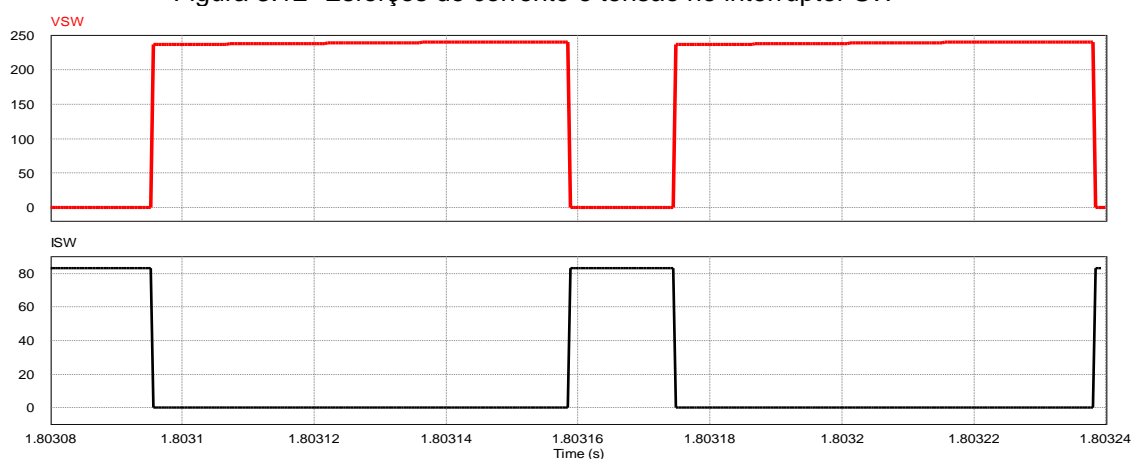
Figura 3.11- Esforços de corrente e tensão no diodo D1



Fonte: Autor

Na figura 3.11 é possível observar que o esforço de tensão de fato é 720 V conforme calculado em (3.86) e também que a corrente máxima e média processada pelo diodo de entrada D1 são respectivamente de 27,8 A e 20,5 A. Existe uma ressonância nessa forma de onda relacionada com a terceira etapa de funcionamento do conversor cuja oscilação é de 4 A. Essa ressonância não é prejudicial na terceira etapa pelo fato da corrente de pico ser menor que os valores médios das etapas anteriores.

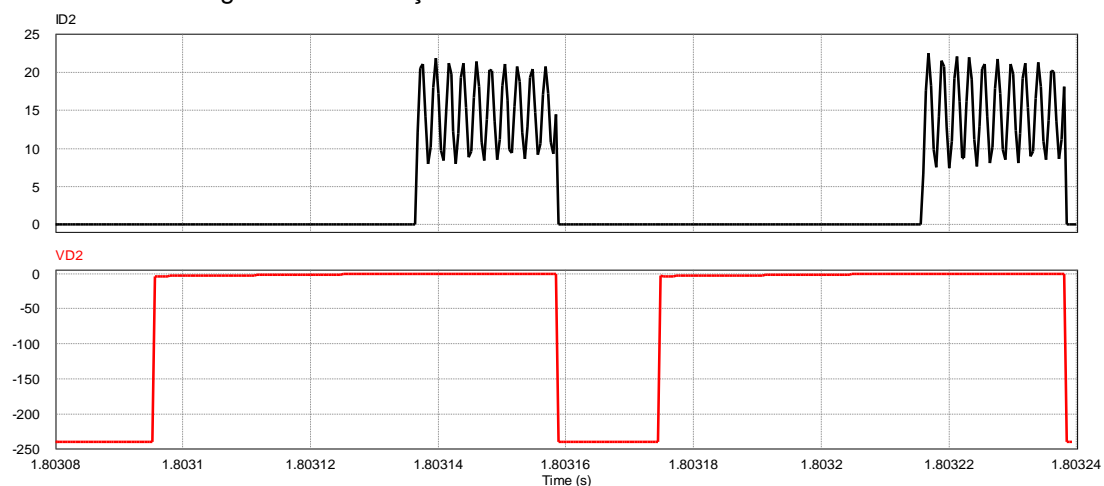
Figura 3.12- Esforços de corrente e tensão no interruptor SW



Fonte: Autor

Na figura 3.12 é possível observar que o esforço de tensão de fato é 240 V conforme calculado em (3.85) e também que a corrente máxima e média processada pelo interruptor de potência SW são respectivamente de 83,3 A e 17,6 A em condução.

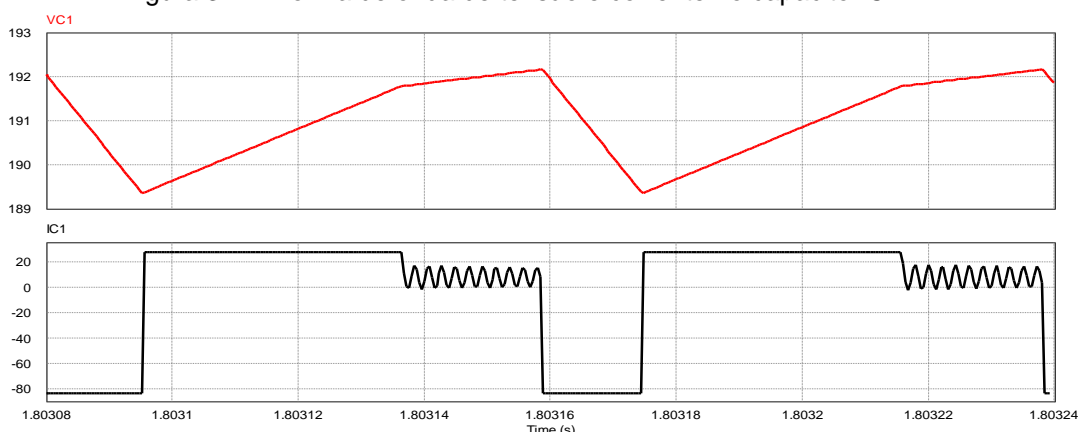
Figura 3.13- Esforços de corrente e tensão no diodo D2



Fonte: Autor

Na figura 3.13 observa-se que o diodo D2 só começa a conduzir após o capacitor da rede de impedância atingir um nível de tensão que o polarize de forma direta. O esforço de tensão é 240 V conforme o cálculo em (3.85). A corrente que circula no diodo nesse momento apresenta uma frequência de ressonância elevada cujo ripple é de 12,2 A. A corrente máxima e média processada pelo diodo D2 são respectivamente de 20,8 A e 4,1 A em condução.

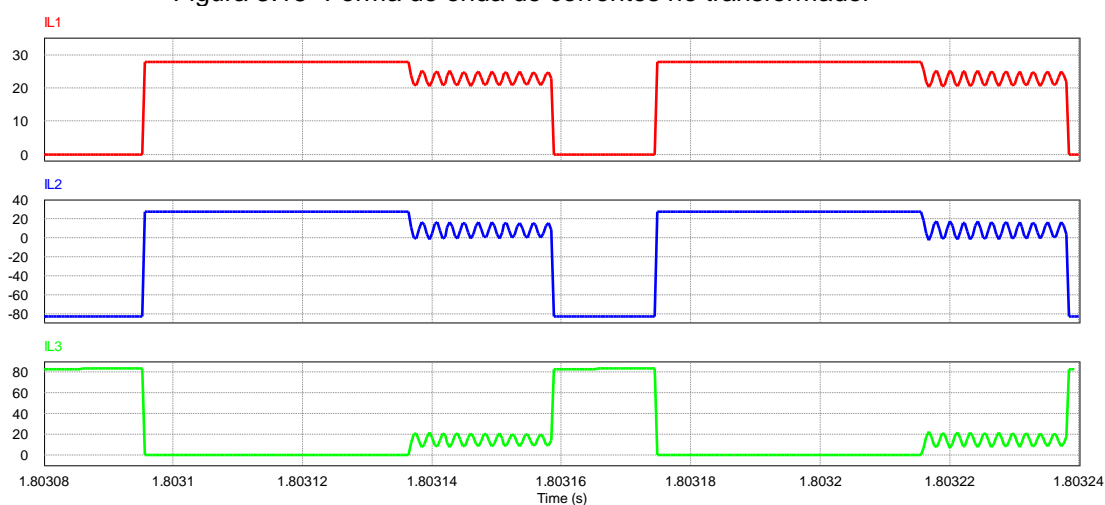
Figura 3.14- Forma de onda de tensão e corrente no capacitor C1



Fonte: Autor

A figura 3.14 mostra as formas de onda de tensão e de corrente pelo capacitor C1. A tensão mínima, máxima e média são respectivamente 189,3V, 192,1V e 191,0V. Existe um nível de tensão no capacitor C1 que faz com que o diodo D2 fique polarizado diretamente e entre em condução, fazendo a transferência de energia entre rede de impedância e a carga. Esse valor de tensão denominado neste trabalho de V_{C1_AK} é de 191,8V.

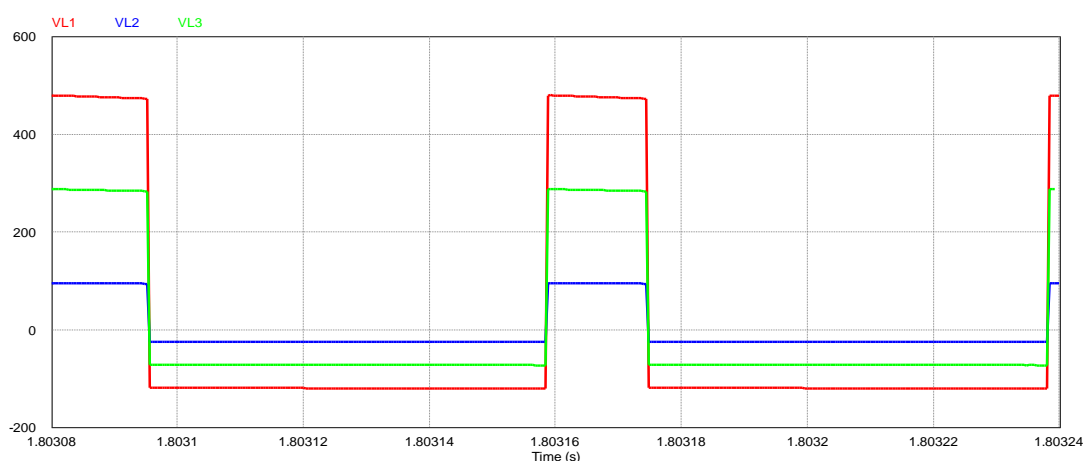
Figura 3.15- Forma de onda de correntes no transformador



Fonte: Autor

A figura 3.15 mostra as formas de onda de corrente sobre os enrolamentos L1, L2 e L3. As correntes máxima e média que circulam em L1 são iguais à corrente máxima e média do diodo de entrada D1, ou seja, respectivamente 27,8 A e 20,5 A. A corrente máxima em L2 é de 27,8 A, porém a sua corrente média é nula por conta da associação série com o capacitor de rede C1, ou seja, não contribui com o balanço de fluxo magnético resultante do transformador. As correntes máxima e média de L3 são respectivamente 83,3 A e 21,7 A. Portanto o enrolamento L3 contribui para a concatenação do fluxo magnético resultante do transformador em conjunto com o enrolamento L1.

Figura 3.16- Forma de onda de tensões no transformador



Fonte: Autor

A figura 3.16 mostra as formas de onda de tensão nos enrolamentos do transformador. Por essas formas de onda é possível verificar o efeito do espelhamento das tensões baseado nas relações de espiras do transformador. As tensões em L1, L2 e L3 são respectivamente 480 V, 96 V e 288 V, conforme as relações de espiras utilizadas no caso 5:1:3.

Outra configuração de operação foi analisada por simulação, mantendo os parâmetros da rede-Y, portanto, o mesmo fator de enrolamento K. Nessa segunda simulação o conversor fonte-Y é alimentado em 48 V e fornece tensão de 400 V para uma carga de 1 kW.

De forma análoga ao desenvolvido anteriormente, empregando (3.13), (3.72) e (3.73) é possível determinar a razão Dst (ciclo de trabalho) e a estimativa dos esforços

de tensão sobre o interruptor de potência, diodo de saída D2 e diodo de entrada D1, conforme (3.87), (3.88) e (3.89).

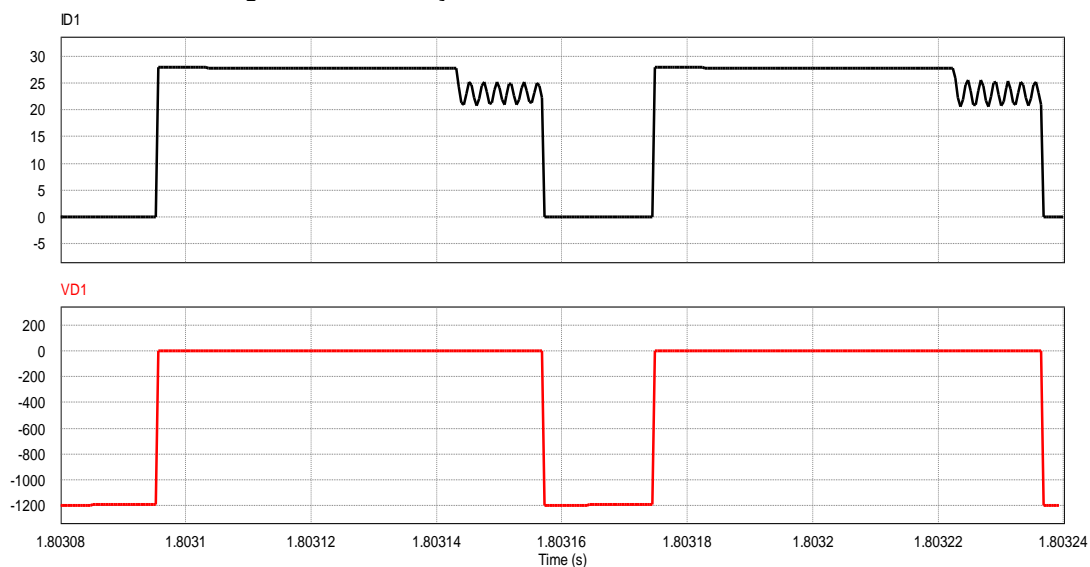
$$\hat{v}_o = \left(\frac{V_{in}}{1-KDst} \right) = 400 = \left(\frac{48}{1-4Dst} \right) \Rightarrow Dst = 0,78 \quad (3.87)$$

$$\hat{v}_{SW} = \hat{v}_{D2} = \left(\frac{\hat{V}_{in}}{1-KDst} \right) = \hat{v}_o = 400 V \quad (3.88)$$

$$\hat{v}_{D1} = \left(\frac{(K-1)\hat{v}_{in}}{1-KDst} \right) = (K-1)\hat{v}_o = (4-1) \cdot 400 = 1200 V \quad (3.89)$$

As figuras de 3.17 até 3.22 apresentam as formas de onda dos esforços de tensão e corrente sobre os semicondutores (SW, D1 e D2) e as formas de onda de corrente e tensão, no capacitor C1 e nos indutores L1, L2 e L3, respectivamente, obtidas para esta situação.

