UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO
CENTRO TECNOLÓGICO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

ANA LUIZA CÔRTE

ANÁLISE E SIMULAÇÃO DE UM TRANSFORMADOR DE ESTADO SÓLIDO TRIFÁSICO COM ISOLAÇÃO EM ALTA FREQUÊNCIA

VITÓRIA – ES
JULHO/2019

ANA LUIZA CÔRTE

ANÁLISE E SIMULAÇÃO DE UM TRANSFORMADOR DE ESTADO SÓLIDO TRIFÁSICO COM ISOLAÇÃO EM ALTA FREQUÊNCIA

Parte manuscrita do Projeto de Graduação da aluna **Ana Luiza Côrte**, apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para a obtenção do grau de Engenheira Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Walbermark Marques dos Santos

VITÓRIA – ES
JULHO/2019

ANA LUIZA CÔRTE

ANÁLISE E SIMULAÇÃO DE UM TRANSFORMADOR DE ESTADO SÓLIDO TRIFÁSICO COM ISOLAÇÃO EM ALTA FREQUÊNCIA

Parte manuscrita do projeto de graduação da aluna Ana Luiza Côrte, apresentado ao departamento de engenharia elétrica do centro tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para a obtenção do grau de Engenheira Eletricista.

Aprovado em 11 de julho de 2019.

COMISSÃO EXAMINADORA:

_____

Prof. Dr. Walbermark Marques dos Santos
Universidade Federal do Espírito Santo
Orientador

_____

Prof. Dr. Hélio Antunes
Universidade Federal do Espírito Santo
Examinador

_____

Prof. Dr. Lucas Frizera Encarnação
Universidade Federal do Espírito Santo
Examinador

_____

Prof. Me. Vinícius Secchin de Melo
Instituto Federal do Espírito Santo
Examinador

“Nas grandes batalhas da vida, o primeiro passo para a vitória é o desejo de vencer.”

(Mahatma Gandhi)

AGRADECIMENTOS

Desde o início eu sabia que não seria uma tarefa fácil concluir essa pesquisa, porém, com a ajuda certa tudo ficou mais fácil. Primeiramente, gostaria de agradecer à Deus pela força que Ele me deu para concluí-la mesmo nos momentos de dificuldades e desmotivação. Em segundo lugar, agradeço aos meus pais por terem me dado todas as condições de estudar e não terem medido esforços para me ajudar a alcançar os meus sonhos, um deles realizado com a entrega desse trabalho. Gostaria de agradecer também ao meu orientador, o doutor Walbermark Marques dos Santos, por ter sempre confiado no meu potencial e por ter dedicado a mim e à minha pesquisa algo que considero um dos bens mais preciosos do ser humano, o tempo. Sem o seu suporte e suas ideias seria muito mais difícil desenvolver esse estudo. Por fim, um muito obrigado aos professores que de diversas maneiras contribuíram para que eu me tornasse Engenheira Eletricista.

RESUMO

Nesse trabalho é apresentado o estudo de uma topologia de transformador de estado solido, SST em inglês (*Solid State Transformer*) interligando cargas à rede de energia da concessionária. A topologia escolhida possui dois barramentos CC e isolação em alta frequência. Uma das suas vantagens, é a possibilidade de conectar fontes alternativas de energia, sistemas acumuladores e/ou cargas CC nos barramentos em corrente continua. Para demonstrar as potencialidades do SST, analisou-se, através de simulações computacionais, a operação do transformador de estado sólido alimentando cargas lineares, não-lineares monofásicas e trifásicas. Além disso, foi inserida uma geração fotovoltaica no barramento CC de baixa tensão e cargas não-lineares, RL e desbalanceadas em paralelo com o SST. Com a conexão de tais cargas em paralelo com o SST, buscou-se mostrar que, apesar de não ter seus sistemas de controle dimensionamentos para funcionar como balanceador de cargas, filtro ativo ou compensador estático de reativos, o mesmo pode exercer essa função dentro de certos limites.

Além da simulação do SST, são apresentadas as metodologias de projeto das malhas de controle de cada um dos seus blocos: retificador trifásico bidirecional, DAB e inversor trifásico VSI.

Palavras-chave: Transformador de estado sólido, retificador trifásico bidirecional, inversor trifásico VSI, DAB, energia solar

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Interligação de sistemas CA e CC através de um transformador de estado sólido 2
Figura 2 – Projeção do crescimento da energia solar no mundo até 2050 2
Figura 3 – Esquemático básico do transformador eletrônico proposto por McMurray..... 3
Figura 4 – Topologias de transformadores de estado sólido. (a) SST de estágio único; (b) SST de estágio duplo com barramento CC em baixa tensão (c) SST de estágio duplo com barramento CC em alta tensão; (d) SST de três estágios 4
Figura 5 – Vantagens e desvantagens do SST com relação aos transformadores convencionais ... 7
Figura 6 – Primeiro estágio de conversão do SST 9
Figura 7 – Topologia do retificador que compõe o estágio 1 do SST e representação das entradas do seu circuito de controle..... 10
Figura 8 – Estados de operação do retificador trifásico PWM. (a) 1° estado; (b) 2° estado; (c) 3° estado; (d) 4° estado; (e) 5° estado; (f) 6° estado; (g) 7° estado; (h) 8° estado..... 12
Figura 9 – Acionamento dos IGBTs de um mesmo braço do retificador..... 13
Figura 10 – Circuito do retificador trifásico bidirecional a ser analisado 13
Figura 11 – Representação vetorial das tensões de fase e de linha 14
Figura 12 – Representação vetorial das tensões de fase e de linha com referência convenientemente deslocada de -60°..... 15
Figura 13 – Circuito equivalente do conversor CC/CA trifásico bidirecional 15
Figura 14 – Circuito equivalente referente ao apresentado na Figura 14..... 16
Figura 15 – Circuito equivalente de (a) sequência zero, (b) sequência d e (c) sequência q..... 21
Figura 16 – Circuito Equivalente simplificado visto pela saída CC..... 24
Figura 17 – Teste 1 (troca de carga de 10% para 100% e de 100% para 10% da carga nominal) e teste 2 (com injeção de corrente no barramento CC) realizados com o conversor 36
Figura 18 – Detalhe do bloco de controle do retificador trifásico bidirecional..... 36
Figura 19 – Circuito considerado para variação de carga de 10% para 100% da carga nominal e vice-versa..... 37
Figura 20 – Teste com geração CC e 100% da carga nominal..... 39
Figura 21 – Segundo estágio de conversão do SST 41
Figura 22 – Conversor DAB..... 41

Figura 23 – Primeira etapa de operação 44
Figura 24 – Segunda etapa de operação 46
Figura 25 – Terceira Etapa de operação 46
Figura 26 – Quarta Etapa de operação..... 47
Figura 27 – Quinta etapa de operação 48
Figura 28 – Sexta etapa de operação 48
Figura 29 – Circuito equivalente do modelo médio do inversor 53
Figura 30 – Circuito elétrico do DAB simulado no PSIM 58
Figura 31 – Circuito digital para aplicação da modulação *phase-shift*..... 59
Figura 32 – Terceiro estágio de conversão do SST 63
Figura 33 – Topologia de inversor considerado no projeto do SST 64
Figura 34 – Tensão de linha de saída do inversor para modulação PWM de dois e três níveis.... 65
Figura 35 – Componentes harmônicas da tensão de saída para modulação PWM de dois e três níveis, respectivamente..... 65
Figura 36 – Etapas de operação do inversor. (a) 1ª etapa; (b) 2ª e 6ª etapas; (c) 3ª e 5ª etapas; (d) 4ª etapa..... 69
Figura 37 – Circuito do inversor trifásico com filtro LC 70
Figura 38 – Circuito simplificado do inversor trifásico com filtro LC 71
Figura 39 – Circuito eletrônico do inversor trifásico com os carregamentos de 16 e 100% da carga nominal 85
Figura 40 – Detalhe do bloco de controle do inversor 86
Figura 41 – Circuito elétrico do painel fotovoltaico 88
Figura 42 – Conexão do sistema fotovoltaico ao barramento CC do DAB 94
Figura 43 – Sistema completo do SST simulado com cargas/geração identificados com números de 1 a 6 96
Figura 44 – Cargas consideradas para a primeira simulação 97
Figura 45 – Circuito elétrico no (a) intervalo 1 e (b) intervalo 2 99
Figura 46 – Circuito elétrico no (a) intervalo 3 e (b) intervalo 4 100
Figura 47 – Circuito elétrico para a simulação com carga não-linear trifásica em paralelo com o SST 102

Figura 48 – Circuito elétrico para a simulação com carga trifásica indutiva desbalanceada em paralelo com o SST 104
Figura 49 – Circuito elétrico para a simulação com cargas não-linear e resistiva monofásicas (a) com 16% e (b) 100% da carga nominal..... 106
Figura 50 – Fluxos de potência (a) para os intervalos 1 e 3 e (b) para o intervalo 2..... 110

LISTA DE GRÁFICOS

Gráfico 1 – Diagrama de Bode da malha de tensão do retificador 30
Gráfico 2 – Diagrama de Bode da malha de corrente do retificador 31
Gráfico 3 – Diagrama de Bode da panta copensada e não compensada da malha de tensão do retificador 33
Gráfico 4 – Respostas ao degrau da malha de corrente (em azul) e malha de tensão (em vermelho) 33
Gráfico 5 – Diagrama de Bode da planta compensada e não compensada da malha de corrente do retificador 35
Gráfico 6 – Correntes de fase de entrada do retificador (IR, IS e IT), tensão de saída ($V1$) e corrente de saída ($I1$) para 10% e 100% da carga nominal 38
Gráfico 7 – Resultados da injeção de potência CC no barramento e carga nominal (107kW). 39
Gráfico 8 – Variação do fator de potência com o ângulo de defasagem das tensões do primário e secundário do transformador de alta frequência 43
Gráfico 9 – Variação da potência ativa e reativa com o ângulo de defasagem 43
Gráfico 10 – Sequência de comandos dos IGBTs e formas de onda do conversor DAB 50
Gráfico 11 – Variação da potência ativa com o ângulo de defasagem 51
Gráfico 12 – Gráfico de Bode da planta de tensão do DAB 56
Gráfico 13 – Gráfico de Bode da planta compensada 57
Gráfico 14 – Comparação da planta compensada e não compensada do DAB 57
Gráfico 15 – Sinais de comando dos interruptores de um mesmo braço do DAB 60
Gráfico 16 – *Phase-shift* dos sinais de comando das chaves eletrônicas do primário e secundário do DAB para 100% da carga nominal 60
Gráfico 17 – Tensão de saída e ângulo de defasamento entre os sinais de comando do primário e secundário do DAB 61
Gráfico 18 – Corrente na entrada ($I1$), saída ($I2$) e na indutância de transferência de potência ($ILDAB$) do DAB para 10% da carga nominal 61
Gráfico 19 – Corrente na entrada ($I1$), saída ($I2$) e na indutância de transferência de potência ($ILDAB$) do DAB para 100% da carga nominal 62
Gráfico 20 – Formas de onda das tensões de referência de cada fase e a portadora triangular..... 66

Gráfico 21 – Formas de onda das tensões de fase e de linha e correntes de linha de saída 67
Gráfico 22 – Etapas de operação do inversor considerando as tensões de referência $\mathrm{Vref_A}, \mathrm{Vref_B}$ e $\mathrm{Vref_C}$ 68
Gráfico 23 – Diagrama de Bode da planta do não compensada do inversor 80
Gráfico 24 – Lugar das raízes e diagramas de Bode do sistema com o compensador com os zeros reais e o integrador (ainda faltando o polo) 81
Gráfico 25 – Resposta ao degrau da planta compensada de tensão do inversor 82
Gráfico 26 – Diagrama de Bode do sistema compensado do inversor 83
Gráfico 27 – Comparação dos gráficos de Bode da planta do inversor compensada e não compensada 84
Gráfico 28 – Formas de onda do inversor obtidas via simulação 86
Gráfico 29 – Curva IxV típica de um painel fotovoltaico com temperatura e irradiação constante 89
Gráfico 30 – Variação da tensão de saída do painel conforme a (a) irradiâcia e a (b) temperatura mudam 90
Gráfico 31 – Exemplo de característica PxV sob temperatura constante 91
Gráfico 32 – Exemplo de característica PxV sob irradiação constante 92
Gráfico 33 – Curvas IV e PV obtidas no PSIM para o sistema fotovoltaico considerado 94
Gráfico 34 – Formas de onda obtidas com troca de carga de 16% para 100% da carga nominal em em 0,15 segundos. (a) Correntes de entrada, (b) tensões nos barramentos CC, (c) tensões de linha de saída e (d) corrente de fase e tensão de fase de saída. 98
Gráfico 35 – Formas de onda obtidas com troca de carga de 16% para 100% da carga nominal e com e sem geração fotovoltaica. (a) Correntes de entrada, (b) tensões nos barramentos CC, (c) tensões de linha de saída e (d) corrente de fase e tensão de fase de entrada. 100
Gráfico 36 – Formas de onda obtidas com o SST atuando como filtro ativo de harmônicos (a) Correntes de entrada, (b) tensões de linha de saída, (c) tensão nos barramentos CC (d) corrente e tensão de fase de entrada e (e) tensão de entrada e corrente de fase da carga não-linear $Icarga1$ 103
Gráfico 37 – Formas de onda obtidas com o SST atuando como balanceador de carga e compensador estático de reativos. (a) Correntes de entrada, (b) tensões de linha de saída, (c) tensão

nos barramentos CC, (d) defasamento entre $VR, IR\ e\ IR, carga2$ e (e) correntes senoidais debalanceadas absorvidas pela carga indutiva em paralelo 105
Gráfico 38 – Formas de onda obtidas com o SST atuando com carga monofásica não linear e resistiva. (a) Tensões de linha de saída, (b) corrente de saída, (c) correntes de entrada, (d) tensão de entrada e (e) correntes nas cargas monofásicas 107
Gráfico 39 – Formas de onda obtidas com o SST atuando a geração fotovoltaica e todas as cargas. (a) Corrente de entrada, (b) tensões de linha de saída, (c) correntes de fase de saída, (d) tensões nos barramentos CC, (e) correntes nas cargas 1, 2, 3 e 4 e (f) defasamento entre a tensão e a corrente de entrada..... 109