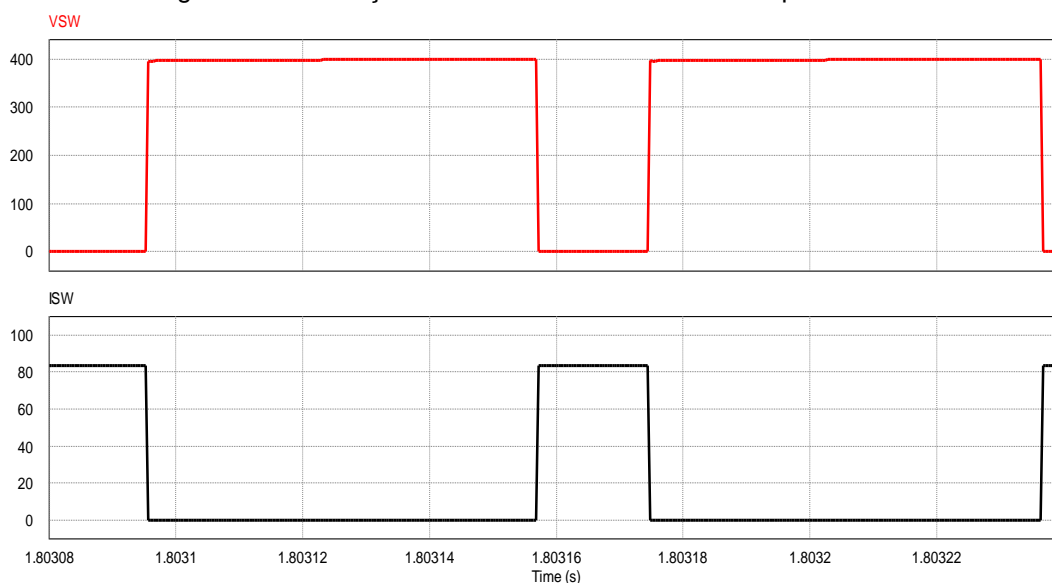
Figura 3.17- Esforços de corrente e tensão no diodo D1



Fonte: Autor

Na figura 3.17 é possível observar que o esforço de tensão sobre o diodo de entrada D1 de fato é 1200 V conforme calculado em (3.89). A corrente processada mantém suas características assim como no primeiro caso analisado.

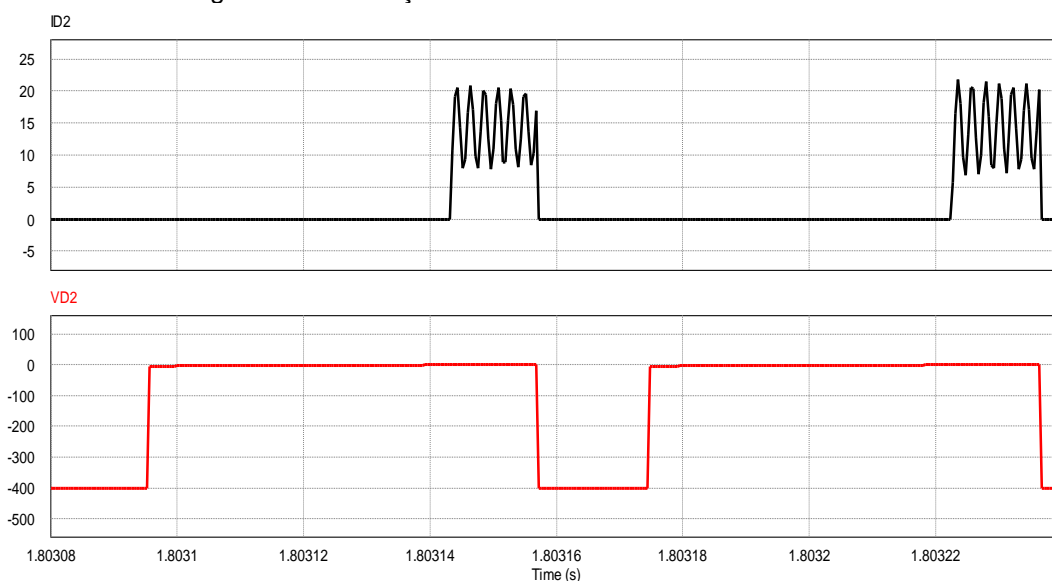
Figura 3.18- Esforços de corrente e tensão no interruptor SW



Fonte: Autor

Na figura 3.18 é possível observar que o esforço de tensão sobre o interruptor de potência é de 400 V conforme calculado em (3.88). A corrente processada mantém suas características assim como no primeiro caso analisado.

Figura 3.19- Esforços de corrente e tensão no diodo D2

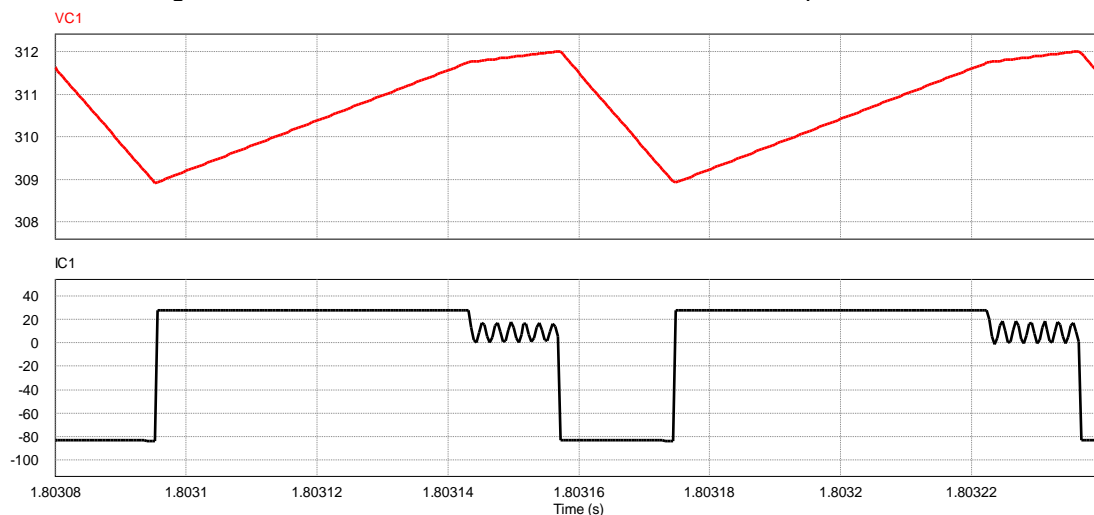


Fonte: Autor

Na figura 3.19 observa-se que o diodo D2 só começa a conduzir após o capacitor da rede de impedância atingir um nível de tensão que o polarize de forma direta. O esforço de tensão é 400 V conforme o cálculo em (3.88). A corrente que

circula no diodo nesse momento, apresenta a mesma característica de ressonância do caso anterior.

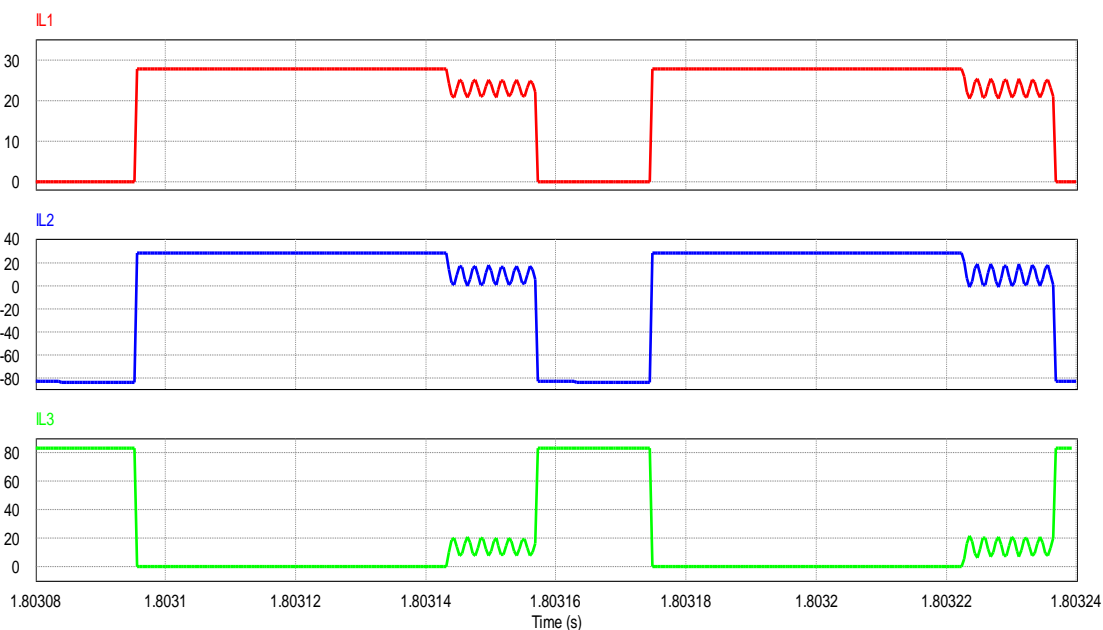
Figura 3.20- Forma de onda de tensão e corrente no capacitor C1



Fonte: Autor

A figura 3.20 mostra as formas de onda de tensão e de corrente pelo capacitor C1. A tensão mínima, máxima e média são respectivamente 308,9 V, 312 V e 310,6 V. O nível de tensão no capacitor C1 que faz com que o diodo D2 fique polarizado diretamente e entre em condução, é de 311,7 V.

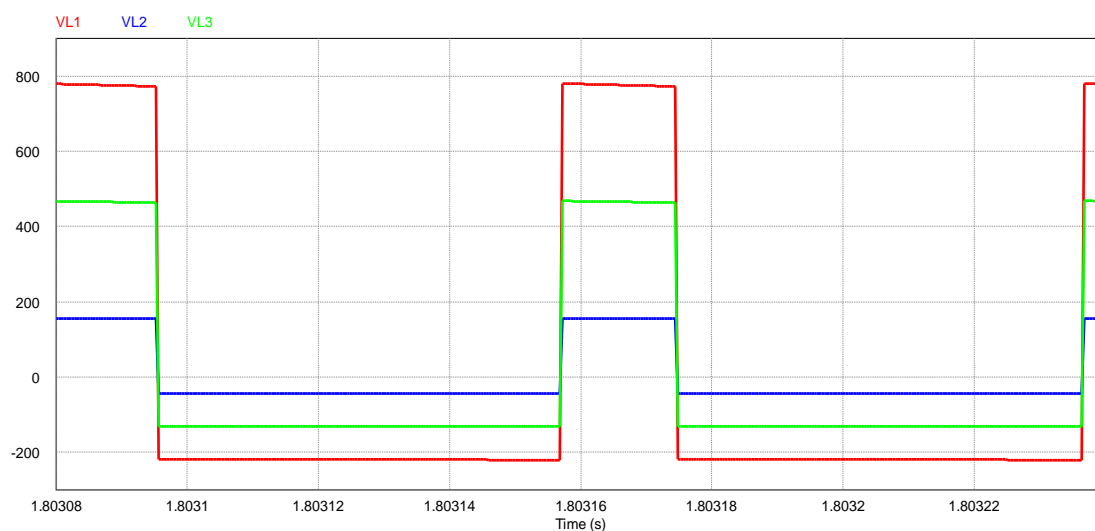
Figura 3.21- Forma de onda de tensão e corrente no transformador



Fonte: Autor

A figura 3.21 mostra as formas de onda de corrente sobre os enrolamentos L1, L2 L3. As correntes máxima, média e de *ripple* que circulam nos enrolamentos para essa situação são iguais às do caso anterior.

Figura 3.22- Forma de onda de tensão e corrente no transformador



Fonte: Autor

A figura 3.22 mostra as formas de onda de tensão nos enrolamentos do transformador. As tensões em L1, L2 e L3 são respectivamente 780 V, 156 V e 468 V, conforme as relações de espiras utilizadas no caso 5:1:3.

Por fim, ainda seria possível utilizar um capacitor em paralelo com a carga com a finalidade de manutenção da ondulação de tensão no estágio de saída do conversor, associado ao diodo de potência D2, ou ainda, a um indutor de filtro de saída para manter as características operacionais da topologia com fonte de impedância (FOROUZESH and BAGHRAMIAN, 2015; SIWAKOTI et al., 2016) .

Pela simulação das duas situações com ganhos diferentes, é possível notar que para o caso em que há uma rede de impedância previamente estabelecida, e existe a necessidade de gerar ganhos de tensão diferentes, pode-se variar o ciclo de trabalho Dst para que essa tensão seja atingida quando se utiliza a relação de enrolamentos K fixa. Todavia, quando existe uma relação de enrolamentos elevada o esforço de tensão sobre o diodo de entrada varia em $(K - 1)$ vezes em função da tensão de saída desejada do conversor, sendo, portanto, a situação mais crítica nessa operação.

3.2 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo foi apresentada a rede de impedância fonte-Y sendo realizada uma exploração das características operacionais dessa rede de impedância funcionando como conversor CC-CC elevador de tensão. Análises em valores médios na situação de regime permanente considerando as relações de espiras dos indutores magneticamente acoplados foram realizadas para obtenção de expressões em função dessas relações para a estimação do ganho estático de tensão e dos esforços sobre os interruptores e diodos presentes no conversor.