LISTA DE QUADROS

Quadro 1 – Estados de operação de retificadores PWM trifásicos bidirecionais 11
Quadro 2 – Variáveis a serem consideradas no projeto do retificador 26
Quadro 3 – Resumo do dimensionamento do DAB 55
Quadro 4 – Chaves acionadas a partir do resultado da comparação da tensão de referência com a portadora triangular 66
Quadro 5 – Estados de operação do inversor PWM 67
Quadro 6 – Resumo do dimensionamento do inversor 78
Quadro 7 – Características da resposta ao degrau da malha de tensão compensado do inversor . 82
Quadro 8 – Pontos de conexão em tensão nominal igual ou inferior a 1kV (220V) 87
Quadro 9 – Caracterísitcas do painel fotovoltaico JA Solar 330W 93
Quadro 10 – Dados da usina fotovoltaica de microgeração distribuída considerada na simulação 93
Quadro 11 – Descrição das cargas/geração considerados para as simulações 95
Quadro 12 – Divisão do tempo para a simulação com variação de carga na saída 97
Quadro 13 – Divisão do tempo para a simulação com variação de carga na saída com e sem geração 99
Quadro 14 – Divisão do tempo para a simulação com outras cargas (não linear e resistiva) interligadas na saída 106
Quadro 15 – Divisão do tempo para a simulação com todas as cargas e com e sem geração fotovoltaica 108

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DAB	*Dual Active Bridge* – Ponte Dupla Ativa
EDP	Energias de Portugal
HVAC	*High Voltage Alternating Current* – Corrente Alternada em Alta Tensão
HVDC	*High Voltage Direct Current* – Corrente Contínua em Alta Tensão
IEEE	*Institute of Electrical and Electronic Engineers* – Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos
IGBT	*Insulated Gate Bipolar Transistor* – Transistor Bipolar de Porta Isolada
LC	Indutivo-Capacitivo
LVAC	*Low Voltage Alternating Current* – Corrente Alternada em Baixa Tensão
LVDC	*Low Voltage Direct Current* – Corrente Contínua em Baixa Tensão
PI	*Proportional Integrator* – Proporcional Integrador
PWM	*Pulse Width Modulation* – Modulação por Largura de Pulso
SPWM	*Sinusoidal Pulse Width Modulation* – Modulação por Largura de Pulso Senoidal
SST	*Solid State Transformer* – Transformador de Estado Sólido
THD	*Total Harmonic Distortion* – Distorção Harmônica Total
ZVS	*Zero Voltage Switching* – Comutação em Tensão Zero

LISTA DE SÍMBOLOS

S_{11}, S_{12}	Chaves eletrônicas do primário do SST criado por McMurray (-)
S_{21}, S_{22}	Chaves eletrônicas do secundário do SST criado por McMurray (-)
$S_{1,2,3,4,5,6,7,8}$	Chaves semicondutoras do tipo IGBT (-)
$D_{1,2,3,4,5,6}$	Diodos (-)
R, S, T	Terminais da rede elétrica (-)
$L_{R,S,T}$	Indutores de entrada (H)
$PWM_{R,S,T}$	Comandos das chaves eletrônicas do tipo IGBT do retificador (-)
$\overline{PWM_{R,S,T}}$	Comandos complementares à $PWM_{R,S,T}$ no retificador (-)
$I_{R,S,T}$	Correntes de entrada medidas (A)
$V_{RS,ST,TR}$	Tensões de linha da rede (V)
V_1	Tensão no barramento CC do retificador e barramento primário do DAB (V)
$V_{R,S,T}$	Tensões de fase da rede elétrica (V)
V_P	Tensão de pico da rede elétrica (V)
ω	Frequência angular da rede elétrica (rad/s)
t	Tempo (s)
$C_{1,2,3}$	Chave que representa IGBT (-)
$X_{R,S,T}$	Terminal do coletor do IGBT (-)
$Y_{R,S,T}$	Terminal do emissor do IGBT (-)
C_{ret}	Capacitor de saída do retificador (F)
R_{ret}	Resistência de saída do retificador que representa a sua carga nominal (Ω)
$V_{CR,CS,CT}$	Tensões entre as portas e o ponto comum aterrado da rede trifásica (V)
$D_{R,S,T}$	Razões cíclicas de fase para acionamento do retificador (-)
$V_{LR,LS,LT}$	Tensão de fase nos indutores de entrada (V)
$D_{RS,ST,TR}$	Razões cíclicas de linha para acionamento do retificador (-)
$V_{LRS,LST,LTR}$	Tensões de linha nos indutores de entrada (V)
L_{in}	Indutor de entrada do retificador considerando $L_R = L_S = L_T$ (H)
$I_{RS,ST,TR}$	Correntes de linha da rede elétrica (A)
$\overrightarrow{V_{RST}}$	Vetor das tensões de fase (V)

$\overrightarrow{I_{RST}}$	Vetor das correntes de fase (A)
$\overrightarrow{D_{RST}}$	Vetor das razões cíclicas de fase (-)
$\overrightarrow{V_{dq0}}$	Vetor das tensões de fase em coordenadas dq0 (V)
$\bar{B}^{-1}$	Matriz de transformação para dq0 (-)
$(\bar{B}^{-1})^t$	Matriz transposta da matriz de transformação para dq0
$\bar{B}$	Matriz de transformação para RST (-)
$\overrightarrow{I_{dq0}}$	Vetor das correntes de fase em coordenadas dq0 (A)
$\overrightarrow{D_{dq0}}$	Vetor das razões cíclicas de fase em coordenadas dq0 (-)
$I_{0,d,q}$	Corrente de eixo zero, direto e em quadratura (A)
$V_{0,d,q}$	Tensão de eixo zero, direto e em quadratura (V)
D_0	Razão cíclica de eixo zero (-)
$D_{0,d,q}$	Razão cíclica de eixo zero, direto e em quadratura (-)
$d'_{d,q}$	Nova definição de razão cíclica para facilitar os cálculos (-)
$i_{d,q}$	Corrente perturbada de eixo direto e eixo de quadratura, respectivamente (A)
$\widehat{i_{d,q}}$	Perturbação da corrente de eixo direto de quadratura (A)
$D'_{d,q}$	Valor nominal da razão cíclica (sem perturbação) (-)
$\widehat{d'_{d,q}}$	Perturbação da razão cíclica de eixo direto de quadratura (-)
R_{in}	Resistência de entrada do retificador (do fio) (Ω)
V_{ref}	Tensão de referência do barramento CC do retificador (V)
kv_{ret}	Ganho do sensor de tensão do retificador (-)
ki_{ret}	Ganho do sensor de corrente do retificador (-)
$V_{L_{in}}$	Tensão eficaz de linha da rede elétrica (V)
$V_{ef_1\phi}$	Tensão eficaz de fase na fonte de alimentação (V)
f	Frequência da rede elétrica (Hz)
P_o	Potência de saída (W)
f_s	Frequência de comutação dos conversores (Hz)
$\Delta I_{\%}$	Ondulação percentual da corrente de entrada (-)
$\Delta V_{\%}$	Ondulação percentual da tensão de saída (-)
η	Rendimento do retificador (-)

$V_{T,ret}$	Tensão de pico da onda triangular moduladora do PWM do retificador (V)
$I_{p_{1\phi}}$	Corrente de pico de entrada por fase (A)
$I_{ef_{1\phi}}$	Corrente de eficaz de entrada por fase (A)
$\Delta I_{R,S,T}$	Ondulação da corrente de entrada (A)
P_{ret}	Perdas totais do retificador (W)
$P_{1\phi}$	Perdas monofásicas do retificador (W)
$kpwm_{ret}$	Ganho do modulador PWM (-)
Gv_{ret}	Função de transferência da planta de tensão do retificador (-)
MFv_{ret}	Margem de fase da planta de tensão do retificador (°)
MGv_{ret}	Margem de ganho da planta de tensão do retificador (-)
MFc_{ret}	Margem de fase da planta de corrente do retificador (°)
MGc_{ret}	Margem de ganho da planta de corrente do retificador (-)
Cv_{ret}	Controlador de tensão do retificador (-)
kcv_{ret}	Ganho do controlador de tensão do retificador (-)
zv_{ret}	Zero do compensador de tensão do retificador (-)
MFv'_{ret}	Margem de fase da planta de tensão compensada do retificador (°)
MGv'_{ret}	Margem de ganho da planta de tensão compensada do retificador (-)
Gi_{ret}	Função de transferência da planta de corrente do retificador (-)
Ci_{ret}	Controlador de corrente do retificador (-)
kci_{ret}	Ganho do controlador de corrente do retificador (-)
zi_{ret}	Zero do compensador de corrente do retificador (-)
fc_c	Frequência de cruzamento da malha de corrente do retificador (Hz)
fv_c	Frequência de cruzamento da malha de tensão do retificador (Hz)
I_1	Corrente no primeiro barramento CC (conectado ao retificador e DAB)
$THDc_{máx}$	Distorção harmonica máxima de corrente (%)
d	Ganho de tensão referenciado ao primário (-)
V_2	Tensão de entrada do inversor e do barramento secundário do DAB (V)
a	Relação de transformação (-)
$V_2^{'}$	Tensão na porta 2 do DAB refletida ao primário do transformador (V)
$V_{L_{DAB}}$	Tensão no indutor de transmissão (V)

L_{DAB}	Indutância de transferência de potência do DAB (H)
$I_{L_{DAB}}$	Corrente na indutância de transmissão (A)
θ	Defasamento entre as tensões do primário e secundário do transformador (°)
I_1	Corrente média na porta 1 (A)
I_2'	Corrente média na porta 2 refletida para o primário (A)
$\Delta\theta$	Intervalo angular de operação do DAB (rad)
$\Delta I_{L_{DAB}}$	Variação da corrente no indutor de transmissão (A)
$\Delta\theta_{1,2,3,4,5,6}$	Intervalo angular de cada etapa de operação do conversor DAB (rad)
$\Delta I_{L_{DAB}}$	Variação da corrente no indutor de transmissão (A)
V_{PRI}	Tensão no primário do transformador de alta frequência (V)
V_{SEC}'	Tensão no secundário do transformador de alta frequência refletida para o primário (V)
P_o	Potência transmitida da porta 1 para a porta 2 do DAB (W)
$\theta(t)$	Defasamento perturbado das tensões do primário e secundário do transformador (°)
Θ	Valor nominal do defasamento das tensões do primário e secundário do DAB (°)
$\tilde{\theta}$	Perturbação do defasamento das tensões do primário e secundário do DAB (°)
$I_2(\theta)$	Corrente perturbada no secundário do transformador (A)
I_2	Valor nominal da corrente na porta 2 do DAB (A)
$\tilde{\imath_2}(\theta)$	Perturbação da corrente na porta 2 do DAB (A)
C_2	Capacitor de saída do DAB (F)
R_{DAB}	Resistência de saída do DAB que representa a carga nominal (Ω)
$\widetilde{\imath_{C_2}}$	Corrente no capacitor de saída do DAB (A)
$\widetilde{\imath_{R_{DAB}}}$	Corrente no resistor de saída do DAB (A)
θ_{deg}	Valor nominal do *phase-shift* (°)
D_{DAB}	Razão cíclica nominal do DAB (-)
ω_s	Frequência angular de comutação (rad/s)

θ_{rad}	Valor nominal de *phase-shift* em radianos (rad)
f_r	Frequência relativa para o desacoplamento (Hz)
C_b	Capacitância de bloqueio (F)
C_1	Capacitância mínima de filtragem de entrada (F)
C_2	Capacitância mínima de filtragem de saída (F)
kv_{DAB}	Ganho do sensor de tensão CC de saída do DAB (-)
k_{PS}	Ganho do modulador de *phase-shift* (-)
Gv_{DAB}	Função de transferência da malha de tensão do DAB (-)
Cv_{DAB}	Controlador de tensão do DAB (-)
kcv_{DAB}	Ganho do controlador de tensão do DAB (-)
zv_{DAB}	Zero do compensador de tensão do DAB (-)
$J_{1,2,3,4,5,6,7,8}$	Sinais de comando dos IGBTs do DAB (-)
$PWM_{A,B,C}$	Comandos das chaves eletrônicas do tipo IGBT do inversor (-)
$\overline{PWM_{A,B,C}}$	Comandos complementares à $PWM_{R,S,T}$ no inversor (-)
$I_{A,B,C}$	Correntes de entrada medidas (A)
$V_{AB,BC,CA}$	Tensões de linha de saída (carga) (V)
$V_{ref_A,B,C}$	Tensões de referência para o modulador PWM do inversor (V)
$V_{A,B,C}$	Tensões de saída do inversor antes do filtro LC (V)
$L_{A,B,C}$	Indutores do filtro LC (H)
$I_{L_{A,B,C}}$	Correntes nos indutores do filtro LC (A)
$C_{A,B,C}$	Capacitores do filtro LC (F)
$I_{C_{A,B,C}}$	Correntes nos capacitores do filtro LC (A)
$R_{A,B,C}$	Resistências de saída do inversor que representam a sua carga nominal (Ω)
$I_{A,B,C}$	Correntes nos resistores de saída do inversor (A)
$v_{a,b,c}(t)$	Tensões após o filtro LC do inversor (V)
$g_{1,2}$	pontos de referência do inversor (-)
N	Ponto de neutro do inversor (-)
$V_{L_{A,B,C}}$	Tensões nos indutores do filtro de saída do inversor (V)

$i_{L_{A,B,C}}$	Correntes nos indutores de filtro (A)
$i_{C_{A,B,C}}$	Correntes nos capacitores de filtro (A)
$i_{A.B.C}$	Corrente na carga do inversor (A)
L_{inv}	Indutor de filtro do inversor considerando $L_A = L_B = L_C$ (H)
C_{inv}	Capacitor de filtro do inversor $C_A = C_B = C_C$ (F)
R_{inv}	Resistência de saída do inversor para carga nominal $R_A = R_B = R_C$ (Ω)
$V_{L_{AB,BC,CA}}$	Tensões de linha nos indutores de filtro do inversor (V)
$V_{AB,BC,CA}$	Tensões de linha de saída do inversor (V)
$d_{ab,bc,ca}$	Razões cíclicas de linha do inversor (-)
$\overrightarrow{d_{a,b,c}}$	Vetor das razões cíclicas de linha (-)
$\overrightarrow{V_{ABC}}$	Vetor das tensões de linha de saída do inversor (V)
$\bar{A}^{-1}$	Matriz de transformação de coordenadas ABC para $\alpha\beta 0$ (-)
$\bar{A}$	Matriz transposta da matriz transformação de coordenadas ABC para $\alpha\beta 0$ (-)
$V_{0_{efz}}$	Tensão de saída eficaz (V)
P_o	Potência de saída (W)
$\Delta I_{L_{inv}}(\%)$	Ondulação de corrente do indutor de filtro (%)
$\Delta V_{C_{inv}}(\%)$	Ondulação de tensão do capacitor de filtro (%)
$I_{0_{efz}}$	Corrente eficaz de saída do inversor (A)
$I_{0_{pk}}$	Corrente de pico de saída do inversor (A)
$V_{0_{pk}}$	Tensão de saída de pico do inversor (V)
ΔI_L	Máxima variação da corrente no indutor de filtro (A)
ΔV_C	Máxima variação de tensão no capacitor de filtro (V)
f_0	Frequência de ressonância (Hz)
M	Índice de modulação (-)
kv_{inv}	Ganho do sensor de tensão do inversor (-)

$V_{T,inv}$	Amplitude da tensão da moduladora triangular do modulador PWM do inversor (V)
$kpwm_{inv}$	Ganho do modulador PWM do inversor (-)
MFv_{inv1}	Margem de fase 1 da malha de tensão do inversor (°)
MFv_{inv2}	Margem de fase 2 da malha de tensão do inversor (°)
Cv_{inv}	Compensador de tensão do inversor (-)
kv_{inv}	Ganho do compensador de tensão inversor (-)
zv_{inv}	Zero do compensador de tensão do inversor (-)
pv_{inv}	Polo do compensador de tensão do inversor (-)
f_c	Frequência de cruzamento (Hz)
MFv'_{inv}	Margem de fase da malha de tensão do inversor compensada (°)
f'_c	Frequência de cruzamento da malha compensada (Hz)
I	Corrente de saída fornecida pelo painel fotovoltaico (A)
I_{ph}	Corrente gerada pela incidência de radiação (A)
I_D	Corrente absorvida pelo diodo do painel (A)
I_P	Corrente absorvida pela resistência paralela do painel (A)
U	Tensão de saída do painel (V)
R_S	Resistência série do painel (Ω)
R_P	Resistência paralela do módulo (Ω)
I_S	Corrente de saturação (A)
$m.U_T$	Fator de correção do painel (-)
P_{PV}	Potência entregue pelo painel fotovoltaico (P)
$R_{5A,B,C}$	Resistência do banco resistivo conectada à saída do SST (Ω)
$R_{2R,S,T}$	Resistência da carga desbalanceada com características indutivas conectada à entrada do SST (Ω)
$L_{2R,S,T}$	Indutância da carga desbalanceada com características indutivas conectada à entrada do SST (H)
R_1	Resistência da carga não linear trifásica conectada à entrada do SST (Ω)
R_4	Resistência da carga não linear monofásica conectada à saída do SST (Ω)

C_4	Capacitância da carga não linear monofásica conectada à saída do SST (F)
R_{3C}	Resistência da carga resistiva monofásica conectada à saída do SST (Ω)
I_{carga1}	Corrente absorvida pela carga não linear trifásica balanceada conectada à entrada do SST (A)
$I_{carga2,R,S,T}$	Corrente absorvida pela carga desbalanceada RL interligada à entrada do SST (A)
I_{carga3}	Corrente na carga resistiva monofásica conectada à saída do SST (A)
I_{carga4}	Corrente na carga não linear monofásica conectada à saída do SST (A)

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO 1
1.1 Histórico 3
1.2 Topologias de SST 3
1.3 Vantagens 5
1.4 Desvantagens 6
1.5 Aplicações 7
2 RETIFICADOR TRIFÁSICO PWM 9
2.1 Estados de operação 9
2.2 Modulação PWM 10
2.3 Planta de tensão e corrente 13
2.4 Projeto do retificador 26
2.5 Controlador de tensão 31
2.6 Controlador de corrente 34
2.7 Simulações 35
2.7.1 Variação da carga sem geração conectada ao barramento CC 37
2.7.2 Com geração conectada ao barramento CC e carga nominal 38
3 CONVERSOR DAB (DUAL ACTIVE BRIDGE) 41
3.1 Modulação *phase-shift* 42
3.2 Etapas de operação do conversor DAB para a modulação *phase-shift* 44
3.2.1 Etapa 1 44
3.2.2 Etapa 2 45
3.2.3 Etapa 3 45
3.2.4 Etapa 4 46
3.2.5 Etapa 5 47
3.2.6 Etapa 6 48
3.3 Formas de onda 49
3.4 Determinação da planta de tensão do DAB 51
3.5 Projeto 53
3.6 Controlador de tensão 56
3.7 Simulação 58
4 INVERSOR TRIFÁSICO VSI (Voltage Source Inverter) 63

4.1 Modulação PWM 64
4.2 Etapas de funcionamento 67
4.3 Planta do inversor 70
4.3.1 Equações diferenciais 70
4.3.2 Tensões nos indutores 72
4.3.3 Transformadas 0αβ 74
4.4 Projeto 76
4.5 Controlador de tensão 80
4.6 Simulação 84
5 SISTEMA FOTOVOLTAICO 88
5.1 Equações do painel fotovoltaico 88
5.2 Influência da irradiação e temperatura 89
5.3 Rastreamento da máxima potência 90
5.4 Características do sistema fotovoltaico 92
6 SIMULAÇÃO DO SST 95
6.1 Com variação da carga de saída sem geração 97
6.2 Com variação da carga de saída e com e sem geração 99
6.3 Funcionamento como filtro ativo de harmônicos, balanceador de carga e compensador de reativos 101
6.3.1 Com carga não-linear trifásica em paralelo 102
6.3.2 Com carga trifásica indutiva desbalanceada em paralelo 104
6.4 Com variação da carga e Cargas não-linear resistiva monofásicas 105
6.5 Funcionamento com todas as cargas e com e sem geração 108
REFERÊNCIAS 113

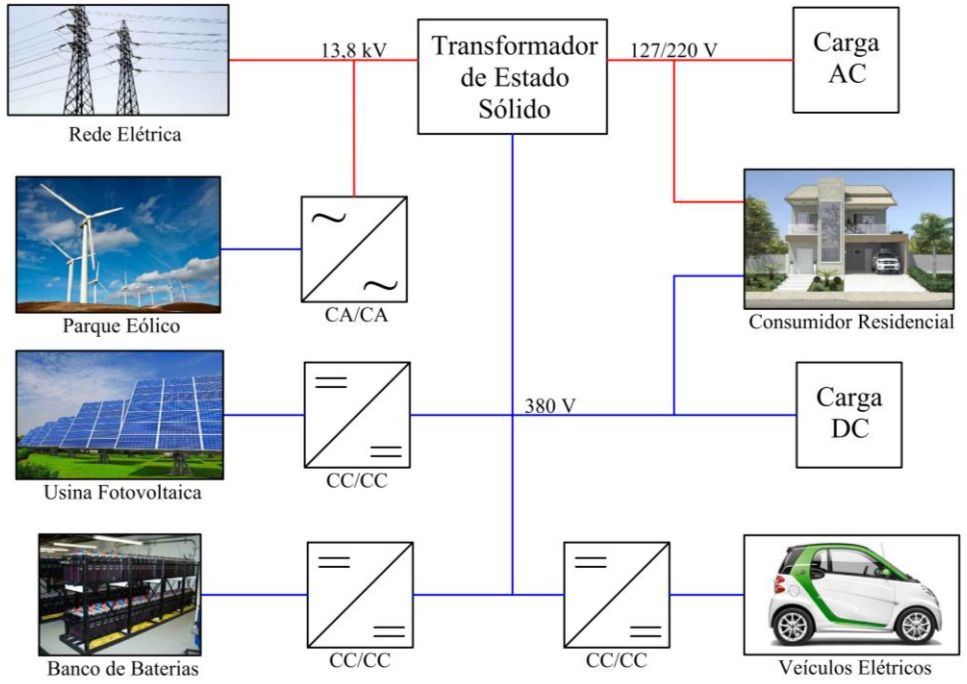
1 INTRODUÇÃO

Com a variação constante da demanda exigida das redes elétricas, o aumento das conexões de sistemas de geração distribuída e o desequilíbrio de cargas, faz-se necessário equipamentos capazes de gerenciar os fluxos de potência ativa e reativa. A utilização dos transformadores eletrônicos ou transformadores de estado sólido (do inglês SST-*Solid State Transformer*) se mostram como uma alternativa para esse problema pois, são mais vantajosos em diversos aspectos quando comparados com os transformadores convencionais amplamente empregados nos sistemas elétricos atuais. Primeiramente, os transformadores eletrônicos operam em frequências da ordem de kHz, o que leva à redução considerável do seu tamanho (POLYTECHNIC HUB, 2017). Além disso, impedem que distúrbios advindos da rede elétrica se propagem para as suas cargas e melhoram a qualidade de energia da rede elétrica por diminuírem as perdas nos sistemas de transmissão e distribuição, controlar a regulação de tensão (sem uso de *taps*), controlar localmente o fluxo de potência ativa e reativa e o fator de potência, além de rejeitar distúrbios provenientes do secundário tais como distorções harmônicas, variações de tensão de curta duração, dentre outros, de forma que essas anomalias não se propaguem para os circuitos conectados ao secundário (RODRIGUES, SANTANA, *et al.*, 2016). Por fim, diferentemente dos transformadores de potência, não necessitam de líquido de refrigeração que em muitos casos são danosos ao meio ambiente (ex.: óleo mineral) (POLYTECHNIC HUB, 2017).

Esse tema tem sido abordado constantemente na literatura vista a relevância da implementação de um sistema de *smart-grid* nos sistemas elétricos atuais como mostram as referências Knaesel (2016) e Mamede (2005). Além disso, diversas topologias de transformadores eletrônicos vêm sendo desenvolvidas e aprimoradas para várias aplicações como apresentado na Figura 1.