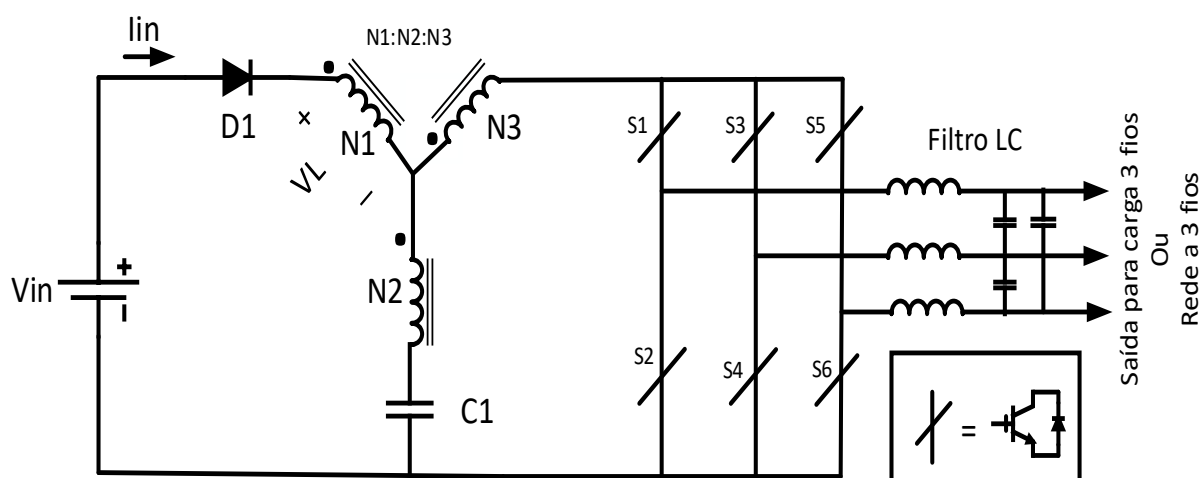
As curvas de esforço sobre o diodo de entrada e sobre o interruptor de potência SW e diodo de saída D2 foram plotadas para efeito comparativo de esforços. Em posse das características dinâmicas de funcionamento da rede de impedância fonte-Y, foram levantadas as etapas de funcionamento do conversor, bem como as características de cada uma dessas etapas, levando em consideração um equacionamento das variáveis de estado, para descrever a evolução das correntes e das tensões nos indutores, capacitores e os esforços de tensão e de corrente sobre o interruptor de potência e os diodos do conversor no tempo.

Em seguida foi elaborada uma simulação no ambiente PSIM para dois casos, com diferentes ganhos de tensão para se observar a evolução das formas de onda obtidas de corrente e de tensão para cada um dos elementos da rede de impedância, e também para verificar os esforços sobre os diodos e interruptor de potência. As simulações realizadas levaram em consideração que as perdas por queda de tensão e resistência série do interruptor de potência e diodos eram desprezíveis na situação avaliada, o mesmo ocorrendo com as perdas devido à resistência série dos enrolamentos e dos capacitores.

4 Inversor Fonte-Y

O inversor fonte-Y consiste de uma rede de impedância em forma de Y, (com a mesma topologia de rede de impedância vista no conversor CC-CC elevador) no lado da entrada, uma ponte inversora para 3 fases e um filtro no estágio de saída. A rede de impedância fonte-Y na sua formulação elementar consiste num diodo passivo D1, um capacitor C1, e um transformador de três enrolamentos (N1, N2, N3) para a introdução de um elevado ganho com a redução da razão de trabalho. Na operação como inversor, não há mais a necessidade de utilização do diodo D2, pois a transferência de energia será contínua, o que não ocorria na operação CC-CC. À medida que o transformador é conectado diretamente à ponte inversora e D1, seu acoplamento deve ser ótimo para minimizar indutâncias de dispersão vista em seus enrolamentos. Isso pode ser feito seguindo o estilo de enrolamento associado com uma bobina bifilar (YAM et al., 2015). A figura 4.1 mostra a topologia proposta em (YAM et al., 2014) para três fios.

Figura 4.1 – Topologia proposta do inversor fonte-Y



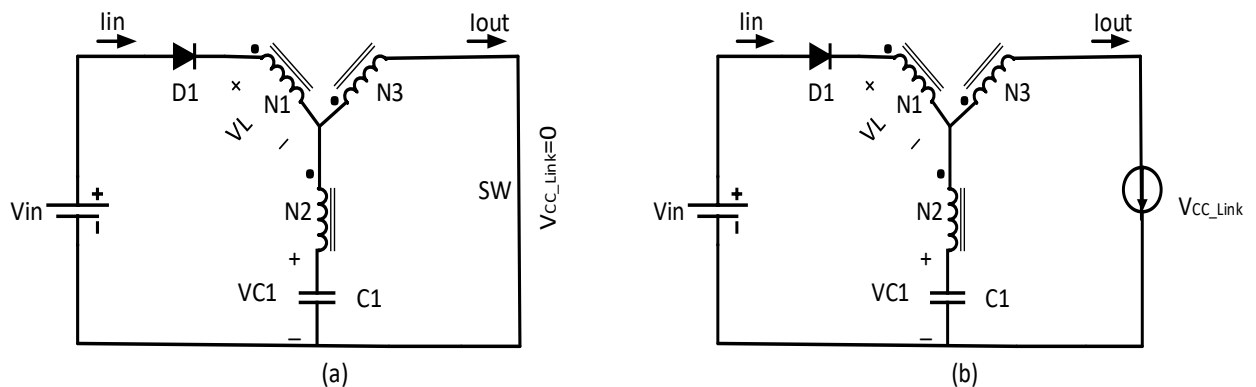
Fonte: Autor

A saída do inversor pode ser conectada a uma carga isolada ou à rede elétrica, sendo utilizados diferentes sistemas de controle, para cada caso. Esse trabalho aborda o comportamento do inversor acionando uma carga isolada devido à menor complexidade do sistema facilitando a visualização dos fenômenos relacionados ao comportamento do inversor fonte-Y.

Como qualquer outro inversor fonte de impedância, o inversor fonte-Y tem um *shoot-through* de estado zero e estado *non-shoot through* adicional, que consistem em seis estados ativos e um estado zero. O estado de *shoot-through* pode ser alcançado por curto-circuito de ambos os dispositivos de comutação superior e inferior em quaisquer braços do inversor. A figura 4.2 (a) mostra o circuito equivalente em estado de *shoot-through*, em que as equações que descrevem os comportamentos dos componentes para esse estado são equivalentes às descritas em (3.2) e (3.4).

Por outro lado, durante qualquer estado *non-shoot through* de intervalo $(1 - D_{st}).T$, o diodo D1 estará conduzindo e a ponte inversora é modelada como uma fonte de corrente equivalente, como mostrado na figura 4.2 (b). As expressões que descrevem o comportamento dos componentes do circuito para essa etapa são equivalentes a (3.6) e (3.8).

Figura 4.2 – Circuito equivalente do inversor fonte-Y durante (a) shoot-through e (b) non-shoot through



Fonte: Autor

Referindo-se à tensão CC sobre a ponte inversora $v_{CC-Link}$, seu valor de pico $\hat{v}_{CC-Link}$ durante os estados *non-shoot through*, pode ser descrito como (4.6), em que a elevação de tensão da rede $B = \hat{v}_{CC-Link}/V_{in}$ pode ser determinada em termos do fator de enrolamento do transformador K definido como: $K = \frac{N3+N1}{N3-N2}$.

$$\hat{v}_{CC-Link} = V_{in} \left(\frac{1}{1 - \frac{(N1+N3).D_{st}}{(N3-N2)}} \right) = \left(\frac{V_{in}}{1 - K D_{st}} \right) = B \cdot V_{in} \quad (4.6)$$

Em que o fator Boost B é demonstrado em (4.7).

$$B = \left(\frac{1}{1-KDst} \right) = \frac{\hat{v}_{CC-Link}}{V_{in}}; \quad (4.7)$$

A tensão de pico por fase na saída do inversor fonte-Y pode ser descrita pela equação (4.8) conforme (YAM et al., 2014).

$$\hat{v}_{an} = \frac{M.B.V_{in}}{2} = \left(\frac{1}{1-KDst} \right) \cdot \frac{M.V_{in}}{2} \quad (4.8)$$

Todas as expressões, são ideais, obtidas ignorando os elementos parasitas. Agora comparando a primeira e a quarta expressão da tabela 4.2, pode-se observar que o ganho do inversor fonte-Y pode ser maior que o do inversor fonte-Z se as inequações $K = \frac{N3+N1}{N3-N2} > 2$ e $N1 - N2 > 0$ forem satisfeitas. Essas inequações traduzem as necessidades de projeto dos enrolamentos estabelecidas em (3.14) e (3.15) para o inversor fonte-Y quando comparado com o tradicional inversor fonte-Z.

Além disso, estabelecendo o denominador (4.7) maior do que zero, a faixa de variação para o Dst do inversor fonte-Y pode ser estabelecida como em (3.16) para operação como inversor. Essa faixa de operação é certamente mais estreita que $0 \leq Dst \leq 0,5$ do tradicional inversor fonte-Z, se forem respeitadas as condições de (3.14) e (3.15).

4.1 Aplicação da estratégia de modulação Constant Boost Control no inversor fonte-Y

Assim como estabelecido em (PENG, 2003) e (ELLABBAN et al., 2011), várias estratégias de modulação foram criadas a partir do momento em que se começou a utilizar inversores baseados em redes de impedância, a fim de gerar o estado de curto-circuito entre os interruptores superiores e inferiores de cada braço do inversor denominado de *shoot-through*, que não existia nas estratégias até então difundidas. Uma revisão das principais estratégias de modulação para inversores fonte de impedância foi apresentada no capítulo 2 deste trabalho, mostrando a evolução de cada uma dessas técnicas, e os benefícios gerados.

A técnica de modulação adotada para este trabalho foi baseada na modulação *Constant Boost Control* apresentada em (MIAOSEN et al., 2006). Essa técnica, além

de possibilitar trabalhar com índice de modulação superior a 1, sem distorção da forma de onda de tensão de saída do inversor, possibilita operar com um dos mais baixos índices de esforços sobre os interruptores. A razão de *shoot-through*, estabelecida neste trabalho como D_{ST} é obtida em função do índice de modulação conforme mostrado em (MARTINS et al., 2016).

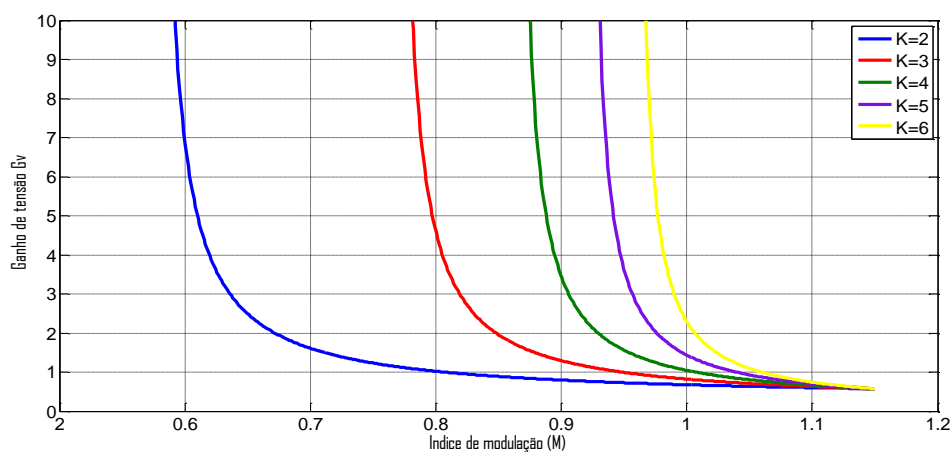
$$D_{ST} = \frac{T_0}{T} = 1 - \frac{\sqrt{3}M}{2} \quad (4.9)$$

O índice de modulação correspondente ao estabelecido em (MIAOSEN et al., 2006), pode ser obtido a partir da equação (4.9), sendo dado pela equação (4.10):

$$M = 1,15(1 - D_{ST}) \quad (4.10)$$

A partir de (4.10) portanto, é possível verificar que ao reduzir a gama de *shoot-through*, o índice de modulação pode ser estendido para atingir menor estresse nos dispositivos e melhorar o espectro de tensão. Isso significa que maior elevação de tensão pode ser alcançada em um menor ciclo de trabalho de *shoot-through*, e com alto índice de modulação simultaneamente. Para ilustrar melhor como varia o ganho de tensão do inversor fonte-Y, de acordo com diferentes fatores de enrolamento K e ciclo de trabalho *shoot-through* D_{ST} , utilizando a estratégia de controle apresentada em (MIAOSEN et al., 2006), a figura 4.3 pode ser plotada, utilizando (4.8), em que a curva que corresponde a $K = 2$ também representa o ganho de tensão do inversor tradicional fonte-Z.

Figura 4.3 – Ganho de tensão teórico ($G_v=MB$) do inversor fonte-Y obtidos com diferentes ciclos de trabalho D_{ST} e fator de espiras K



Fonte: Autor

As curvas mostram claramente que o inversor fonte-Y pode produzir o ganho desejado com muitas combinações diferentes de K e Dst. Além de K e Dst, as relações de enrolamento do transformador também podem ser flexivelmente escolhidas, desde que essas gerem um valor de K especificado, enquanto ainda satisfizerem as restrições de projeto. Para ilustrar isso, na Tabela 4.1 pode-se observar que, para cada valor K escolhido, para um certo ganho Gv, e para uma faixa de variação de Dst com um determinado índice de modulação M, há mais de uma combinação de relações de enrolamento (N1: N2: N3) para escolher.

Tabela 4.1– Ganho do inversor fonte-Y para diferentes fatores de enrolamento (K) e relação de enrolamentos (N1:N2:N3)

$K = \frac{N3 + N1}{N3 - N2}$	$0 < D_{ST} \leq D_{ST,max}$	Ganho de tensão: $G_v = \hat{v}_{an} / v_{in}$	N1: N2: N3
2	$0 < d_{ST} \leq 1/2$	$0,5 \cdot M \cdot (1 - 2 \cdot D_{ST})^{-1}$	1:1:3, 2:1:4, 1:2:5, 3:1:5, 4:1:6, 1:3:7
3	$0 < d_{ST} \leq 1/3$	$0,5 \cdot M \cdot (1 - 3 \cdot D_{ST})^{-1}$	1:1:2, 3:1:3, 2:2:4, 1:3:5, 4:2:5
4	$0 < d_{ST} \leq 1/4$	$0,5 \cdot M \cdot (1 - 4 \cdot D_{ST})^{-1}$	2:1:2, 1:2:3, 5:1:3, 4:2:4, 8:1:4
5	$0 < d_{ST} \leq 1/5$	$0,5 \cdot M \cdot (1 - 5 \cdot D_{ST})^{-1}$	3:1:2, 2:2:3, 1:3:4, 7:1:3, 6:2:4
6	$0 < d_{ST} \leq 1/6$	$0,5 \cdot M \cdot (1 - 6 \cdot D_{ST})^{-1}$	4:1:2, 3:2:3, 2:3:4, 1:4:5, 9:1:3

Fonte: SIWAKOTI, Yam P

Conforme mostrado em (3.19) o ganho produzido pela rede fonte-Y (YAM et al., 2015) é uma combinação dos ganhos esperados a partir dos inversores: fonte-T ou trans-fonte-Z (QIAN et al., 2011) e fonte- Γ (BLAABJERG et al., 2013). Isso ou cria um ganho maior, ou permite que as vantagens das outras redes possam ser flexivelmente mescladas a esse inversor. Esse último pode ser útil quando os inversores estão sujeitos à restrições de tamanho e disponibilidade no que se refere a escolha do núcleo magnético, fio dos enrolamentos e método de acoplamento para cada enrolamento do transformador. O objetivo é sempre maximizar o acoplamento, e, portanto, minimizar a dispersão, que se não for assegurada, levará a uma maior

tensão de comutação, além de uma redução do ganho do inversor. A tabela 4.2 mostra a relação entre o valor de pico da tensão de linha na saída do inversor e a tensão da fonte CC, em função do índice de modulação M , do ciclo de trabalho Dst além das relações de espiras para os inversores que utilizam transformadores na rede de impedância.