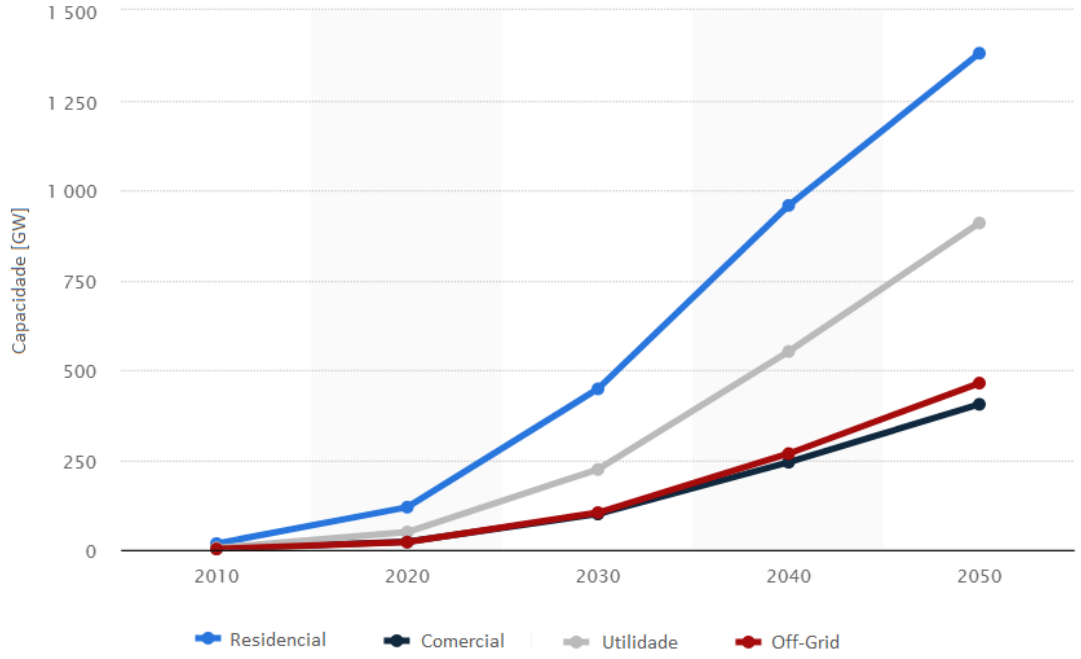
Por essa razão, o objetivo do trabalho é o desenvolvimento da simulação de um transformador de estado sólido que pode ser utilizado em sistemas de baixa potência para gerenciar cargas trifásicas, bem como uma grande diversidade de carga CA como indutivas, não lineares, monofásicas, trifásicas, além de fontes de geração distribuída como a fotovoltaica, fonte de energia explorada nesse trabalho, por possuir uma projeção de crescimento muito relevante conforme apresentado na Figura 2.

Figura 1 – Interligação de sistemas CA e CC através de um transformador de estado sólido



Fonte: RODRIGUES, SANTANA, et al, (2016), modificado pelo autor.

Figura 2 – Projeção do crescimento da energia solar no mundo até 2050

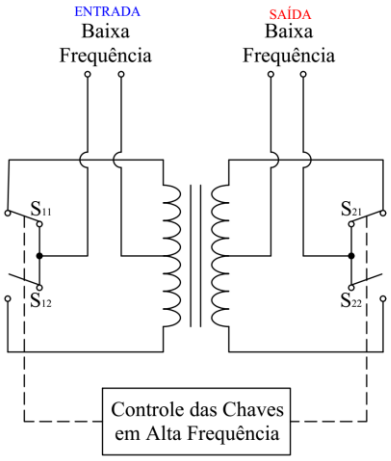


Fonte: STATISTA, (2017), traduzido pelo autor.

1.1 Histórico

O primeiro transformador de estado sólido foi proposto por W. McMurray em 1971. A estrutura proposta por ele era constituída um transformador monofásico com *tap* central e por quatro chaves eletrônicas de quatro quadrantes e de comutação rápida. As chaves S_{11} e S_{12} e S_{21} e S_{22}, conectadas ao primário e secundário do transformador, respectivamente, eram acionadas de forma complementar e com razão cíclica de 50%. Caso o comando das chaves do primário fosse precisamente sincronizadas com as chaves do secundário a onda de tensão de entrada poderia ser completamente reconstruída na saída. A partir do defasamento dos sinais de comando das chaves era possível selecionar a tensão a ser imposta na carga (MAMEDE, 2005). Na Figura 3 mostra-se o esquema básico do transformador eletrônico desenvolvido por McMurray.

Figura 3 – Esquemático básico do transformador eletrônico proposto por McMurray

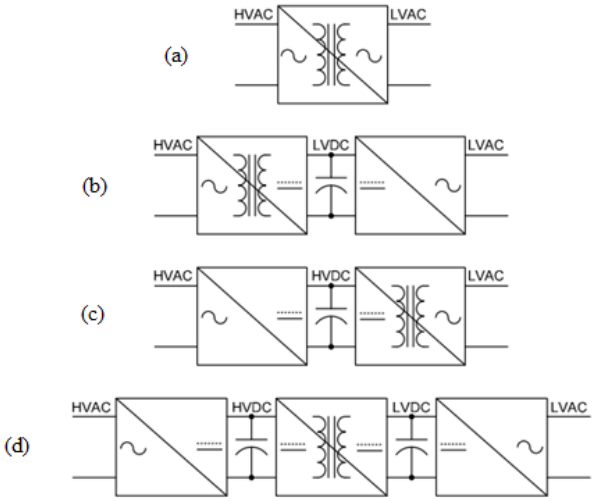


Fonte: MCMURRAY, (1971), modificado pelo autor.

1.2 Topologias de SST

Na Figura 4 são mostradas algumas topologias de transformadores eletrônicos. A primeira topologia é conhecida como SST de estágio único com conversão direta CA/CA, já a segunda é chamada de SST de estágio duplo com barramento CC em baixa tensão. Na Figura 4c vê-se o SST de estágio duplo com barramento CC em alta tensão e na Figura 4d apresenta-se um SST de três estágios com barramentos CC e AC.

Figura 4 – Topologias de transformadores de estado sólido. (a) SST de estágio único; (b) SST de estágio duplo com barramento CC em baixa tensão (c) SST de estágio duplo com barramento CC em alta tensão; (d) SST de três estágios



Fonte: FALCONES, MAO e AYYANAR, (2010).

A configuração mostrada na Figura 4a foi uma das primeiras apresentadas para transformadores eletrônicos. Nesse caso, a falta de um barramento CC se apresenta como uma desvantagem pois não permite a conexão direta de cargas CC nem de sistemas CC, como por exemplo, sistemas fotovoltaicos, células combustíveis e baterias. Além disso a ausência do *link* CC impede que o transformador compense potência reativa (SHOJAEI e JOÓS, 2013).

Dentre as topologias apresentadas, a apresentada na Figura 4d é a mais adequada para o estudo pois, apesar de possuir mais perdas quando comparada às outras alternativas, está é a única das opções apresentadas capaz de desempenhar todas as funcionalidades que são esperadas para um SST (KNAESEL, 2016), como proteção contra curtos-circuitos, controle ativo do fator de potência e conexão de um gerador CC. Essa topologia de transformador de estado sólido é composta por um estágio retificador, um estágio formado pelo conversor DAB (*Dual Active Bridge*) e um estágio inversor. O detalhamento do funcionamento de cada estágio é feito na seção a seguir.

Caso a tensão de entrada seja elevada, podem ser aplicados também conversores multiníveis possibilitando, assim, o uso de chaves eletrônicas com menor tensão de bloqueio (RODRIGUES, SANTANA, *et al.*, 2016).

A topologia do transformador de estado sólido selecionada apresenta três estágios de conversão de energia: conversão CA/CC, conversão CC/CC e conversão CC/CA (DIAS, 2013). No capítulo a seguir é feito o detalhamento de cada estágio para a melhor compreensão da topologia escolhida.

1.3 Vantagens

O emprego de transformadores de estado sólido oferece grandes vantagens e funcionalidades para os sistemas no qual ele está conectado. A seguir são pontuadas e discutidas algumas dessas vantagens.

- **Correção ativa do fator de potência:** a partir dos retificadores PWM é possível controlar o ângulo da corrente na entrada do SST com relação à tensão da rede. Portanto os SSTs podem atuar como elementos resistivos, capacitivos ou indutivos.
- **Excelente regulação da tensão de saída:** o terceiro estágio controla a tensão de saída do transformador eletrônico fazendo com que a regulação de tensão na carga seja praticamente nula.
- **Filtragem de conteúdo harmônico:** Por conta do barramento CC, é possível evitar a propagação de componentes harmônicas da rede para a carga e vice-versa.
- **Limitação de corrente de curto-circuito:** O SST é capaz de limitar a corrente de curto-circuito em sistemas sob falta. Durante faltas trifásicas na baixa tensão, por exemplo, o SST não permite que a falta se propague para o restante da rede elétrica através da redução da tensão de saída, diminuído, assim, a corrente de falta. No caso de faltas monofásicas, o SST consegue controlar a corrente de curto-circuito na fase defeituosa, ao mesmo tempo que continua suprindo as cargas conectadas às fases sãs.
- **Imunidade à afundamentos de tensão:** Devido à existência do barramento CC e das devidas malhas de controle é possível tornar a rede imune à afundamentos de tensão dentro de uma certa faixa de tolerância.
- **Possibilidade de variação da frequência de alimentação:** devido ao controle ativo dos conversores, o SST pode operar para diferentes frequências tanto para o primário quanto para o secundário.
- **Disponibilidade de barramento CC:** nesse barramento pode-se conectar acumuladores de energia bem como fontes de energia provenientes de geração distribuída e, além disso,

suprir cargas que demandam alimentação CC favorecendo a distribuição de energia em corrente contínua.

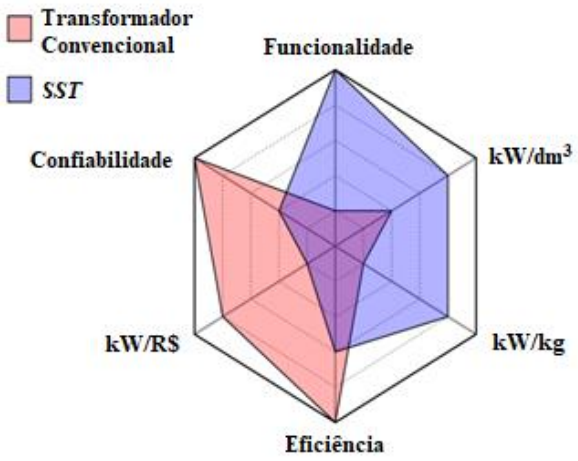
1.4 Desvantagens

Embora apresente as vantagens citadas anteriormente, quando comparados com os transformadores convencionais, os SST's possuem desvantagens que atualmente oferecem barreira à sua aplicação em grande escala, como por exemplo:

- **Custos:** apesar da diminuição do volume do transformador, os SSTs são mais caros pois utilizam chaves eletrônicas e técnicas de controle complexas que encarecem o seu custo final. O valor estimado desses transformadores é pelo menos 5 vezes maior do que os dos transformadores utilizados atualmente (HUBER e KOLAR, 2017).
- **Confiabilidade:** as topologias mais atrativas para SST's envolvem o cascateamento de conversores o que leva a uma diminuição da sua confiabilidade. Observa-se que quanto maior a quantidade de conversores cascateados, maior a quantidade de falhas que podem ocorrer em um mesmo intervalo de tempo. Por isso deve-se evitar o cascateamento de muitos conversores em prol de um sistema confiável.
- **Eficiência:** os transformadores de baixa frequência alcançam até 99% de eficiência porém, devido à grande quantidade de componentes necessários para compor os SSTs, estes possuem uma eficiência menor do que os transformadores convencionais devido às perdas nos componentes. As perdas são pelo menos 3 vezes maiores do que a dos transformadores de baixa frequência. Para aplicações em redes de distribuição atingiu-se 93,2% de eficiência e para aplicações de tração elétrica é possível alcançar até 97% de eficiência de pico (HUBER e KOLAR, 2017).

Na Figura 5 apresentam-se as vantagens e desvantagens dos SSTs com relação aos transformadores de baixa frequência convencionais.

Figura 5 – Vantagens e desvantagens do SST com relação aos transformadores convencionais



Fonte: ASHOK, (2015), traduzido pelo autor.

1.5 Aplicações

As vantagens proporcionadas pelos SST viabilizam a sua aplicação para:

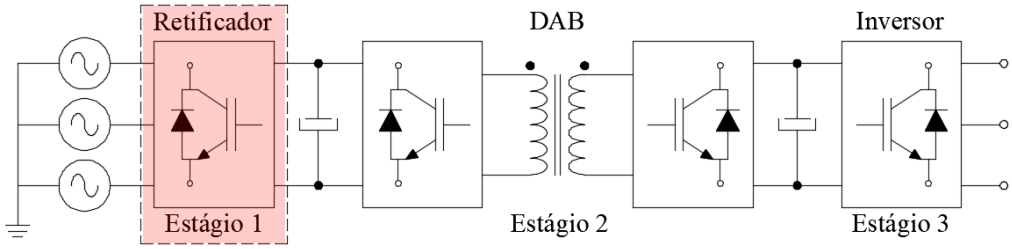
- **Sistemas de tração:** os transformadores de locomotivas que trabalham em baixa frequência (cerca de 16,7 Hz) podem representar aproximadamente 15% do peso total da locomotiva. Com o uso de SSTs é possível reduzir consideravelmente o peso, harmônicos e emissões sonoras, e melhorar a eficiência (DEUS, 2016).
- **Geração de energia *offshore*:** o peso e tamanho das plataformas de geração de energia elétrica offshore podem ser reduzidos o que pode levar à preços mais acessíveis das estruturas das plataformas (DEUS, 2016).
- ***Smart grids*:** gerencia de forma eficiente a energia ajustando dinamicamente a distribuição de energia sistema de cargas e fontes geradoras (DEUS, 2016).
- **Sistemas de distribuição de energia em corrente contínua:** o principal desafio desse tipo de distribuição é a interrupção de corrente elétrica de falta. Com o emprego de SSTs é possível controlar a corrente de falta para a operação segura das chaves de proteção do sistema elétrico (DEUS, 2016).
- **Conexão de sistemas de energia renovável:** o fácil acesso ao ponto de conexão facilita a integração de sistemas de energia renovável, como sistemas fotovoltaicos, células combustível, sistemas de geração eólica (DEUS, 2016).