Tabela 4.2– Comparativo do ganho de tensão entre topologias baseadas em fonte de impedância

Rede de Impedância	Ganho de tensão $G_v = \hat{V}_{an} / V_{in}$
Fonte-Z e Quase-Fonte-Z	$0,5 \cdot M \cdot (1 - 2 \cdot Dst)^{-1}$
Trans e Trans-quase – Fonte-Z	$0,5 \cdot M \cdot (1 - (1 + n_{13}) \cdot Dst)^{-1}$
Fonte – ΓZ	$0,5 \cdot M \cdot \left(1 - \left(1 + \frac{1}{n_{32} - 1}\right) \cdot Dst\right)^{-1}$
Fonte-Y	$0,5 \cdot M \cdot \left(1 - \frac{(1 + n_{13}) \cdot Dst}{(1 - n_{23})}\right)^{-1}$

Fonte: SIWAKOTI, Yam P

4.2 Comparativo entre Inversores fonte de impedância com transformador

Os inversores fonte de impedância com acoplamento magnético, surgiram de forma a minimizar os componentes das redes de impedância tradicional, minimizar os esforços de tensão e/ou corrente sobre os interruptores ativos e passivos, além de trazerem uma enorme contribuição na elevação de tensão dos inversores tipo fonte de impedância. As primeiras ideias surgiram buscando observar os efeitos do acoplamento magnético nesses tipos de inversores, conforme (VINNIKOV; ROASTO, 2011). Em seguida surgiram outras propostas que buscavam aproveitar as relações de espiras desses transformadores acoplados na rede de impedância para trazer benefícios aos inversores.

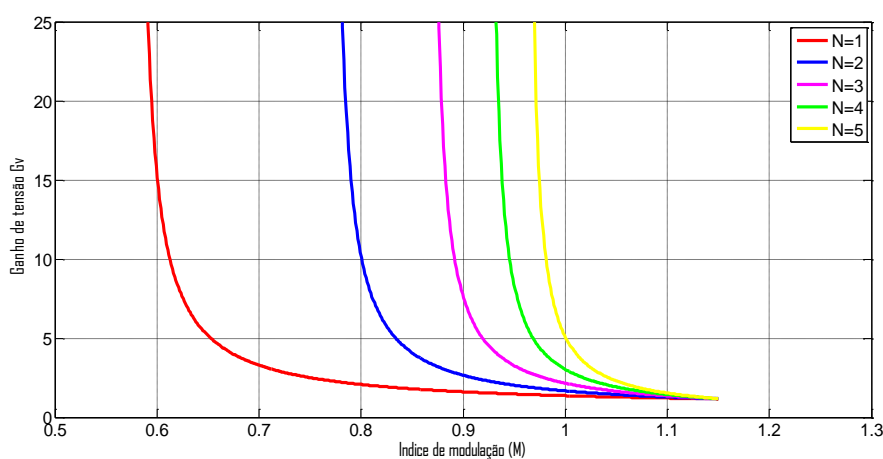
A primeira topologia de inversor que trouxe de fato os benefícios do inversor fonte de impedância com acoplamento magnético, foi o inversor Trans-quase-fonte-Z. Esse inversor cuja topologia foi introduzida no capítulo 2 deste trabalho, traz características que não eram possíveis de se obter, naqueles cujos elementos

indutivos não eram acoplados e dificilmente apresentavam características idênticas necessárias, para o melhor rendimento desses inversores.

A partir do momento que um transformador é utilizado na rede de impedância, um dos capacitores, por exemplo, C2, pode ser removido do circuito. Além disso, a tensão no indutor L2 pode ser alterada de forma proporcional a tensão no indutor L1 pela mudança na relação de espiras entre esses ($n = N_2/N_1$).

À medida que a tensão associada com um dos capacitores deixa de existir, os dois enrolamentos, até certo ponto, se comportam mais como um transformador de retorno (*flyback*) do que indutores originalmente acoplados, exceto pelo fluxo de corrente nas bobinas em certos estados de operação. Se a relação de espiras for acima de 1, o ganho *Boost* de tensão no link CC do inversor trans-quase-fonte-Z pode ser maior dado o mesmo índice de modulação M. Em outras palavras, é preciso uma relação de trabalho de *shoot-through* menor, por consequência, um índice de modulação maior, para produzir a mesma tensão eficaz de saída que os tradicionais inversores sem acoplamento produzem. O ganho de tensão com relação ao índice de modulação para o inversor trans-quase-fonte-Z alimentado por tensão com 4 relações de espiras diferente é mostrado na figura 4.4.

Figura 4.4 – Ganho de tensão teórico ($G_v=MB$) do inversor trans-quase-fonte-Z



Fonte: Autor

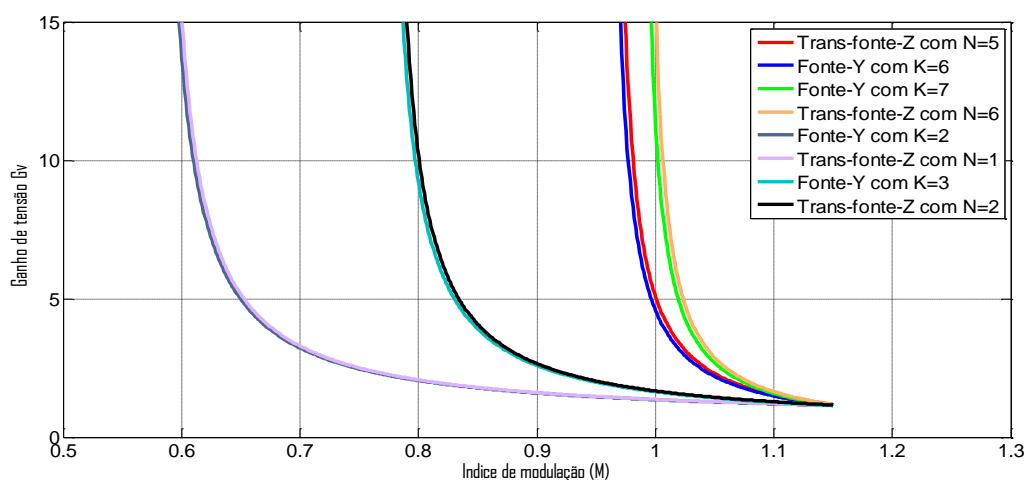
Essa topologia possibilita trabalhar com índices de modulação maiores assim como no inversor fonte-Y, de forma que possibilita variar uma relação de espiras para reduzir o ciclo de trabalho. Além disso menor esforço de tensão e de corrente pode ser observado nos interruptores ativos e passivos do inversor.

A figura 4.5 mostra um comparativo entre os ganhos para o inversor trans-fonte-Z e inversor fonte-Y. Pode-se notar que ambas atingem elevados ganhos com

pequenos ciclos de trabalho, aumentando o índice de modulação e a relação de enrolamentos no fonte-Y e razão de espiras no inversor trans-quase-fonte-Z. Todavia, embora o inversor trans-quase-fonte-Z apresente aparentemente as mesmas características do inversor fonte-Y, não ocorre dessa forma quando se parte para implementação prática.

Para elevados ganhos de tensão é necessária uma razão de espiras muito elevada o que pode inviabilizar o projeto por se tratar de apenas duas espiras no inversor trans-quase-fonte-Z, sendo que esse inversor é utilizado para ganhos de tensão menores que os ganhos do fonte-Y. Outra característica é a flexibilidade que o inversor fonte-Y apresenta para elevação de tensão por trabalhar com três enrolamentos, o que possibilita várias combinações mesmo que não haja *Tap's* nos enrolamentos. Por fim uma vantagem da topologia trans-fonte-Z sobre a topologia fonte-Y, é que nessa topologia, há um capacitor a menos, tornando esse inversor mais barato que o inversor fonte-Y.

Figura 4.5 – Ganho de tensão teórico ($G_v=MB$) do inversor trans-quase-fonte-Z



Fonte: Autor

É possível observar também pela figura 4.5, que conforme se aumenta a relação de enrolamentos para o inversor fonte-Y e a razão de espiras para o inversor trans-fonte-Z respectivamente, as curvas do inversor trans-fonte-z começam a se tornar muito inclinadas, trazendo uma complexidade maior para o projeto do controle dessa topologia, sendo que um pequeno acréscimo de *shoot-through* gera uma elevada variação do ganho de tensão do inversor. No inversor fonte-Y esse problema também ocorre, porém não é tão crítico com o aumento da relação de enrolamentos, como ocorre no inversor trans-fonte-Z.

4.3 Análise computacional do Inversor fonte-Y

Foram realizadas simulações no ambiente PSIM para o inversor fonte-Y com a mesma configuração de rede de impedância empregada no capítulo 3 para operação como conversor CC-CC, porém, agora com a finalidade de operação como conversor CC-CA.

Nessas simulações o inversor fonte-Y foi alimentado por uma associação de painéis solares, gerando um nível de tensão CC de 48 V fornecendo 1,5 kW de potência no estágio de entrada. A carga de saída do inversor é modelada como resistiva em conexão estrela não aterrada (sem neutro), tensão eficaz por fase de 127 V e potência de 500 W/fase. Foi projetado um filtro do tipo LC com indutância 0,5 mH e capacitância 10 uF acoplado na saída do inversor. Adicionalmente, o conversor opera com regulação no modo tensão, considerando a realimentação negativa do erro do valor eficaz da componente fundamental da tensão de linha de uma das fases em um compensador PI dimensionado pelo método de Ziegler Nichols, com os ganhos configurados em $K_p=0.0001$ e $K_I=0.01$, com erro máximo limitado entre 0 e 1,15 baseado na equação (4.10).

Sabendo-se que o índice de modulação máximo é de 0,57 e considerando $K=2$ na primeira análise, seguindo (4.8) e (4.10) é possível estabelecer a tensão eficaz na saída do inversor " \dot{V}_{an} " e a razão de *shoot-through* máxima " $D_{ST,max}$ " para essa operação.

$$M_{max} = 1,15(1 - D_{ST,max}) \Rightarrow D_{ST,max} = 1 - \frac{M_{max}}{1,15} = 1 - \frac{0,57}{1,15} = 0,496 \quad (4.11)$$

$$\hat{v}_{an} = \left(\frac{1}{1 - KD_{ST}} \right) \cdot \frac{M \cdot V_{in}}{2} = \left(\frac{1}{1 - 2 \cdot 0,4846} \right) \cdot \frac{0,23 \cdot 48}{2} = 179,22 \text{ V} \quad (4.12)$$

$$\dot{V}_{an} = \frac{\hat{v}_{an}}{\sqrt{2}} = \frac{179,22}{\sqrt{2}} = 127 \text{ V} \quad (4.13)$$

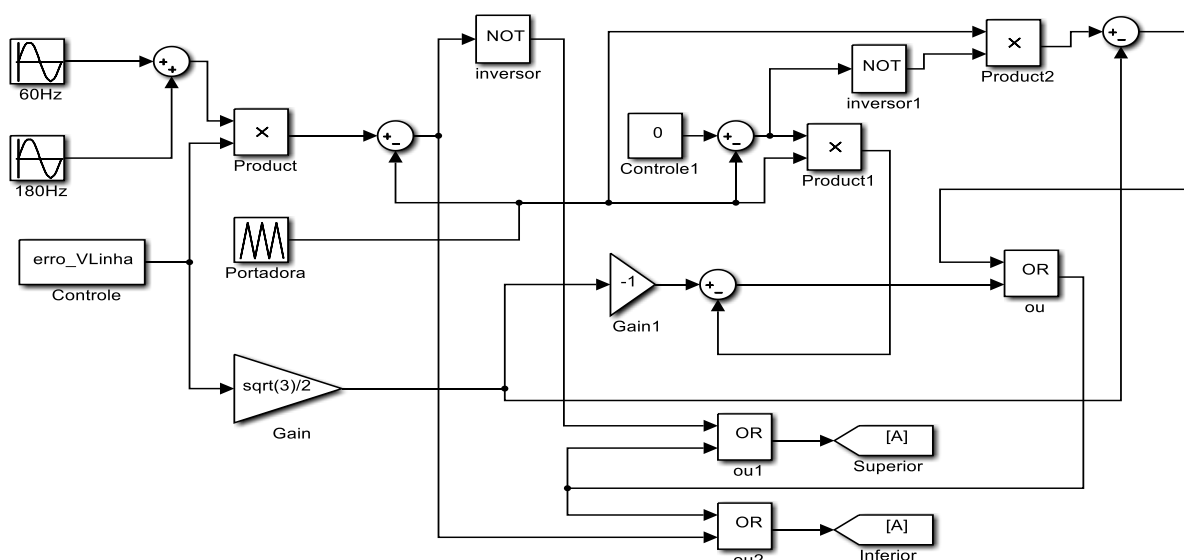
Os esforços de tensão sobre o diodo D1 e sobre o interruptor SW podem ser estimados à partir de (3.72) e (3.73), conforme (4.14) e (4.15).

$$\hat{v}_{SW} = \left(\frac{\hat{v}_{in}}{1-KD_{st}} \right) = \left(\frac{48}{1-2.0,4846} \right) = 1558 V \quad (4.14)$$

$$\hat{v}_{D1} = \left(\frac{(K-1)\hat{v}_{in}}{1-KD_{st}} \right) = \left(\frac{(2-1).48}{1-2.0,4846} \right) = 1558 V \quad (4.15)$$

A figura 4.6 mostra o diagrama esquemático responsável pelo sistema de controle de modulação para uma das fases, sendo a lógica replicada para a obtenção dos sinais lógicos de comando para as demais fases. É utilizada uma portadora triangular configurada para representar uma forma de onda simétrica com amplitude de -1 a +1 em uma frequência de 12.6 kHz, equivalente a 210 vezes a frequência fundamental desejada na saída do inversor, ou seja, 60 Hz. Os sinais de controle, denominados também de sinais modulantes, foram implementados considerando a incorporação de componente de 3ª ordem com amplitude de 1/6 do índice de modulação “M”, sobre um sinal modulante com frequência fundamental e amplitude equivalente ao índice de modulação “M”. Os sinais lógicos de controle dos interruptores superior e inferior de cada braço, são obtidos considerando a correlação entre os sinais modulantes, portadora triangular e com as constantes positiva V_p e negativa V_n , derivadas na estratégia Constant Boost Control. O erro que multiplica o índice de modulação “M”, é estabelecido pelo controle em malha fechada, que compara uma tensão de *SetPoint* com a tensão eficaz da componente fundamental de linha obtida na saída do inversor.