- **Integração de fontes geradoras a cargas ou redes de distribuição:** O SST pode fornecer em sua saída tensão e frequência constantes mesmo quando esses parâmetros são variáveis na entrada. Além disso, a capacidade de ajuste do fator de potência permite o melhor aproveitamento de linhas de transmissão e o aumento da potência ativa transferida, além de oferecer amortecimento ao sistema durante os transitórios (DEUS, 2016).

2 RETIFICADOR TRIFÁSICO PWM

O primeiro estágio é conectado com a rede elétrica e retifica a corrente gerando um barramento em corrente continua. Esse estágio tem a função de controlar a corrente de entrada, mantendo-a senoidal independente do sentido do fluxo de potência e a tensão no barramento CC. Na Figura 6 é apresentado o módulo do SST abordado.

Figura 6 – Primeiro estágio de conversão do SST



Fonte: Produção do próprio autor.

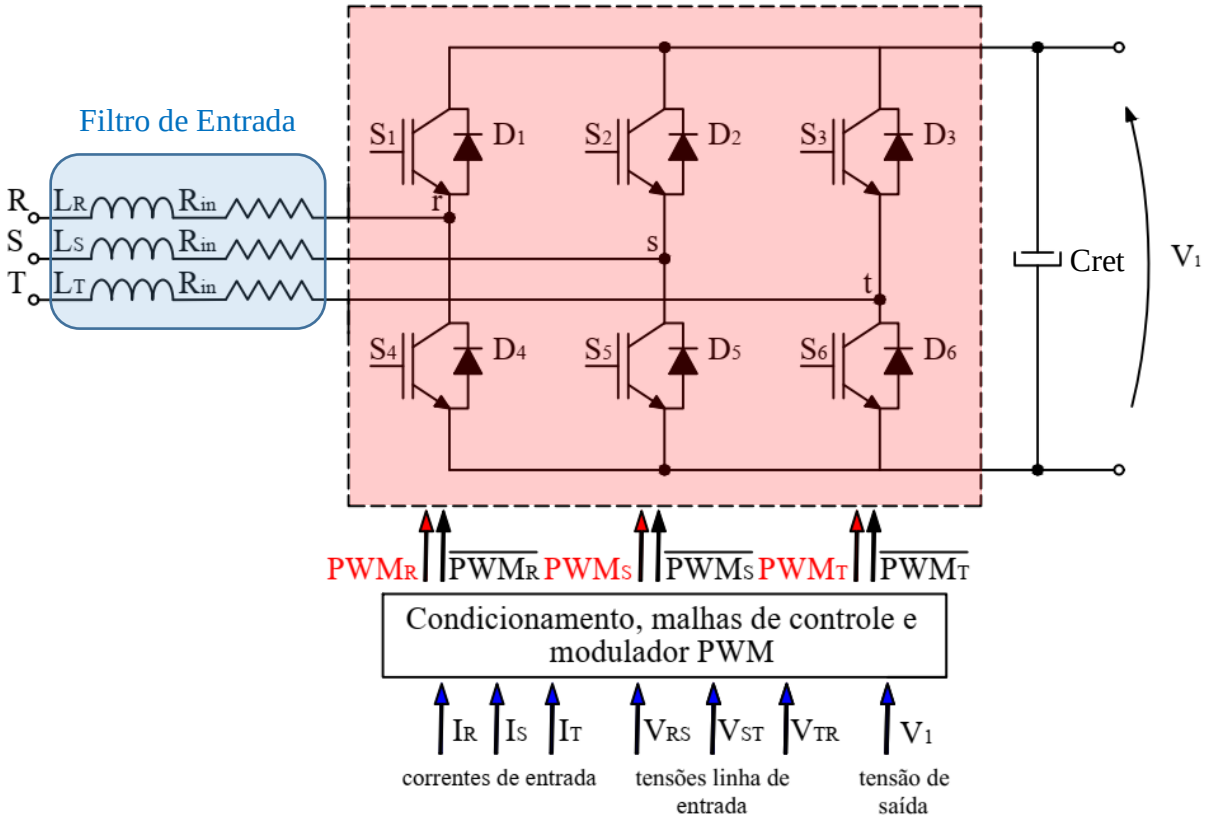
O tipo de retificador que será implementado nesse trabalho é o retificador trifásico PWM do tipo fonte de tensão bidirecional em potência. A topologia foi selecionada devido à sua capacidade de operar como retificador e inversor, dependendo do fluxo de potência que flui pelo SST. Além disso, pode atuar como compensador de potência reativa, compensador de carga desequilibrada e filtro ativo para cargas não lineares (BARBI, 2010). Na Figura 7 é apresentada a topologia adotada.

2.1 Estados de operação

Como a topologia de retificador analisada possui seis IGBTs e as chaves de cada braço são acionadas de forma complementar, conclui-se que esse retificador possui apenas 8 estados de operação como exposto no Quadro 1. *ON* e *OFF* indicam que a condução do interruptor está habilitada ou desabilitada, respectivamente.

Para exemplificar as etapas de funcionamento apresenta-se na Figura 8 os oito estágios topológicos considerando que a corrente flui no mesmo sentido para os oito estados. Os pulsos em vermelho indicam quais chaves estão habilitadas a conduzir em cada estado.

Figura 7 – Topologia do retificador que compõe o estágio 1 do SST e representação das entradas do seu circuito de controle



Fonte: JUNQUEIRA, (2009), modificado pelo autor.

2.2 Modulação PWM

A função da modulação PWM é gerar os sinais de disparo das chaves ($PWM_R, \overline{PWM_R}, PWM_S, \overline{PWM_S}, PWM_T$ e $\overline{PWM_T}$) a partir das tensões de referência que devem ser impostas na entrada do conversor. Utilizando a técnica mais comum, a SPWM (do inglês *Sinusoidal Pulse Width Modulation*), a largura dos pulsos é obtida a partir da comparação de uma onda senoidal com a portadora triangular ou dente de serra, portanto, com o ajuste da amplitude dessa onda, obtém-se a variação da largura dos pulsos. Se a amplitude da tensão de referência for maior do que a da onda triangular, a chave superior do braço é acionada, caso contrário, a chave inferior do braço é habilitada.

Quando considera-se interruptores reais, deve-se garantir que as duas chaves de um mesmo braço nunca estejam conduzindo ao mesmo tempo, como apresentado na Figura 9. Chaves eletrônicas

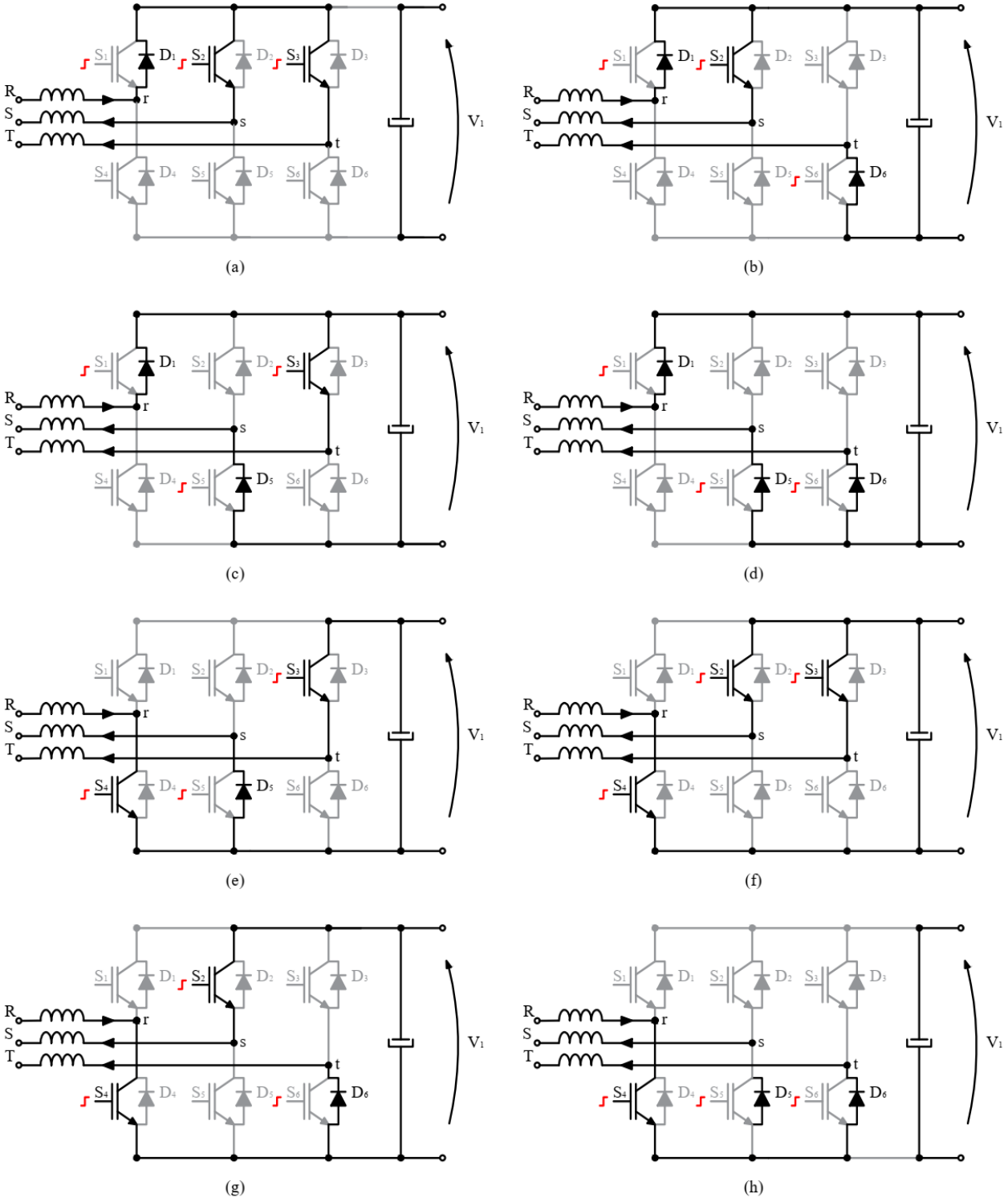
reais não conseguem mudar de estado instantaneamente e normalmente demoram um tempo maior para atingir o estado de bloqueio do que o estado de condução (GUEDES, 2015). Por isso, é necessário que haja um tempo morto suficientemente grande para que haja a mudança completa de estado do interruptor. Caso esse tempo não seja considerado, pode-se curto-circuitar link CC. Utilizando-se a técnica SPWM o fator de potência é melhorado e os harmônicos de ordem inferior são eliminados ou reduzidos, facilitando o processo de filtragem.

Quadro 1 – Estados de operação de retificadores PWM trifásicos bidirecionais

Estado	S_1	S_2	S_3
1°	*ON*	*ON*	*ON*
2°	*ON*	*ON*	*OFF*
3°	*ON*	*OFF*	*ON*
4°	*ON*	*OFF*	*OFF*
5°	*OFF*	*ON*	*ON*
6°	*OFF*	*ON*	*OFF*
7°	*OFF*	*OFF*	*ON*
8°	*OFF*	*OFF*	*OFF*

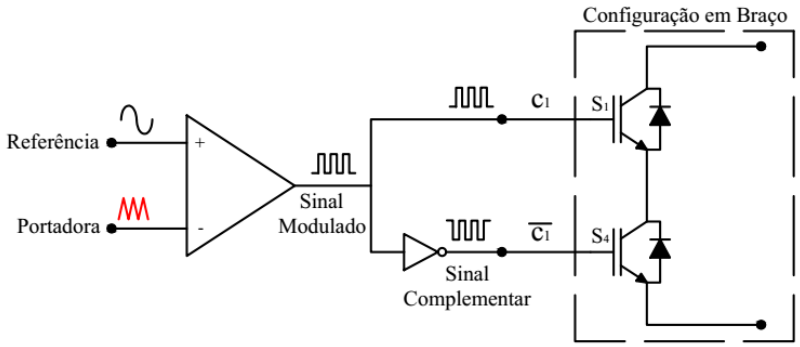
Fonte: MORA, (2014).

Figura 8 – Estados de operação do retificador trifásico PWM. (a) 1° estado; (b) 2° estado; (c) 3° estado; (d) 4° estado; (e) 5° estado; (f) 6° estado; (g) 7° estado; (h) 8° estado



Fonte: MORA, (2014), modificado pelo autor.

Figura 9 – Acionamento dos IGBTs de um mesmo braço do retificador

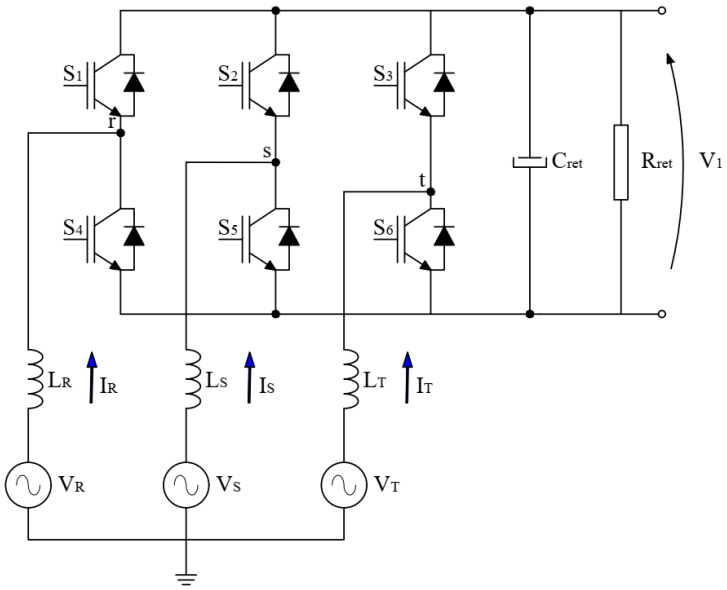


Fonte: INFINEON, (2006), modificado pelo autor.

2.3 Planta de tensão e corrente

Para levantar a planta do retificador trifásico bidirecional, um dos objetos de estudo desse trabalho, toma-se como base o circuito elétrico representado na Figura 10.

Figura 10 – Circuito do retificador trifásico bidirecional a ser analisado



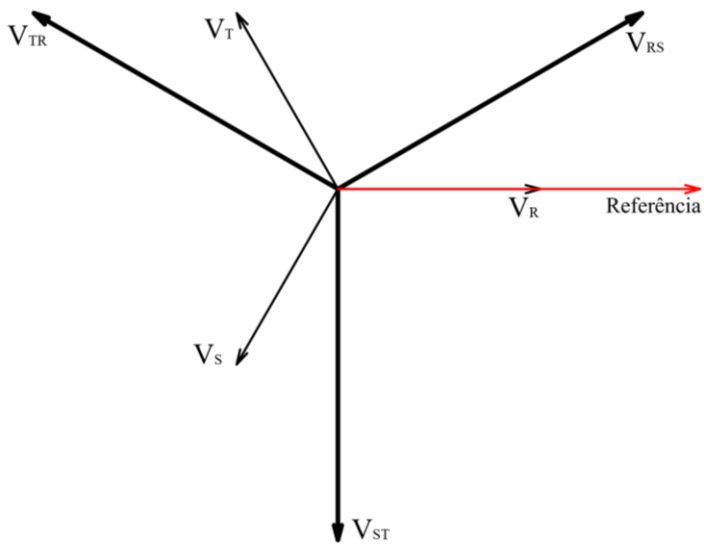
Fonte: BARBI, (2009), modificado pelo autor.

Considerando que a alimentação é senoidal e equilibrada, as tensões de fase são definidas de acordo com a Equação (1):

$$\begin{cases} V_R(t) = V_P.sen(\omega.t) \\ V_S(t) = V_P.sen(\omega.t - 120°) \\ V_T(t) = V_P.sen(\omega.t + 120°) \end{cases} \quad (1)$$

Dessa forma, as tensões de linha são dadas pela Equação (2) conforme o diagrama fasorial apresentado na Figura 11.

Figura 11 – Representação vetorial das tensões de fase e de linha



Fonte: BARBI, (2009), modificado pelo autor.

$$\begin{cases} V_{RS}(t) = V_R(t) - V_S(t) = \sqrt{3}.V_P.sen(\omega.t + 30°) \\ V_{ST}(t) = V_S(t) - V_T(t) = \sqrt{3}.V_P.sen(\omega.t - 90°) \\ V_{TR}(t) = V_T(t) - V_R(t) = \sqrt{3}.V_P.sen(\omega.t + 150°) \end{cases} \quad (2)$$

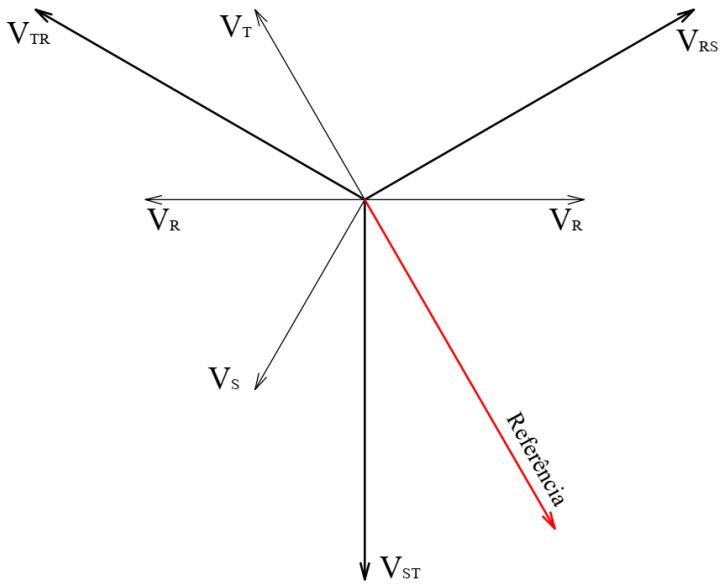
Para simplificar o desenvolvimento dos cálculos muda-se a posição da referência de 0º para -60º, resultando na Equação (3). Na Figura 12 é apresentado o diagrama fasorial que caracteriza essa equação.

$$\begin{cases} V_{RS}(t) = \sqrt{3}.V_P.sen(\omega.t + 90°) = \sqrt{3}.V_P.cos(\omega.t) \\ V_{ST}(t) = \sqrt{3}.V_P.sen(\omega.t - 30°) = \sqrt{3}.V_P.cos(\omega.t - 120°) \\ V_{TR}(t) = \sqrt{3}.V_P.sen(\omega.t + 210°) = \sqrt{3}.V_P.cos(\omega.t + 120°) \end{cases} \quad (3)$$

Para o próximo equacionamento utiliza-se como referência a Figura 13 que representa o circuito equivalente do conversor. Quando o interruptor C_1 encontra-se na posição X_R, tem-se que, $V_{CR} = V_1(t)$. Logo, se C_1 encontra-se na posição Y_R, $V_{CR}(t) = 0$. O mesmo raciocínio é aplicado para as

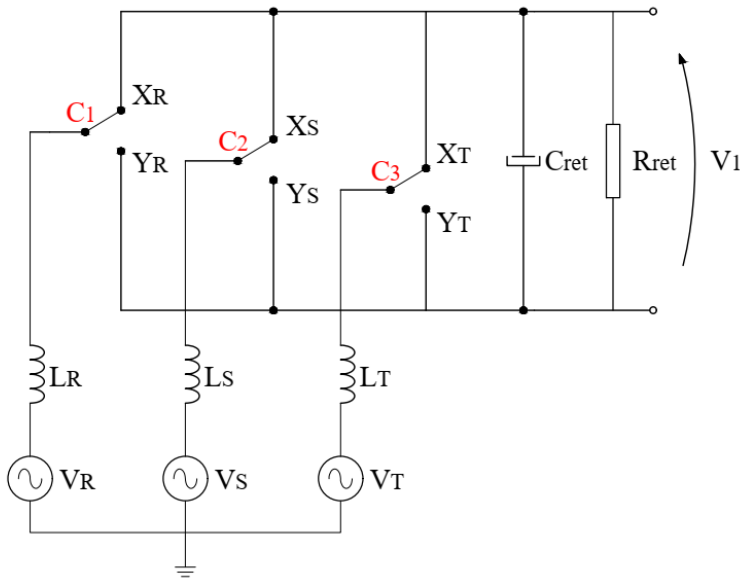
outras chaves eletrônicas. Tomando-se a tensão de saída como sendo constante, obtém-se a Equação (4):

Figura 12 – Representação vetorial das tensões de fase e de linha com referência convenientemente deslocada de -60°



Fonte: BARBI, (2009), modificado pelo autor.

Figura 13 – Circuito equivalente do conversor CC/CA trifásico bidirecional



Fonte: BARBI, (2009), modificado pelo autor.

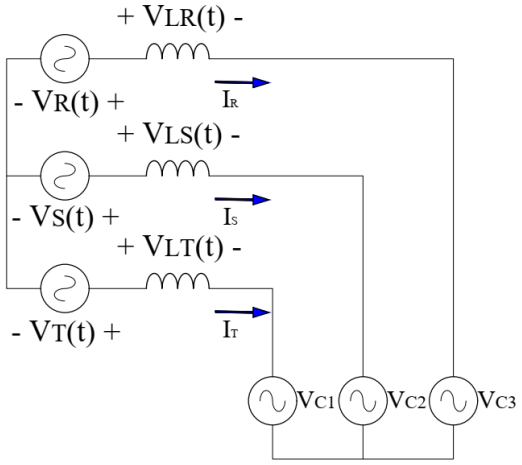
$$\begin{cases} V_{C1}(t) = D_R(t).V_1 \\ V_{C2}(t) = D_S(t).V_1 \\ V_{C3}(t) = D_T(t).V_1 \end{cases} \tag{4}$$

Sendo,

$$\begin{cases} D_R(t) = \begin{cases} 1, se\ C_1 \rightarrow X_R\ (S_1 = fechado\ e\ S_4 = aberto) \\ 0, se\ C_1 \rightarrow Y_R\ (S_1 = aberto\ e\ S_4 = fechado) \end{cases} \\ D_S(t) = \begin{cases} 1, se\ C_2 \rightarrow X_S\ (S_2 = fechado\ e\ S_5 = aberto) \\ 0, se\ C_2 \rightarrow Y_S\ (S_2 = aberto\ e\ S_5 = fechado) \end{cases} \\ D_T(t) = \begin{cases} 1, se\ C_3 \rightarrow X_T\ (S_3 = fechado\ e\ S_6 = aberto) \\ 0, se\ C_3 \rightarrow Y_T\ (S_3 = aberto\ e\ S_6 = fechado) \end{cases} \end{cases} \tag{5}$$

Assim, o circuito pode ser representado conforme a Figura 14 e pode ser caracterizado de acordo com a Equação (6).

Figura 14 – Circuito equivalente referente ao apresentado na Figura 14



Fonte: BARBI, (2009), modificado pelo autor.

$$\begin{cases} V_R(t) - V_S(t) = [V_{LR}(t) - V_{LS}(t)] + [V_{C1}(t) - V_{C2}(t)] \\ V_S(t) - V_T(t) = [V_{LS}(t) - V_{LT}(t)] + [V_{C2}(t) - V_{C3}(t)] \\ V_T(t) - V_R(t) = [V_{LT}(t) - V_{LR}(t)] + [V_{C3}(t) - V_{C1}(t)] \end{cases} \tag{6}$$

Substituindo a Equação (4) na Equação (6):

$$\begin{cases} V_R(t) - V_S(t) = [V_{LR}(t) - V_{LS}(t)] + [D_R(t) - D_S(t)].V_1 \\ V_S(t) - V_T(t) = [V_{LS}(t) - V_{LT}(t)] + [D_S(t) - D_T(t)].V_1 \\ V_T(t) - V_R(t) = [V_{LT}(t) - V_{LR}(t)] + [D_T(t) - D_R(t)].V_1 \end{cases} \tag{7}$$

Logo,

$$\begin{cases} D_{RS}(t) = D_R(t) - D_S(t) \\ D_{ST}(t) = D_S(t) - D_T(t) \\ D_{TR}(t) = D_T(t) - D_R(t) \end{cases} \text{ e } \begin{cases} V_{LRS}(t) = V_{LR}(t) - V_{LS}(t) \\ V_{LST}(t) = V_{LS}(t) - V_{LT}(t) \\ V_{LTR}(t) = V_{LT}(t) - V_{LR}(t) \end{cases} \tag{8}$$

Substituindo (8) em (7), tem-se:

$$\begin{cases} V_{RS}(t) = V_{LRS}(t) + D_{RS}(t).V_1 \\ V_{ST}(t) = V_{LST}(t) + D_{ST}(t).V_1 \\ V_{TR}(t) = V_{LTR}(t) + D_{TR}(t).V_1 \end{cases} \tag{9}$$