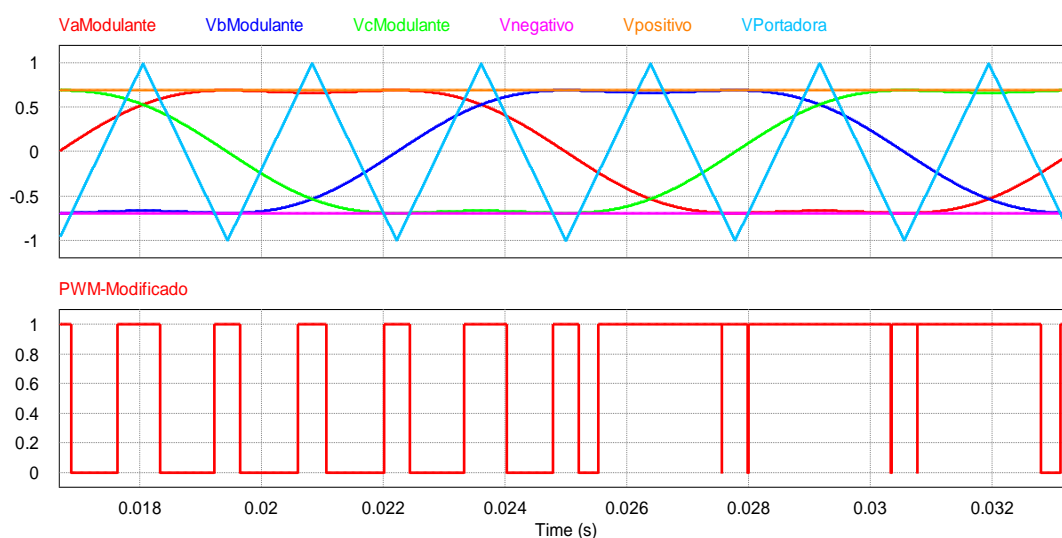
Figura 4.6 – Diagrama esquemático do arranjo de blocos lógicos relacionados com a estratégia de modulação Constant Boost Control.



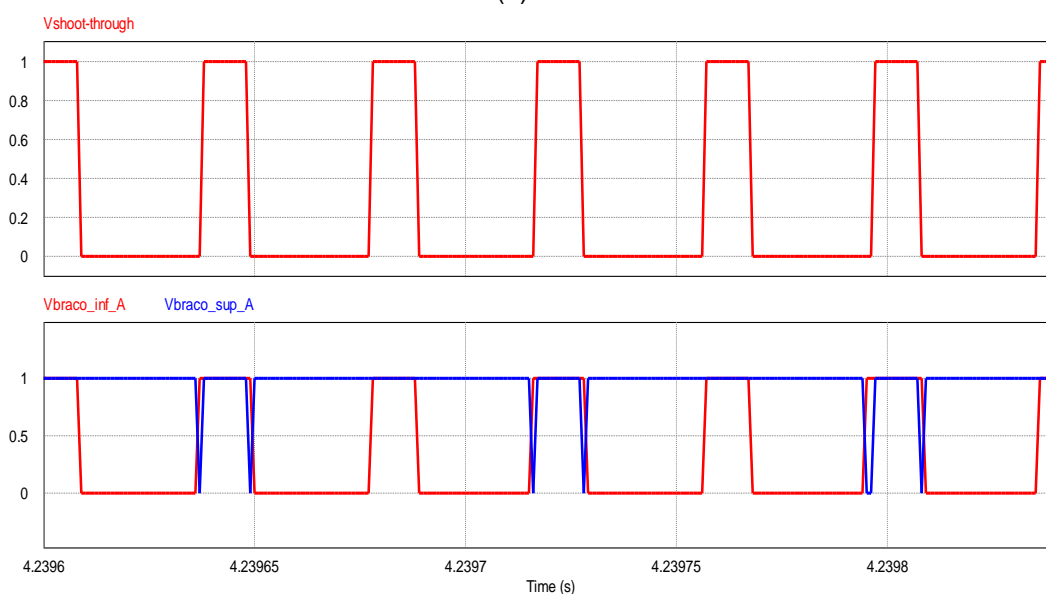
Fonte: Autor

Na figura 4.7(a) são apresentados os sinais modulantes para cada uma das três fases do inversor, sinal da portadora triangular e sinal de PWM-modificado seguindo as características de (MIAOSEN et al., 2006). Na figura 4.7(b) são mostrados os sinais lógicos de comando dos interruptores superior e inferior do braço referente à fase A, e também o sinal de *shoot-through* referente aos intervalos de tempo em que ocorre a condução conjunta dos interruptores de potência do mesmo braço.

Figura 4.7 – Constant Boost Control: (a) Sinais modulantes de cada fase, da portadora triangular e sinal de PWM modificado; (b) Sinais de controle do braço A e sinal de Shoot-through.



(a)

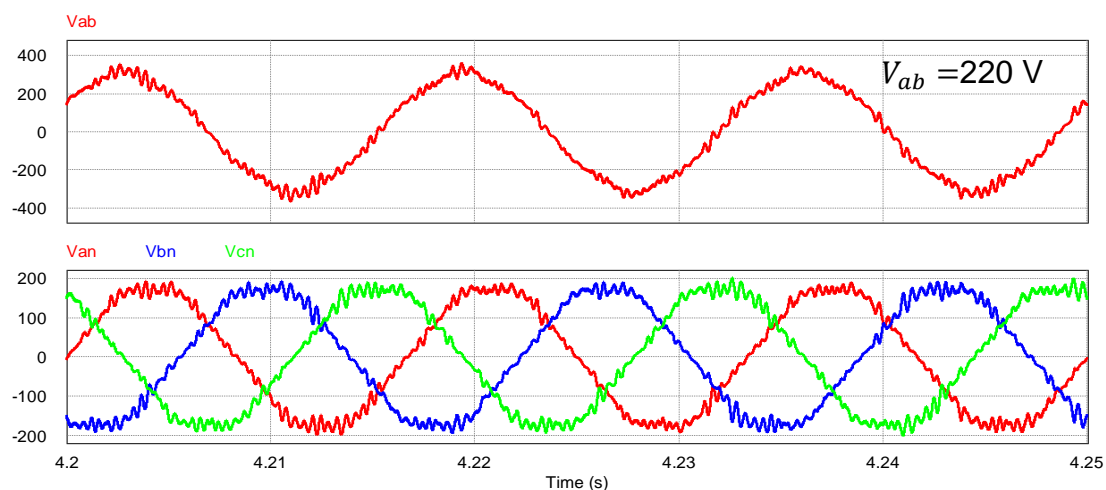


(b)

Fonte: Autor

A figura 4.8 mostra as formas de onda de tensão de fase (tensão entre saída do inversor e ponto comum da carga) na carga acoplada na saída do inversor (V_{an} , V_{bn} e V_{cn}) e a tensão de linha V_{ab} após o filtro.

Figura 4.8 – Tensões de linha e de fase na saída do inversor fonte-Y

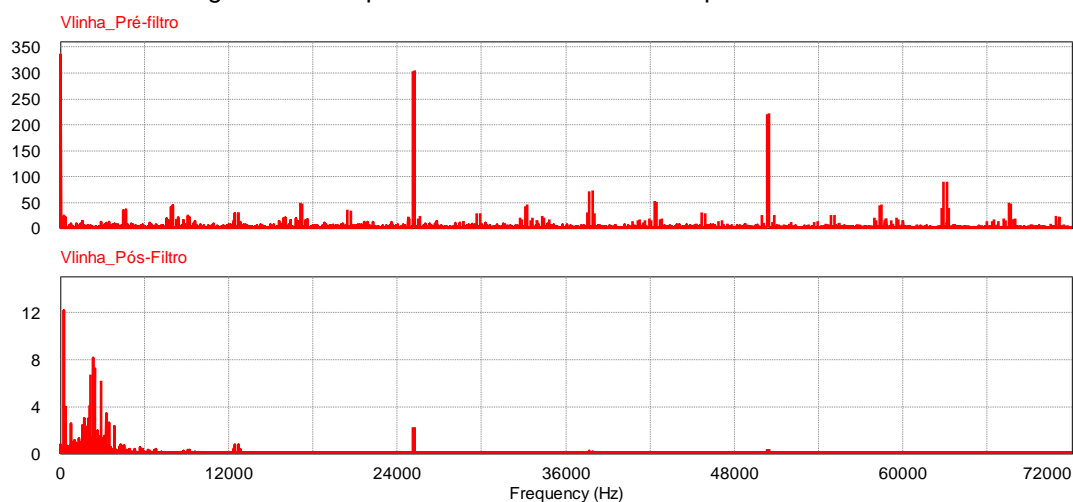


Fonte: Autor

Analisando as formas de onda de tensão, é possível observar que a tensão de linha apresenta baixo conteúdo harmônico pós-filtro, e sua componente fundamental de fase atinge valor eficaz de 127,4 V, conforme o que foi previamente calculado em (4.12) e (4.13).

Com as formas de onda de tensão de linha pré e pós filtro foi realizado o levantamento do espectro harmônico de tensão considerando a aplicação de um filtro LC na saída do inversor. As formas gráficas da taxa de distorção harmônicas estão na figura 4.9

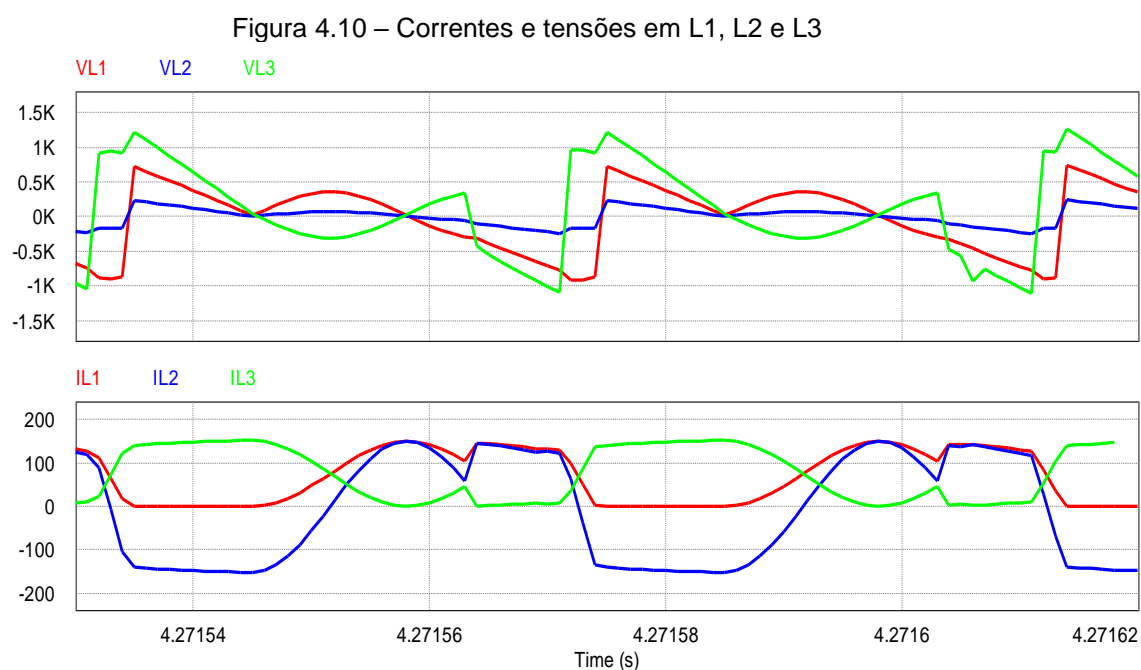
Figura 4.9 – Espectro harmônico antes e depois do filtro



Fonte: Autor

Pode-se observar que parte mais significativa das componentes harmônicas são múltiplas da frequência de chaveamento do inversor, além de suas bandas laterais. O filtro de segunda ordem é suficiente nesse caso para eliminar a maior parcela das componentes harmônicas. Pela figura 4.9 pode-se observar que o filtro LC projetado atenua de fato a maior parte dessas componentes, por se tratar de componentes de ordem mais elevadas.

A figura 4.10 mostra as formas de onda de tensão sobre cada enrolamento do transformador, bem como a corrente que circula por cada enrolamento.

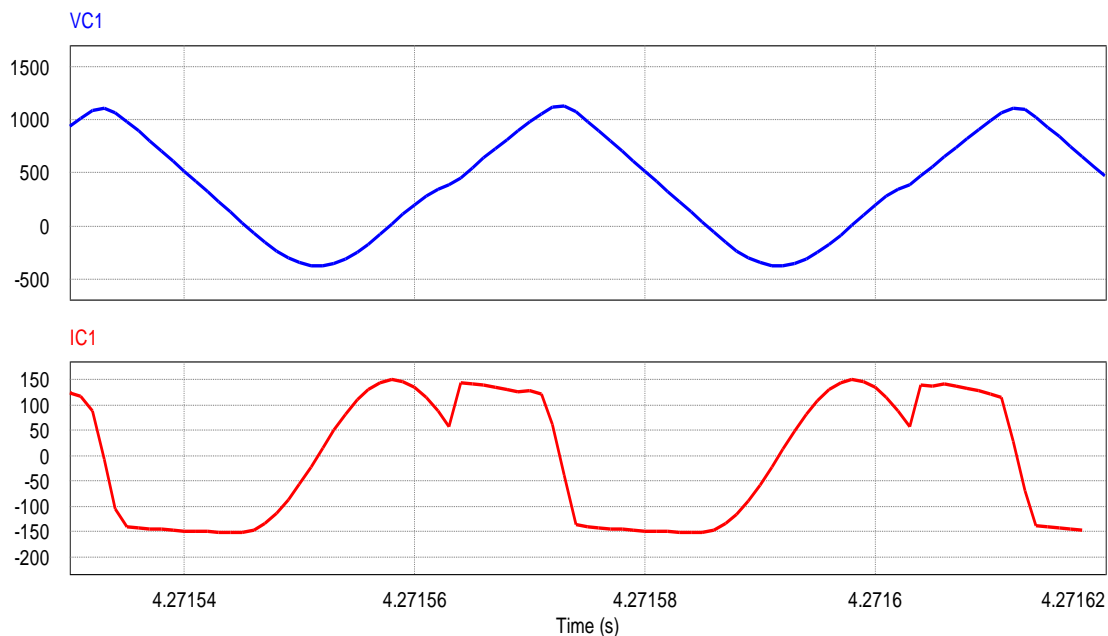


Fonte: Autor

A corrente drenada da fonte CC, é uma corrente pulsante e não contínua, assim como no conversor fonte-Y elevador de tensão. Isso faz com que a corrente processada pelo diodo de entrada D1 seja maior do que seria, se houvesse modo de condução contínua de corrente, para que o inversor entregue a mesma potência para a carga.

A figura 4.11 apresenta as curvas características de tensão e corrente sobre o capacitor C1 da rede de impedância para operação como inversor fonte-Y.

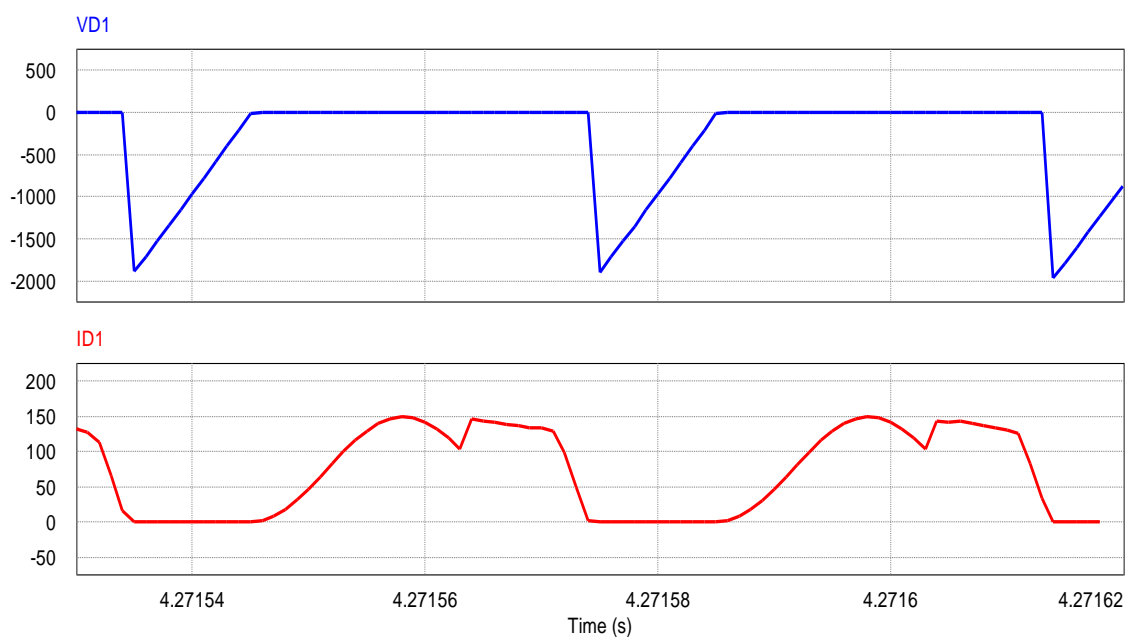
Figura 4.11 – Tensão e corrente no capacitor C1



Fonte: Autor

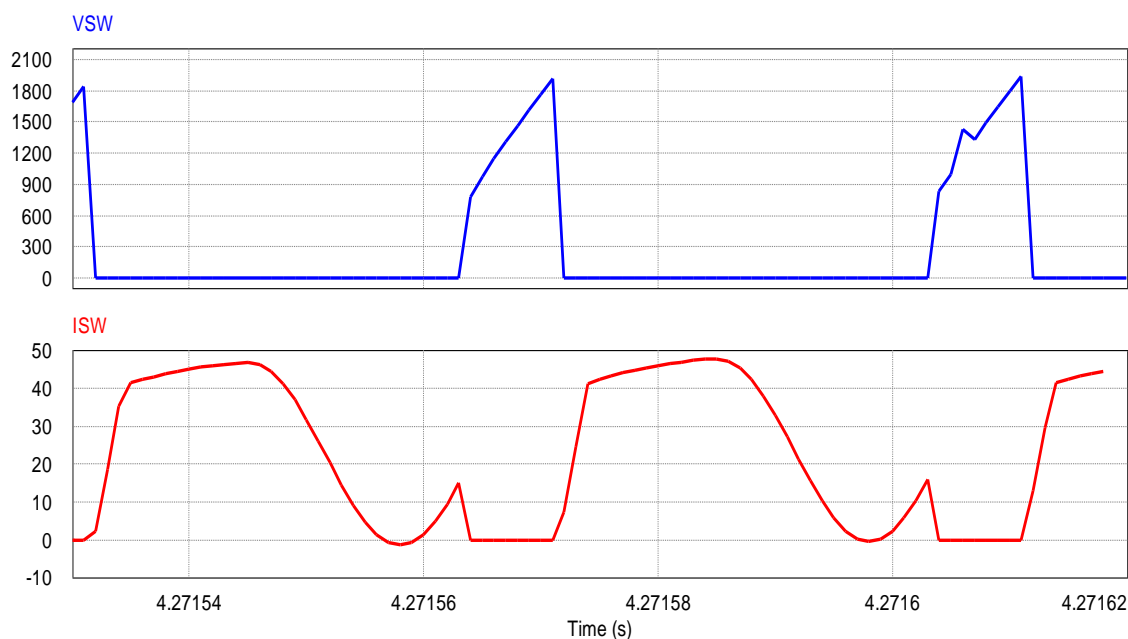
Nas figuras 4.12 e 4.13 são apresentados os esforços de tensão e de corrente sobre o diodo de entrada, e, sobre os interruptores de potência da ponte do inversor fonte-Y respectivamente, sendo que ambos apresentam esforços equivalentes aos calculados previamente em (4.14) e (4.15).

Figura 4.12 – Tensão e corrente no diodo D1



Fonte: Autor

Figura 4.13 – Tensão e corrente no interruptor SW



Fonte: Autor

Observado o comportamento do inversor para o fornecimento de 127 V eficazes de fase, com potência de 1,5 kW, para fator de enrolamento “K” igual a 2, foi proposta uma segunda análise com os mesmos níveis de tensão e de potência, contudo, trazendo uma alteração do fator de enrolamento “K”, para que então, possa-se observar as diferenças de comportamento na evolução da tensão e da corrente no tempo, em função das novas ressonâncias geradas por esta mudança, baseadas no modelo proposto no tópico 3.1.1.4, do capítulo 3 dessa dissertação. Para essa nova simulação foram mantidos os valores do filtro e o mesmo sistema de controle, mudando apenas o fator de enrolamento “K” de 2 para 4 respectivamente.

Sabendo-se que o índice de modulação máximo é de 0,87 e considerando K=4 para essa segunda análise, seguindo (4.8) e (4.10) é possível estabelecer a tensão eficaz na saída do inversor “ \hat{V}_{an} ” e a razão de *shoot-through* máxima “ $D_{ST,max}$ ” para essa operação.

$$M_{max} = 1,15(1 - D_{ST,max}) \Rightarrow D_{ST,max} = 1 - \frac{M_{max}}{1,15} = 1 - \frac{0,87}{1,15} = 0,244 \quad (4.16)$$

$$\hat{v}_{an} = \left(\frac{1}{1 - KD_{st}} \right) \cdot \frac{M \cdot V_{in}}{2} = \left(\frac{1}{1 - 4 \cdot 0,242} \right) \cdot \frac{0,24 \cdot 48}{2} = 180 \text{ V} \quad (4.17)$$

$$\hat{V}_{an} = \frac{\hat{v}_{an}}{\sqrt{2}} = \frac{180}{\sqrt{2}} = 127,27 \text{ V} \quad (4.18)$$

Os esforços de tensão sobre o diodo D1 e sobre o interruptor SW podem ser estimados a partir de (3.72) e (3.73), conforme (4.19) e (4.20).

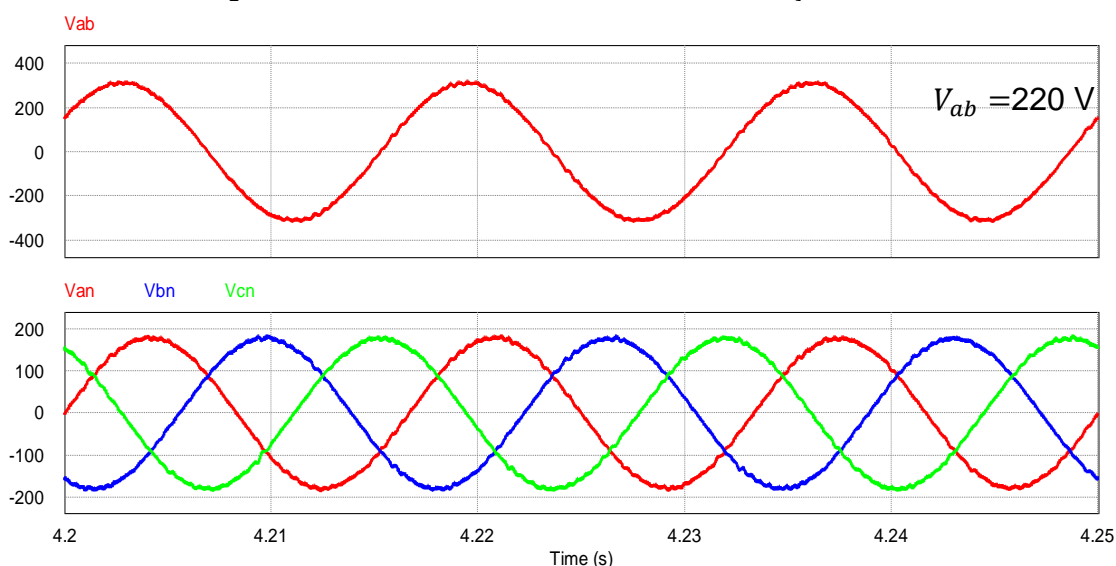
$$\hat{v}_{SW} = \left(\frac{\hat{v}_{in}}{1-KD_{st}} \right) = \left(\frac{48}{1-4,0,242} \right) = 1500 \text{ V} \quad (4.19)$$

$$\hat{v}_{D1} = \left(\frac{(K-1)\hat{v}_{in}}{1-KD_{st}} \right) = \left(\frac{(4-1).48}{1-4,0,242} \right) = 4500 \text{ V} \quad (4.20)$$

Tendo-se pré-estabelecidos os valores de índice de modulação, razão de *shoot-through*, tensão eficaz por fase e os esforços sobre o diodo D1 e interruptor de potência SW, foi realizada uma segunda simulação no ambiente PSIM para confrontar com os dados previamente calculados.

A figura 4.14 mostra as formas de onda de tensão de fase (tensão entre saída do inversor e ponto comum da carga) na carga acoplada na saída do inversor (V_{an} , V_{bn} e V_{cn}) e a tensão de linha V_{ab} após o filtro.

Figura 4.14 – Tensão de linha e índice de modulação



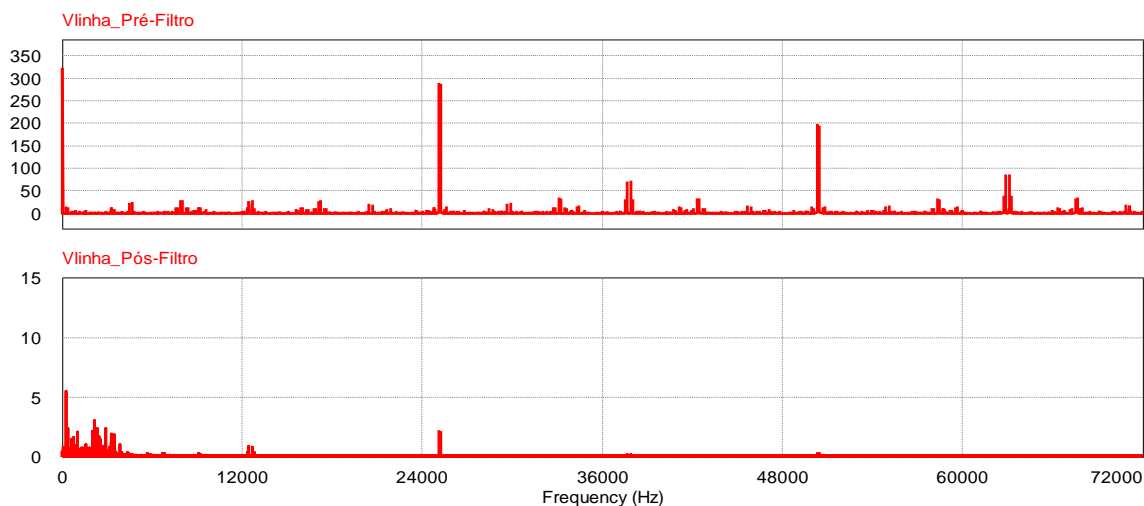
Fonte: Autor

Analisando as formas de onda de tensão, é possível observar que a tensão de linha apresenta menor conteúdo harmônico pós-filtro, e sua componente fundamental

de fase atinge valor eficaz de 127,5 V, conforme o que foi previamente calculado em (4.17) e (4.18).

Com as formas de onda de tensão de linha pré e pós filtro foi realizado o levantamento do espectro harmônico de tensão considerando a aplicação do mesmo filtro LC utilizado na primeira simulação. As formas gráficas da taxa de distorção harmônicas estão na figura 4.15.

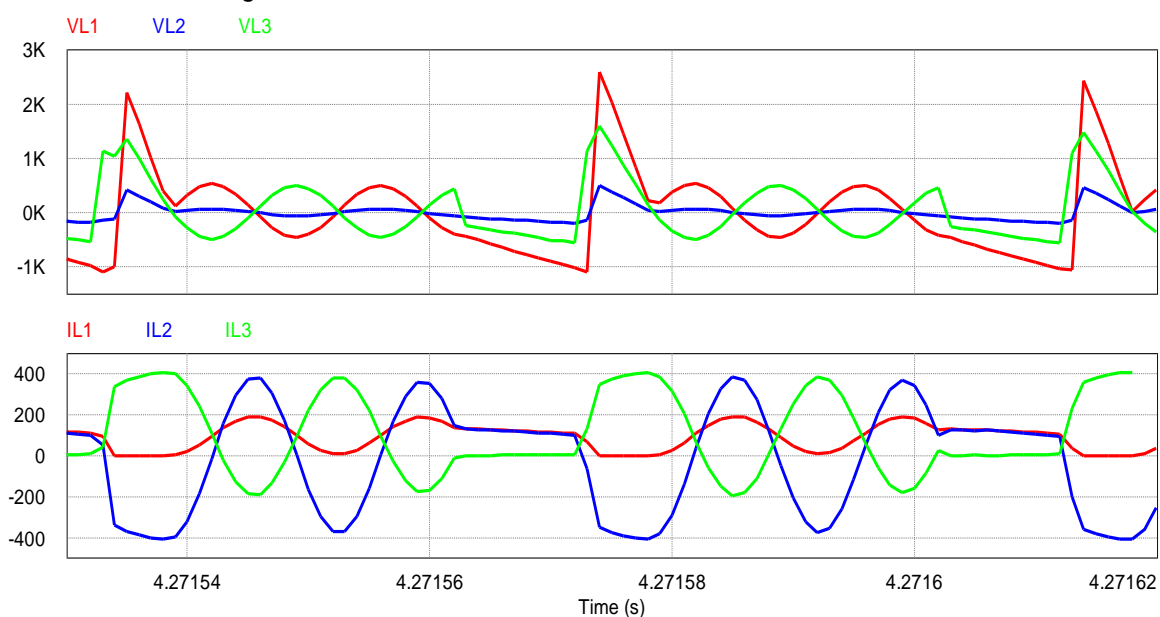
Figura 4.15 – Espectro harmônico antes e depois do filtro



Fonte: Autor

A figura 4.16 mostra as formas de onda de tensão sobre cada enrolamento do transformador, bem como a corrente que circula por cada enrolamento.