Para simplificar os cálculos, define-se as indutâncias por fase iguais, portanto:

$$L_R = L_S = L_T = L_{in} \tag{10}$$

Logo,

$$\begin{cases} V_{LRS} = V_{LR}(t) - V_{LS}(t) = L_{in}.\dfrac{dI_R(t)}{dt} - L_{in}.\dfrac{dI_S(t)}{dt} = L_{in}.\dfrac{d}{dt}[I_R(t) - I_S(t)] \\ V_{LST} = V_{LS}(t) - V_{LT}(t) = L_{in}.\dfrac{dI_S(t)}{dt} - L_{in}.\dfrac{dI_T(t)}{dt} = L_{in}.\dfrac{d}{dt}[I_S(t) - I_T(t)] \\ V_{LTR} = V_{LT}(t) - V_{LR}(t) = L_{in}.\dfrac{dI_T(t)}{dt} - L_{in}.\dfrac{dI_R(t)}{dt} = L_{in}.\dfrac{d}{dt}[I_T(t) - I_R(t)] \end{cases} \tag{11}$$

Definindo:

$$\begin{cases} I_{RS}(t) = I_R(t) - I_S(t) \\ I_{ST}(t) = I_S(t) - I_T(t) \\ I_{TR}(t) = I_T(t) - I_R(t) \end{cases} \tag{12}$$

E:

$$\begin{cases} V_{LRS}(t) = L_{in}.\dfrac{dI_{RS}(t)}{dt} \\ V_{LST}(t) = L_{in}.\dfrac{dI_{ST}(t)}{dt} \\ V_{LTR}(t) = L_{in}.\dfrac{dI_{TR}(t)}{dt} \end{cases} \tag{13}$$

Obtém-se:

$$\begin{cases} V_{RS}(t) = L_{in}.\dfrac{dI_{RS}(t)}{dt} + D_{RS}(t).V_1 \\ V_{ST}(t) = L_{in}.\dfrac{dI_{ST}(t)}{dt} + D_{ST}(t).V_1 \\ V_{TR}(t) = L_{in}.\dfrac{dI_{TR}(t)}{dt} + D_{TR}(t).V_1 \end{cases} \tag{14}$$

De forma conveniente, divide-se os dois lados da Equação (14) por $\sqrt{3}$. Assim, atinge-se como resultado:

$$\begin{cases} \dfrac{V_{RS}(t)}{\sqrt{3}} = \dfrac{L_{in}}{\sqrt{3}}.\dfrac{dI_{RS}(t)}{dt} + \dfrac{D_{RS}(t).V_1}{\sqrt{3}} \\ \dfrac{V_{ST}(t)}{\sqrt{3}} = \dfrac{L_{in}}{\sqrt{3}}.\dfrac{dI_{ST}(t)}{dt} + \dfrac{D_{ST}(t).V_1}{\sqrt{3}} \\ \dfrac{V_{TR}(t)}{\sqrt{3}} = \dfrac{L_{in}}{\sqrt{3}}.\dfrac{dI_{TR}(t)}{dt} + \dfrac{D_{TR}(t).V_1}{\sqrt{3}} \end{cases} \tag{15}$$

Sejam os vetores:

$$\overrightarrow{V_{RST}} = \frac{1}{\sqrt{3}}\begin{bmatrix} V_{RS}(t) \\ V_{ST}(t) \\ V_{TR}(t) \end{bmatrix};\ \overrightarrow{I_{ABC}} = \frac{1}{\sqrt{3}}\begin{bmatrix} I_{RS}(t) \\ I_{ST}(t) \\ I_{TR}(t) \end{bmatrix};\ \overrightarrow{D_{ABC}} = \frac{1}{\sqrt{3}}\begin{bmatrix} D_{RS}(t) \\ D_{ST}(t) \\ D_{TR}(t) \end{bmatrix} \tag{16}$$

Substituindo (16) em (15), chega-se em:

$$\overrightarrow{V_{RST}} = L_{in}.\frac{d}{dt}\overrightarrow{I_{RST}} + V_1.\overrightarrow{D_{RST}} \tag{17}$$

Segundo a definição da transformada de Park:

$$\begin{gathered} \overrightarrow{V_{dq0}} = \bar{B}^{-1}.\overrightarrow{V_{RST}} \\ \overrightarrow{V_{RST}} = \bar{B}.\overrightarrow{V_{dq0}} \end{gathered} \tag{18}$$

A matriz de transformação $\bar{B}^{-1}$ é indicada em (19):

$$\bar{B}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}}.\begin{bmatrix} \dfrac{1}{\sqrt{2}} & \dfrac{1}{\sqrt{2}} & \dfrac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\omega.t) & \cos(\omega.t - 120°) & \cos(\omega.t + 120°) \\ -\mathrm{sen}(\omega.t) & -\mathrm{sen}(\omega.t - 120°) & -\mathrm{sen}(\omega.t - 120°) \end{bmatrix} \tag{19}$$

Para garantir que a potência seja invariante no tempo, a transformação deve ser ortogonal, portanto:

$$\bar{B} = (\bar{B}^{-1})^t \tag{20}$$

Assim,

$$\bar{B} = \sqrt{\frac{2}{3}}.\begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\omega.t) & -\text{sen}(\omega.t) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\omega.t - 120°) & -\text{sen}(\omega.t - 120°) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\omega.t + 120°) & -\text{sen}(\omega.t - 120°) \end{bmatrix} \tag{21}$$

Logo, as tensões, correntes e razões cíclicas podem ser dadas conforme (22):

$$\begin{cases} \overrightarrow{V_{RST}} = \bar{B}.\overrightarrow{V_{dq0}} \\ \overrightarrow{I_{RST}} = \bar{B}.\overrightarrow{I_{dq0}} \\ \overrightarrow{D_{RST}} = \bar{B}.\overrightarrow{D_{dq0}} \end{cases} \tag{22}$$

Substituindo (22) em (17):

$$\bar{B}.\overrightarrow{V_{dq0}} = L_{in}.\frac{d}{dt}\left[\bar{B}.\overrightarrow{I_{dq0}}\right] + V_1.\bar{B}.\overrightarrow{D_{dq0}} \tag{23}$$

Multiplicando os dois lados de (23) por $\bar{B}^{-1}$:

$$[\bar{B}^{-1}.\bar{B}].\overrightarrow{V_{dq0}} = L_{in}.\bar{B}^{-1}.\frac{d}{dt}\left[\bar{B}.\overrightarrow{I_{dq0}}\right] + V_1.[\bar{B}^{-1}.\bar{B}].\overrightarrow{D_{dq0}} \tag{24}$$

Como:

$$\bar{B}^{-1}.\bar{B} = \bar{I} \text{ (Matriz identidade)} \tag{25}$$

Obtém-se:

$$\overrightarrow{V_{dq0}} = L_{in}.\bar{B}^{-1}.\left\{\left[\frac{d}{dt}.\bar{B}\right].\overrightarrow{I_{dq0}} + \bar{B}.\left[\frac{d}{dt}.\overrightarrow{I_{dq0}}\right]\right\} + V_1.\overrightarrow{D_{dq0}} \tag{26}$$

Logo:

$$\overrightarrow{V_{dq0}} = L_{in}.\frac{d}{dt}\overrightarrow{I_{dq0}} + L_{in}.\bar{B}^{-1}.\left[\frac{d}{dt}.\bar{B}\right].\overrightarrow{I_{dq0}} + V_1.\overrightarrow{D_{dq0}} \tag{27}$$

O próximo passo do equacionamento é determinar o produto $\bar{B}^{-1}.\left[\frac{d}{dt}.\bar{B}\right]$. Considerando a Equação (19) e a Equação (21), tem-se:

$$\bar{B}^{-1}.\left[\frac{d}{dt}.\bar{B}\right] = \sqrt{\frac{2}{3}}.\begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\omega.t) & \cos(\omega.t-120°) & \cos(\omega.t+120°) \\ -\operatorname{sen}(\omega.t) & -\operatorname{sen}(\omega.t-120°) & -\operatorname{sen}(\omega.t-120°) \end{bmatrix}.$$
$$.\sqrt{\frac{2}{3}}.\frac{d}{dt}.\begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\omega.t) & -\operatorname{sen}(\omega.t) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\omega.t-120°) & -\operatorname{sen}(\omega.t-120°) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\omega.t+120°) & -\operatorname{sen}(\omega.t-120°) \end{bmatrix} \tag{28}$$

Resolvendo a Equação (28) efetuando o produto das duas matrizes e utilizando identidades trigonométricas, obtém-se:

$$\bar{B}^{-1}.\left[\frac{d}{dt}.\bar{B}\right] = \omega\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \tag{29}$$

Substituindo (29) em (27):

$$\begin{bmatrix} V_0(t) \\ V_d(t) \\ V_q(t) \end{bmatrix} = L_{in}.\begin{bmatrix} \frac{dI_0(t)}{dt} \\ \frac{dI_d(t)}{dt} \\ \frac{dI_q(t)}{dt} \end{bmatrix} + L_{in}.\omega.\begin{bmatrix} 0 \\ -I_d(t) \\ I_q(t) \end{bmatrix} + V_1.\begin{bmatrix} D_0(t) \\ D_d(t) \\ D_q(t) \end{bmatrix} \tag{30}$$

Aplicando-se a transformada de Park nas tensões de linha:

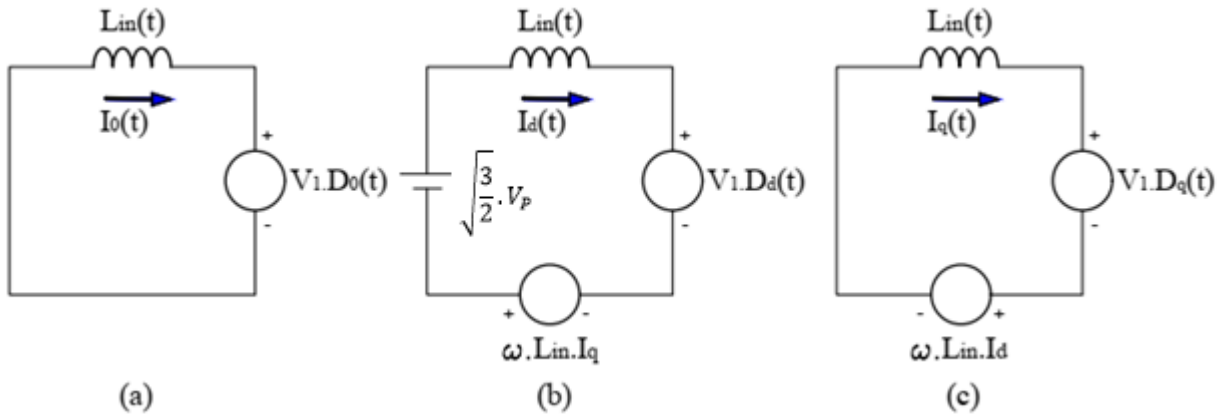
$$\begin{cases} V_0(t) = 0 \\ V_d(t) = \sqrt{\frac{3}{2}}.V_P \\ V_q(t) = 0 \end{cases} \tag{31}$$

Em que V_P indica a tensão de pico de fase. Aplicando a Equação (31) em (30):

$$\begin{cases} 0 = L_{in}.\dfrac{dI_0(t)}{dt} + V_1.D_0(t) \\ \sqrt{\dfrac{3}{2}}.V_P = L_{in}.\dfrac{dI_d(t)}{dt} - \omega.L_{in}.I_q(t) + V_1.D_d(t) \\ 0 = L_{in}.\dfrac{dI_q(t)}{dt} + \omega.L_{in}.I_d(t) + V_1.D_q(t) \end{cases} \tag{32}$$

Considerando a Equação (32), determina-se os circuitos equivalentes de sequência 0, sequência d e sequência q apresentados na Figura 15.

Figura 15 – Circuito equivalente de (a) sequência zero, (b) sequência d e (c) sequência q



Fonte: BARBI, (2009), modificado pelo autor.