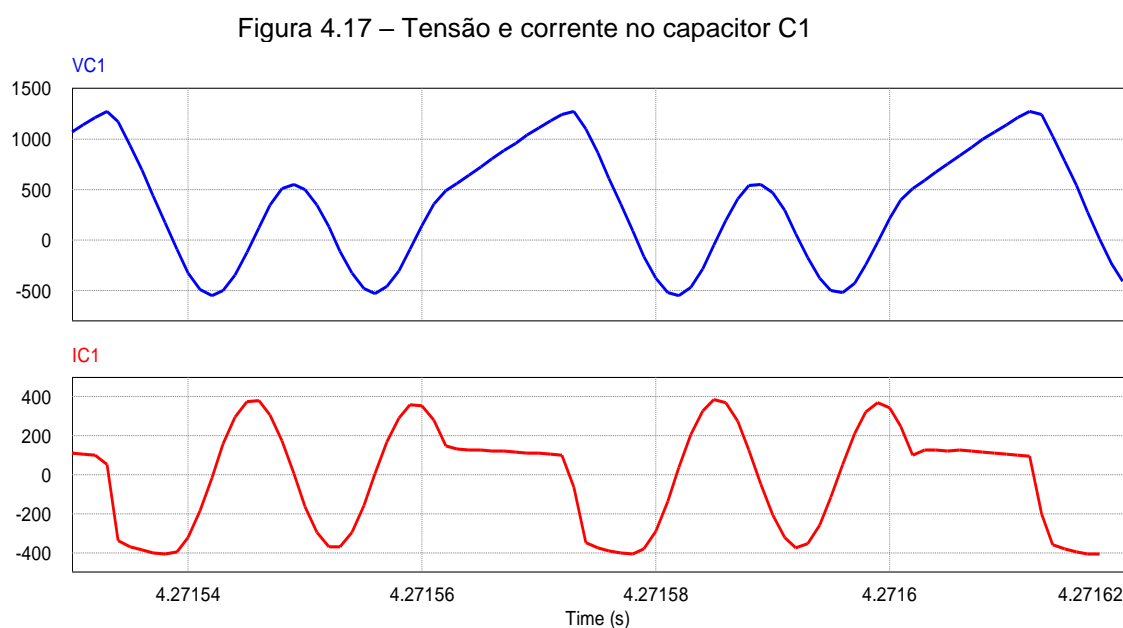
Figura 4.16 – Correntes e tensões em L1, L2 e L3



Fonte: Autor

A corrente drenada da fonte CC nesse segundo caso, ainda é uma corrente pulsante e não contínua, assim como na primeira simulação. Todavia, nessa segunda simulação o nível de corrente processada pelo diodo de entrada D1 é maior do que a processada para $K=2$, assim como a frequência de ressonância que também se torna maior, para que o inversor entregue a mesma potência requerida pela carga.

A figura 4.17 apresenta as curvas características de tensão e corrente sobre o capacitor C1 da rede de impedância para operação como inversor fonte-Y.

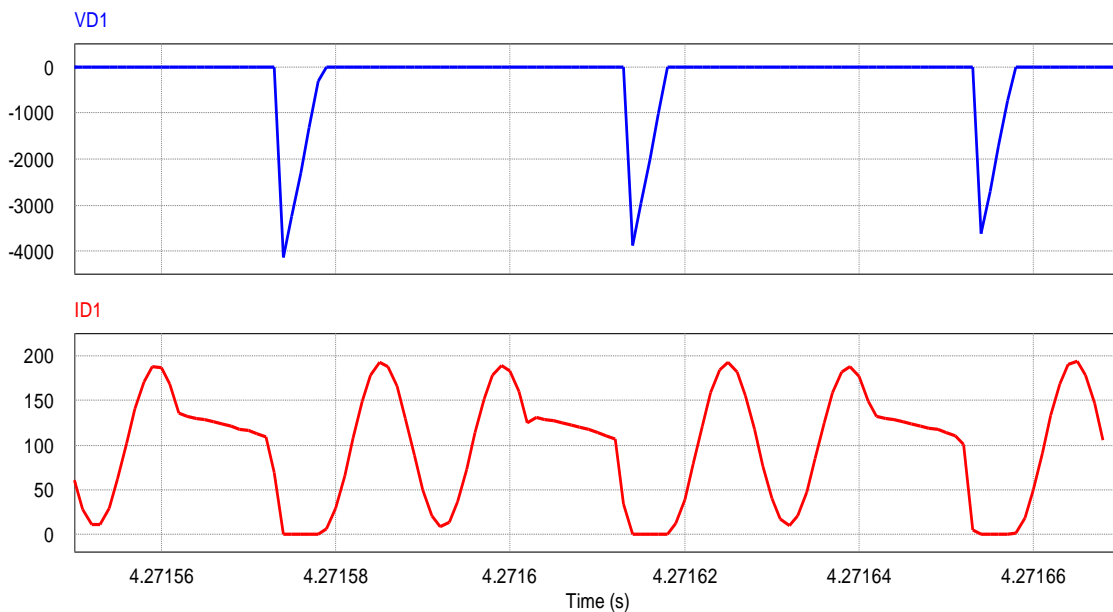


Fonte: Autor

Observa-se que a forma de onda tensão, assim como a forma de onda de corrente sobre o capacitor, sofrem alterações devido as novas relações de espiras, para obtenção de fator de enrolamentos $K=4$. A mudança no posicionamento das bobinas na rede de impedância faz com que a ressonância sobre o capacitor seja maior, e que, portanto, há um aumento do nível de corrente para que haja o fornecimento da potência requerida previamente pela carga acoplada ao inversor.

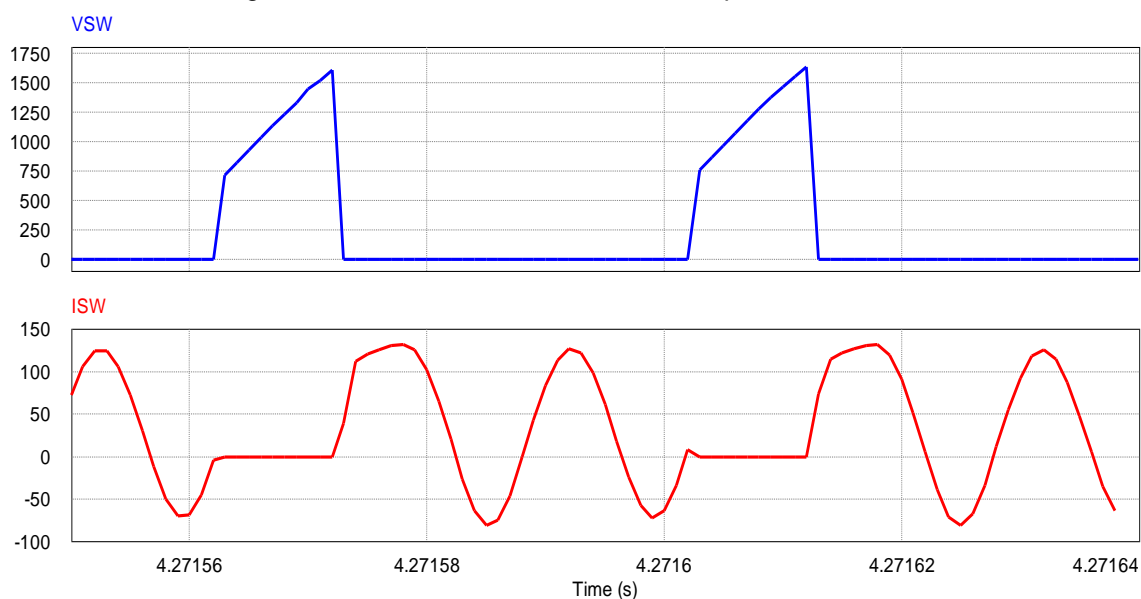
Nas figuras 4.18 e 4.19 são apresentados os esforços de tensão e de corrente sobre o diodo de entrada, e, sobre os interruptores de potência da ponte do inversor fonte-Y respectivamente, sendo que ambos apresentam esforços equivalentes aos calculados previamente em (4.19) e (4.20).

Figura 4.18 – Tensão e corrente no diodo D1



Fonte: Autor

Figura 4.19 – Tensão e corrente no interruptor SW



Fonte: Autor

Pela da figura 4.12 é possível verificar que a tensão de bloqueio que o diodo D1 é submetido no primeiro caso, atinge cerca de 1800 V de pico, com uma corrente processada no momento da condução de 150 A de pico.

No segundo caso analisado, o fator de enrolamento “K” é alterado para 4, de forma que o diodo D1 neste instante deve bloquear praticamente o triplo da tensão de bloqueio do primeiro caso. A figura 4.18 mostra que de fato o diodo D1 bloqueia uma

tensão muito mais elevada atingindo um pico de 4,51 kV e uma corrente processada na condução que atinge 200 A de pico.

Por outro lado, os interruptores de potência SW da ponte inversora bloqueavam uma tensão ligeiramente maior para o primeiro caso, como pode ser observado na figura 4.13, onde a tensão de pico atinge aproximadamente 1900 V, com uma corrente processada no momento da condução de 50 A de pico.

No segundo caso, a alteração do fator de enrolamento “K” de 2 para 4, não traz um grande impacto com relação ao nível da tensão de pico sobre os interruptores de potência da ponte inversora, que sofre ligeira redução para 1600 V, porém, a corrente de pico é praticamente o triplo da corrente de pico estimada na condução para o primeiro caso, atingindo valores próximos de 140 A de pico, conforme pode-se observar na figura 4.19.

Pelas simulações dos dois casos sugeridos, é possível também fazer uma análise comparativa com relação aos níveis obtidos com fator de enrolamento “K” igual a 2 e fator de enrolamento “K” igual a 4.

Pela figura 4.8 é possível verificar que de fato a tensão de linha atinge o valor eficaz de 220 V previamente estabelecido sem saturação do índice de modulação. O valor médio do índice de modulação M estabelecido pelo controle foi 0,23 resultando em valor eficaz da tensão de fase de 127,0 V para razão de *Shoot-through* de 0,4846 com fator de enrolamento K=2.

A taxa de distorção harmônica encontrada para a tensão de linha pré-filtro de saída do inversor utilizando K=2 é de 497,71% e a taxa de distorção harmônica pós-filtro é de 7,83%. A TDH se torna maior no inversor fonte de impedância, pois no momento em que ocorre o *Shoot-Through* não há contribuição na sintetização da forma de onda de tensão, pois a saída é curto-circuitada.

Pela figura 4.14 é possível verificar que de fato a tensão de linha atinge novamente o valor eficaz de 220 V previamente estabelecido sem saturação do índice de modulação. O valor médio do índice de modulação M estabelecido pelo controle foi 0,24 resultando em valor eficaz da tensão de fase de 127,0 V para razão de *Shoot-through* de 0,242 com fator de enrolamento K=4.

A taxa de distorção harmônica encontrada para a tensão de linha pré-filtro de saída do inversor utilizando K=4 é de 266,83% e a taxa de distorção harmônica pós-filtro é de 1,87%. Esta redução significativa na TDH, indica que as harmônicas apresentam ordens elevadas e, portanto, menor período de *shoot-through*.

Pelas figuras 4.12, 4.13, 4.18 e 4.19 é possível verificar que as relações entre tensão de bloqueio e corrente processada, que o diodo de entrada D1 e os interruptores de potência SW do inversor são submetidos, apresentam algumas correlações em função do fator de enrolamento “K”. Portanto, para cada novo aumento no fator de enrolamento, maior será os esforços de corrente e principalmente de tensão sobre o diodo de entrada D1, enquanto nos interruptores de potência SW do inversor surge uma leve redução do nível de tensão para um aumento de corrente bem mais acentuado, dado por $(K - 1)$ vezes a corrente de entrada.

Pela análise computacional pode-se comprovar o funcionamento do inversor fonte-Y, bem como as características das formas de onda que são obtidas para cada uma das etapas de funcionamento. Observa-se que o ganho pode ser obtido de forma muito flexível nessa topologia, pois há três diferentes meios para se atingir o ganho desejado.

A primeira possibilidade é variando o *shoot-through* do inversor, levando a esforços maiores nos interruptores de potência. A segunda forma seria variando as relações de espiras do transformador utilizado na rede de impedância, em detrimento de um esforço de tensão proporcional a esse aumento no diodo de entrada D1. Por fim, a terceira possibilidade é aumentando o índice de modulação, o que por vezes pode gerar o aumento da taxa de distorção harmônica na tensão de fase na saída do inversor.

Portanto, é necessário balancear essas três possibilidades de forma que interruptores e diodo de entrada, não sejam penalizados com elevados esforços de tensão, e para que a tensão de saída não apresente taxas de distorção muito elevadas, reduzindo dessa forma a necessidade filtros de ordens mais elevadas.

4.4 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo foi realizada a análise da rede fonte-Y operando como conversor CC-CA com característica de elevação de tensão, para fornecimento de um nível de tensão eficaz de saída superior ao nível CC estabelecido no estágio de entrada. Observou-se que poderiam ser aproveitadas as equações levantadas no conversor CC-CC, pois o inversor operaria de forma equivalente baseado em duas etapas características do conversor CC-CC. Uma dessas etapas ocorre quando o inversor está em estado de *shoot-through*, ou seja, com um, dois, ou os três braços com os interruptores do mesmo braço conduzindo de forma conjunta (curto-circuitados), sendo que essa etapa de funcionamento é equivalente a condução do interruptor de potência SW do conversor CC-CC elevador de tensão. A segunda etapa ocorre quando o inversor está em um dos 6 estados ativos do tradicional PWM-senoidal clássico, sendo portanto a saída modelada como uma fonte de corrente referente a cada uma dessas 6 etapas.

Uma análise comparativa entre o inversor fonte-Y e o inversor Trans-quase-fonte-Z, observando as características de ganho de tensão de cada um desses conversores e as vantagens e desvantagens para cada aplicação. Por fim, foi elaborada uma simulação no ambiente PSIM, considerando o emprego da estratégia de modulação *Constant Boost Control* com injeção de 3ª componente harmônica, para avaliar a evolução das formas de onda obtidas de corrente e de tensão para cada um dos elementos da rede de impedância e verificar os esforços sobre os diodos e interruptor de potência. Além disso, a taxa de distorção harmônica referente ao índice de modulação que é uma função em relação ao Dst, referente ao período de *shoot-through* também foi avaliada.

5 Conclusões

Para a implementação de um conversor de potência, deve-se aglutinar todas as informações referentes aos elementos ressonantes, bem como as informações dos interruptores ativos e passivos de potência utilizados no projeto, além da potência da carga que será alimentada por esse conversor. No processo de conversão entre dois formatos de energia, irão sempre ocorrer ondulações de corrente e ondulações de tensão que devem ser controladas pelos elementos ressonantes (capacitores e indutores). A frequência de chaveamento deve ser escolhida de forma que não haja ressonância entre o estágio de entrada e o estágio de saída do conversor. Entretanto, quando se projeta um conversor tradicional elevador ou abaixador de tensão não isolado (*buck, boost*), há uma aplicação em geral bem definida, sendo que esses conversores de potência são aplicados em conversão CC-CC direta, ou ainda, como estágio inicial de conversão CC-CA.

Quando se utiliza um conversor de potência com uma rede de impedância associada, surgem outras possibilidades de aplicações, pois esses tipos de conversores podem ser empregados tanto na conversão CC-CC direta como na conversão CC-CA direta. Na implementação CC-CC há necessidade de criação de um projeto da rede ressonante para que o conversor possa atender determinadas cargas com um certo limite de potência, ondulação de tensão e corrente conforme também é estabelecido nos conversores tradicionais. Todavia, quando se trata da operação CC-CA é preciso ter cautela no projeto da rede ressonante, para que essa não entre em ressonância com os filtros de saída de tensão e/ou corrente para as cargas acopladas no “*link*” CA. Na operação CC-CA ocorre a integração dos interruptores de potência, pois há momentos em que o chaveamento dos interruptores dos braços inversores coincidem com o chaveamento do “*link*” CC, o que não ocorre nos conversores tradicionais não isolados (*buck, boost*).

O conversor fonte-Y abordado neste trabalho possui como rede de impedância com um capacitor associado a um transformador de núcleo único com três enrolamentos, sendo que os esforços de tensão e de corrente sobre os interruptores de potência podem ser controlados variando-se as relações de enrolamento desse transformador. Neste estudo foi observado que a resposta do sistema ao degrau de tensão, para cada uma das relações de enrolamento é a mesma, mudando apenas os esforços de tensão e de corrente sobre os interruptores para cada caso.

O interruptor ativo acaba por processar mais potência que o interruptor passivo, pois quanto maior é a relação de enrolamento menor é o ciclo de trabalho, de forma que é necessário um pico de corrente muito maior para se gerar o mesmo valor médio de corrente para uma relação de enrolamento menor. Por outro lado, quanto maior é a relação de enrolamento, menor é o pico de corrente nos interruptores passivos e menor é o processamento de potência nesses interruptores.

O diodo do estágio de entrada do conversor fonte-Y, tanto na operação CC-CC como na operação CC-CA, apresenta esforço de tensão proporcional ao aumento da relação de enrolamentos. Conforme se aumenta a relação de enrolamento, há um aumento de $(K-1)$ vezes o esforço de tensão sobre o diodo do estágio de entrada e também se aumenta em $(K-1)$ vezes o processamento de corrente sobre o interruptor ativo de potência no caso de operação como conversor CC-CC.

Todavia, quando o conversor fonte-Y opera como inversor, há redução da distorção harmônica total (DHT), pois quando o fator de enrolamento se torna maior, menor é o período de curto-circuito (*shoot-through*) necessário nos braços do inversor, para sintetização da tensão fundamental estabelecida como referência. Quando não há utilização da área total pré-definida para a criação do instante de *shoot-through*, pode-se utilizá-la em um dos seis estados ativos da modulação PWM-Senoidal para melhor excursão do sinal de tensão desejado, reduzindo dessa forma a amplitude de grande parte das componentes harmônicas ímpares.

Por fim, duas análises matemáticas de cada uma das etapas de funcionamento, foram realizadas de modo a estabelecer uma metodologia de projeto para o conversor fonte-Y para operação CC-CC, de forma a estabelecer o tipo de núcleo e a geometria a ser utilizada para o transformador, o material das bobinas e os valores de capacitâncias necessárias, tanto para a rede de impedância quanto para a estabilização da tensão de saída sobre a carga. Pelas equações obtidas pode-se estabelecer a corrente e a tensão máxima sobre os interruptores de potência a serem empregados no conversor fonte-Y.

6 Propostas de Trabalhos Futuros

Com o objetivo de continuidade na exploração do tema abordado nesta dissertação são elencados a seguir tópicos para desenvolvimento:

- Estudo e aplicação do sistema de controle para operação conectado na rede conforme regulamentação nacional e internacional;
- Estudo e aplicação do sistema de controle para operação desconectada da rede conforme regulamentação nacional e internacional;
- Estudo e aplicação de técnicas de controle de MPPT para fazer a integralização com o controle do inversor fonte-Y;
- Metodologia de projeto físico dos elementos ressonantes considerando diferentes formas de núcleos e sequência de enrolamentos;
- Desenvolvimento de modelos para estimação de perdas para os semicondutores e núcleos empregados nos projetos;
- Exploração de modificações na rede de impedância no formato fonte-Y considerando aplicações CC-CC e CC-CA.

Referências bibliográficas

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA - ANEEL. Energia solar. [S.l:s.n], 2017. Disponível em:<<http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/atlas/pdf/>>. Acessado em: 24 Julho de 2017.

ALONSO, R.; IBANEZ, P.; MARTINEZ, V.; ROMEN, E.; SANZ, A. An innovative perturb, observe and check algorithm for partially shaded PV systems. In: EPE CONFERENCE, 13, 2009, Barcelona. Proceedings, Barcelona: IEEE, 2009. p. 1-8.

BARBOSA FILHO, Wilson Pereira; AZEVEDO, Abílio César Soares de. Geração distribuída: vantagens e desvantagens. In: II Simposio de estudos e pesquisas em ciencias ambientais na Amazonia. 2013.

BRADASCHIA, Fabrício. Conversores Fonte Z para Sistemas Fotovoltaicos e Monofásicos-Trifásicos. 2012.

BRANDÃO, Danilo Iglesias. Sistema de geração fotovoltaico multifuncional. 2013.

BRITO, Moacyr Aureliano Gomes de. Inversores Integrados Monofásicos e Trifásicos para Aplicações Fotovoltaicas: Técnicas para obtenção de MPPT, detecção e proteção de ilha, sincronização e paralelismo com a rede de distribuição de energia elétrica. 2013.

CENTO DE REFERÊNCIA PARA ENERGIA SOLAR E EÓLICA SÉRGIO DE SALVO BRITO - CRESEB, CENTRO DE PESQUISAS DE ENERGIA ELÉTRICA - CEPEL. Energia solar – princípios e aplicações. [S.l:s.n], 2000. Disponível em: <<http://www.crescesb.cepel.br/tutorial/>>. Acessado em: 11 Janeiro 2017.

DESAI, H. P.; PATEL, H. K. Maximum point algorithm in PV generation: An overview. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND DRIVE SYSTEMS - PEDS, 7, 2007, Bangkok. Proceedings Bangkok: IEEE, 2007. p. 624-630.

DIAS, Marcos Vinícius Xavier; BORTONI, Edson da Costa; HADDAD, Jamil. Geração distribuída no Brasil: oportunidades e barreiras. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE PLANEJAMENTO ENERGÉTICO. Brasília: Sociedade Brasileira de Planejamento Energético, 2006.

ELLABBAN, Omar; VAN MIERLO, Joeri; LATAIRE, Philippe. Experimental study of the shoot-through boost control methods for the Z-source inverter. EPE journal, v. 21, n. 2, p. 18-29, 2011.

ESRAM, T.; CHAPMAN, P. L. Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques. IEEE Transactions on Energy Conversion, New York, v.24, n.2, p. 439-449, 2007.

FARANDA, R.; LEVA, S.; MAUGERI, V. MPPT techniques for PV systems: Energetic and cost comparison. In: POWER AND ENERGY SOCIETY GENERAL MEETING - PESGM, 9., 2008, Pittsburgh. Proceedings, Pittsburgh: IEEE, 2008. p. 1-6.

FY 2005 report : Z-source inverter for fuel cell vehicles, Oak Ridge National Laboratory, September 2005, pp. 1-77.

F. Z. Peng, M. Shen, and Z. Qian: Maximum boost control of the Z-source inverter, IEEE Transactions on Power Electronic, Vol. 20, No. 4, July 2005, pp. 833-838.

F. Z. Peng, "Z-Source Inverter," in Proc. Ind. Appl. Soc. Ann. Meet. - IAS'02, vol. 2, Pittsburgh, Estados Unidos, Dezembro 2002, pp. 775–781.

GABE, Ivan Jorge. Contribuição ao controle de inversores pwm alimentados em tensão conectados à rede através de filtro-lcl. Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Dissertação de Mestrado, 2008.

HUA, Chihchiang; SHEN, Chihming. Study of maximum power tracking techniques and control of DC/DC converters for photovoltaic power system. In: Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE. IEEE, 1998. p. 86-93.

HUSODO, Budi Yanto et al. Simulation of Modified Simple Boost Control for Z-Source Inverter. International Journal of Automation and Power Engineering, v. 2, n. 4, p. 57-64, 2013.

JAIN, S.; AGARWAL, V. A single-stage grid connected inverter topology for solar pv systems with maximum power point tracking. IEEE Transactions on Power Electronics, New York, v. 22, n.5, p.1928-1940, 2007.

KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. IEEE Transactions on Industry Applications, New York, v. 41, n. 5, p. 1292 – 1306, 2005.

LOH, Poh Chiang et al. Buck-boost impedance networks. In: Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on. IEEE, 2007. p. 1-10.

LOH, Poh Chiang; GAO, Feng; BLAABJERG, Frede. Embedded EZ-source inverters. IEEE Transactions on industry applications, v. 46, n. 1, p. 256-267, 2010.

LOH, Poh Chiang; LI, Ding; BLAABJERG, Frede. Γ -Z-source inverters. IEEE transactions on power electronics, v. 28, n. 11, p. 4880-4884, 2013.

MARTINS, Alex de Sá. et al. Inversor Trans-quase-fonte-Z utilizando a modulação Constant Boost Control. 12^oIEEE/IAS International Conference of Industry Application, 2016.

MCLYMAN, Colonel William T. Transformer and inductor design handbook. New York, NY, USA: Marcel Dekker, 2004.

Miaosen Shen, Jin Wang, A. Joseph, Fang Zheng Peng, L.M. Tolbert, and D.J. Adams, D.J: Constant boost control of the Zsource inverter to minimize current ripple and voltage stress, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 42, No. 3, May/June 2006, pp. 770-778.

Mojtaba Forouzesh, Alfred Baghrmian. Galvanically isolated high gain Y-source DC–DC converters for dispersed power generation. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015

NGUYEN, Minh-Khai; LIM, Young-Cheol; KIM, Yi-Gon. TZ-source inverters. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 60, n. 12, p. 5686-5695, 2013.

NGUYEN, Minh-Khai; LIM, Young-Cheol; PARK, Sung-Jun. Improved trans-Z-source inverter with continuous input current and boost inversion capability. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 28, n. 10, p. 4500-4510, 2013.

PENG, Fang Zheng. Z-source inverter. IEEE Transactions on industry applications, v. 39, n. 2, p. 504-510, 2003.

QIAN, Wei; PENG, Fang Zheng; CHA, Honnyong. Trans-Z-source inverters. IEEE transactions on power electronics, v. 26, n. 12, p. 3453-3463, 2011.

RENZ, Vanessa Deisi; GARLET, Giovana; da conceição, Sabrina Rodrigues. ENERGIA FOTOVOLTAICA: UMA ALTERNATIVA DE EFICIÊNCIA ENERGÉTICA EM POSTO DE COMBUSTÍVEL, 2014.

SIWAKOTI, Yam P. et al. Impedance-source networks for electric power conversion part i: A topological review. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 30, n. 2, p. 699-716, 2015.

SIWAKOTI, Yam P. et al. Impedance-source networks for electric power conversion part II: Review of control and modulation techniques. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 30, n. 4, p. 1887-1906, 2015.

SIWAKOTI, Yam P. et al. Y-source impedance network. In: Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE. IEEE, 2014. p. 3362-3366.

SIWAKOTI, Yam P. et al. Y-source boost dc/dc converter for distributed generation. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 62, n. 2, p. 1059-1069, 2015.

SIWAKOTI, Yam P. et al. Y-source inverter. In: Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2014 IEEE 5th International Symposium on. IEEE, 2014. p. 1-6.

SIWAKOTI, Yam P. et al. AC Small Signal Modeling of PWM Y-Source Converter by Circuit Averaging and Averaged Switch Modeling Technique. Transactions on Power Electronics, 2016.

SREEPRATHAB, N. R.; JOSEPH, X. Felix. A survey on Z-source inverter. In: Control, Instrumentation, Communication and Computational Technologies (ICCICCT), 2014 International Conference on. IEEE, 2014. p. 1406-1410.

SURESH, L. et al. Simulation of Z-source inverter using maximum boost control PWM technique. *International Journal of Simulation Systems*, v. 7, n. 2, p. 49-59, 2013.

TANG, Yu; XIE, Shaojun; ZHANG, Chaohua. Z-source ac–ac converters solving commutation problem. *IEEE transactions on power electronics*, v. 22, n. 6, p. 2146-2154, 2007.

TEJASWINI, E.; PARMESHWAR, T.; NAGESWARARAO, P. Improved Trans Z-Source Inverter with Continuous Input Current and Boost Inversion Capability for Renewable Energy Resources. 2014.

VILLALVA, Marcelo Gradella; GAZOLI, Jonas Rafael. *Energia solar fotovoltaica: conceitos e aplicações*. São Paulo: Érica, 2012.

VINNIKOV, Dmitri; ROASTO, Indrek. Quasi-Z-source-based isolated DC/DC converters for distributed power generation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 1, p. 192-201, 2011.

YOU, Keping; RAHMAN, M. F. A Matrix– Z –Source Converter With AC–DC Bidirectional Power Flow for an Integrated Starter Alternator System. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 45, n. 1, p. 239-248, 2009.

ZHU, Miao; YU, Kun; LUO, Fang Lin. Switched inductor Z-source inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 8, p. 2150-2158, 2010.