A corrente e razão cíclica de sequência zero são nulas, conforme indicam (33) e (34):

$$I_0(t) = \frac{1}{3}.[I_{RS}(t) + I_{ST}(t) + I_{TR}(t)]$$
$$I_0(t) = \frac{1}{3}.\{[I_R(t) - I_S(t)] + [I_S(t) - I_T(t)] + [I_T(t) - I_R(t)]\} = 0 \tag{33}$$

$$D_0(t) = \frac{1}{3}.[D_{RS}(t) + D_{ST}(t) + D_{TR}(t)]$$
$$D_0(t) = \frac{1}{3}.\{[D_R(t) - D_S(t)] + [D_S(t) - D_T(t)] + [D_T(t) - D_R(t)]\} = 0 \tag{34}$$

Considerando os circuitos equivalentes apresentados na Figura 15 e a Equação (32), obtém-se:

$$\begin{cases} \dfrac{dI_d(t)}{dt} = \omega.I_q(t) + \sqrt{\dfrac{3}{2}}.\dfrac{V_P}{L_{in}} - \dfrac{V_1}{L_{in}}.D_d(t) \\ \dfrac{dI_q(t)}{dt} = -\omega.I_d(t) - \dfrac{V_1}{L_{in}}.D_q(t) \end{cases} \tag{35}$$

Observando-se criteriosamente a Equação (32), percebe-se que a derivada da corrente de um eixo não depende apenas da razão cíclica desse mesmo eixo, mas também da corrente do outro eixo, o que significa, que há um acoplamento dessas duas grandezas (a corrente de eixo direto e eixo de quadratura). Para o modelamento de um controle de corrente apenas pela razão cíclica, é necessário que haja o desacoplamento das variáveis de eixo direto e eixo de quadratura. Para tal, parte-se da definição de uma nova razão cíclica conforme a Equação (36):

$$\begin{cases} d'_d(t) = D_d(t) - \dfrac{\omega . L_{in}}{V_1} . i_q(t) \\ d'_q(t) = D_q(t) + \dfrac{\omega . L_{in}}{V_1} . i_d(t) \end{cases} \tag{36}$$

Substituindo (36) em (35):

$$\begin{cases} \dfrac{di_d(t)}{dt} = \omega . i_q(t) + \sqrt{\dfrac{3}{2}} . \dfrac{V_P}{L_{in}} - \dfrac{V_1}{L_{in}} . \left[d'_d(t) + \dfrac{\omega . L_{in}}{V_1} . i_q(t) \right] \\ \dfrac{di_q(t)}{dt} = -\omega . i_d(t) - \dfrac{V_1}{L_{in}} . \left[d'_q(t) - \dfrac{\omega . L_{in}}{V_1} . i_d(t) \right] \end{cases}$$

O que resulta em:

$$\begin{cases} \dfrac{di_d(t)}{dt} = \sqrt{\dfrac{3}{2}} . \dfrac{V_P}{L_{in}} - \dfrac{V_1}{L_{in}} . d'_d(t) \\ \dfrac{di_q(t)}{dt} = -\dfrac{V_1}{L_{in}} . d'_q(t) \end{cases} \tag{37}$$

Cada uma das grandezas apresentadas na Equação (37) são resultado do seu valor no ponto de operação e uma perturbação, logo:

$$\begin{aligned} i_d(t) &= I_d + \widehat{i_d}(t) \\ i_q(t) &= I_q + \widehat{i_q}(t) \\ d'_d(t) &= D'_d + \widehat{d'_d}(t) \\ d'_q(t) &= D'_q + \widehat{d'_q}(t) \end{aligned} \tag{38}$$

As variáveis de (38) em maiúsculo definem os valores nominais da grandeza no ponto de operação enquanto as em minúsculo com “^” representam a perturbação feita em torno desse valor, logo:

$$\begin{cases} \dfrac{d}{dt}[I_d + \widehat{i_d}(t)] = \sqrt{\dfrac{3}{2}}.\dfrac{V_P}{L_{in}} - \dfrac{V_1}{L_{in}}.[D'_d + \widehat{d'_d}(t)] \\ \dfrac{d}{dt}\left[I_q + \widehat{i_q}(t)\right] = -\dfrac{V_1}{L_{in}}.[D'_q + \widehat{d'_q}(t)] \end{cases} \tag{39}$$

Para determinar o valor das grandezas no ponto de operação, toma-se as derivadas apresentadas em (37) como nulas, assim:

$$\begin{cases} 0 = \sqrt{\dfrac{3}{2}}.\dfrac{V_P}{L_{in}} - \dfrac{V_1}{L_{in}}.D'_d(t) \\ 0 = -\dfrac{V_1}{L_{in}}.D'_q(t) \end{cases} \tag{40}$$

Resultando em:

$$\begin{cases} D'_d(t) = \sqrt{\dfrac{3}{2}}.\dfrac{V_P}{V_1} \\ D'_q(t) = 0 \end{cases} \tag{41}$$

Substituindo o resultado obtido em (41) em (39), obtém-se:

$$\begin{cases} \dfrac{d}{dt}\widehat{i_d}(t) = -\dfrac{V_1}{L_{in}}.\widehat{d_d}(t) \\ \dfrac{d}{dt}\widehat{i_q}(t) = -\dfrac{V_1}{L_{in}}.\widehat{d_q}(t) \end{cases} \tag{42}$$

Aplicando a transformada de Laplace em (42):

$$\begin{cases} s.i_d(s) = -\dfrac{V_1}{L_{in}}.d'_d(s) \\ s.i_q(s) = -\dfrac{V_1}{L_{in}}.d'_q(s) \end{cases} \rightarrow \begin{cases} \dfrac{i_d(s)}{d'_d(s)} = -\dfrac{V_1}{s.L_{in}} \\ \dfrac{i_q(s)}{d'_q(s)} = -\dfrac{V_1}{s.L_{in}} \end{cases} \tag{43}$$

A Equação (43) representa, portanto, o sistema com as variáveis de controle dos eixos direto e em quadratura desacopladas.

Além das variáveis apresentadas em (43), deve-se levar em consideração a resistência por fase concentrada na entrada do conversor, denominada R_{in}. Logo:

$$\begin{cases} \dfrac{di_d(t)}{dt} = \omega.i_q(t) + \sqrt{\dfrac{2}{3}}.\dfrac{V_P}{L_{in}} - \dfrac{V_1}{L_{in}}.d_d(t) - \dfrac{R_{in}}{L_{in}}.i_d(t) \\ \dfrac{di_q(t)}{dt} = -\omega.i_d(t) - \dfrac{V_1}{L_{in}}.d_q(t) - \dfrac{R_{in}}{L_{in}}.i_q(t) \end{cases} \tag{44}$$

Reescrevendo a Equação (36):

$$\begin{cases} D_d(t) = d'_d(t) + \dfrac{\omega.L_{in}}{V_1}.i_q(t) \\ D_q(t) = d'_q(t) - \dfrac{\omega.L_{in}}{V_1}.i_d(t) \end{cases} \tag{45}$$

Substituindo (45) em (44), obtém-se como resultado:

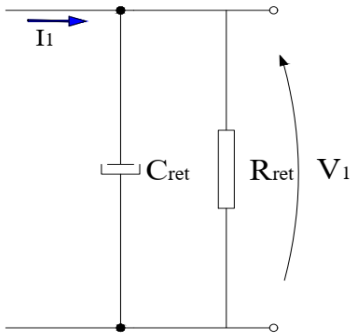
$$\begin{cases} \dfrac{di_d(t)}{dt} = \sqrt{\dfrac{2}{3}}.\dfrac{V_P}{L_{in}} - \dfrac{V_1}{L_{in}}.d'_d(t) - \dfrac{R_{in}}{L_{in}}.i_d(t) \\ \dfrac{di_q(t)}{dt} = -\dfrac{V_1}{L_{in}}.d'_q(t) - \dfrac{R_{in}}{L_{in}}.i_q(t) \end{cases} \tag{46}$$

Por fim, as funções de transferência da malha de corrente no referencial dq0, são (47):

$$\begin{cases} \dfrac{i_d(s)}{d'_d(s)} = -\dfrac{V_1}{s.L_{in} + R_{in}} \\ \dfrac{i_q(s)}{d'_q(s)} = -\dfrac{V_1}{s.L_{in} + R_{in}} \end{cases} \tag{47}$$

Com $\frac{i_d(s)}{d'_d(s)}$ e $\frac{i_q(s)}{d'_q(s)}$ calculadas, deve-se determinar a função de transferência da malha de tensão. Para tal, considera-se o circuito simplificado mostrado na Figura 16 visto a partir da saída contínua.

Figura 16 – Circuito Equivalente simplificado visto pela saída CC.



Fonte: BARBI, (2009), modificado pelo autor.

Considerando a Figura 16, pode-se escrever (48):

$$\frac{V_1(s)}{I_1(s)} = \frac{R_{ret}}{s.R_{ret}.C_{ret} + 1} \tag{48}$$

Tomando a tensão de eixo direto e a tensão de saída como sendo constantes:

$$I_1(s).V_1 = V_d.I_d(s) \tag{49}$$

Logo,

$$I_1(s) = \frac{V_d}{V_1}.I_d(s) \tag{50}$$

Como a tensão de eixo direto é equacionada conforme (51):

$$V_d = \sqrt{\frac{3}{2}}.V_P \tag{51}$$

Substituindo (50) e (51), obtém-se (52), que é a função de transferência da malha de tensão.

$$\frac{V_1(s)}{I_d(s)} = \sqrt{\frac{3}{2}}.\frac{V_P}{V_1}\left[\frac{R_{ret}}{s.R_{ret}.C_{ret} + 1}\right] \tag{52}$$

A malha de corrente compensada tem a função de impor correntes de entrada senoidais com baixa distorção harmônica. Essas correntes podem estar em fase ou não com as tensões de entrada, situação que depende da necessidade de um fator de potência unitário ou não. Já a malha de tensão, atuará no barramento CC garantindo que seu nível de tensão seja igual à referência desejada através do controle do fluxo de potência que flui entre a fonte alternada e o barramento CC.

.

2.4 Projeto do retificador

No Quadro 2 são apresentadas as premissas de operação do retificador utilizadas para determinar os componentes e variáveis de interesse do conversor.

Quadro 2 – Variáveis a serem consideradas no projeto do retificador

GRANDEZA	SIMBOLOGIA	VALOR
Tensão eficaz de linha na fonte de alimentação	$V_{L_{in}}$	220 V
Tensão eficaz de fase na fonte de alimentação	$V_{ef_{1\phi}}$	127 V
Frequência da rede	f	60 Hz
Tensão de saída	V_1	660 V
Potência de saída	P_o	107 kW
Frequência de comutação	f_s	20.000
Ondulação percentual da corrente de entrada	$\Delta I_{\%}$	10%
Ondulação percentual da tensão de saída	$\Delta V_{\%}$	10%
Rendimento	η	95%
Tensão da onda triangular do modulador PWM	$V_{T,ret}$	5 V

Fonte: Produção do próprio autor.

Corrente de pico da entrada por fase:

$$I_{p_{1\phi}} = \frac{2.P_o}{3.\sqrt{2}.V_{ef_{1\phi}}} = 397{,}11\ A \tag{53}$$

Corrente eficaz de entrada:

$$I_{ef_{1\phi}} = \frac{P_o}{3.V_{ef_{1\phi}}} = 280{,}80\ A \tag{54}$$

Ondulação de corrente de entrada:

$$\Delta I_R = \Delta I_S = \Delta I_T = \Delta I_{\%}.I_{p_{1\phi}} = 39{,}71\ A \tag{55}$$

Indutância de entrada:

$$L_{in} = \frac{\sqrt{2}.V_{ef_{1\phi}} - \frac{3.\left(\sqrt{2}.V_{ef_{1\phi}}\right)^2}{2.V_1}}{\Delta I.f_s} = 133{,}85\ \mu H \tag{56}$$

$$L_{in} = 150\ \mu H$$

Ondulação de tensão:

$$\Delta V_1 = \Delta V_{\%}.V_1 = 66\ V \tag{57}$$

Capacitância de saída:

$$C_{ret} = \frac{P_o}{2.\pi.f.V_1.\Delta V_1} = 6{,}51\ mF \tag{58}$$

$$C_{ret} = 10\ mF$$

Perdas Totais:

$$P_{ret} = \frac{1-\eta}{\eta}.P_o = 5{,}63\ W \tag{59}$$

Perdas por fase:

$$P_{1\phi} = \frac{P_{ret}}{3} = 1{,}88\ W \tag{60}$$

Resistência de entrada por fase:

$$R_{in} = \frac{P_{1\phi}}{\left(I_{ef_{1\phi}}\right)^2} = 6{,}69\ m\Omega \tag{61}$$

$$R_{in} = 10\ m\Omega$$

Resistência de carga:

$$R_{ret} = \frac{V_1^2}{P} = 4{,}07\ \Omega \tag{62}$$

Corrente de eixo direto:

$$I_d = \frac{P_o}{\sqrt{3}.V_{ef_{1\phi}}.\eta} = 511{,}96\ A \tag{63}$$

Corrente de eixo de quadratura:

$$I_q = 0A \tag{64}$$

Razão cíclica de eixo direto:

$$D_d = \frac{\sqrt{3}.V_{ef_{1\phi}}}{V_1} = 0{,}33 \tag{65}$$

Razão cíclica de eixo de quadratura:

$$D_q = \frac{2.\pi.f.L_{ret}}{V_1}.I_d = 0{,}04 \tag{66}$$

Ganho do sensor de tensão:

$$kv_{ret} = 77{,}57.10^{-3} \tag{67}$$

Ganho do sensor de corrente:

$$ki_{ret} = 0{,}1 \tag{68}$$

Ganho do modulador PWM:

$$kpwm_{ret} = \frac{1}{V_{T,ret}} = 0{,}2 \tag{69}$$

Assim, a FTMA da planta de tensão completa, considerando os ganhos do modulador PWM e sensor de corrente, fica:

$$Gv_{ret}(s) = \frac{V_1(s)}{I_D(s)} = kv_{ret}.kpwm_{ret}.\sqrt{\frac{3}{2}}.\frac{V_P}{V_1}\left[\frac{R_{ret}}{s.R_{ret}.C_{ret}+1}\right] \tag{70}$$

Mas:

$$V_P = V_{ef_{1\phi}}.\sqrt{2} \tag{71}$$

$$Gv_{ret}(s) = kv_{ret}.kpwm_{ret}.\frac{\sqrt{3}.V_{ef_{1\phi}}}{V_1}\left[\frac{R_{ret}}{s.R_{ret}.C_{ret}+1}\right] \tag{72}$$

$$Gv_{ret}(s) = \frac{0{,}02106}{0{,}04072s+1} \tag{73}$$

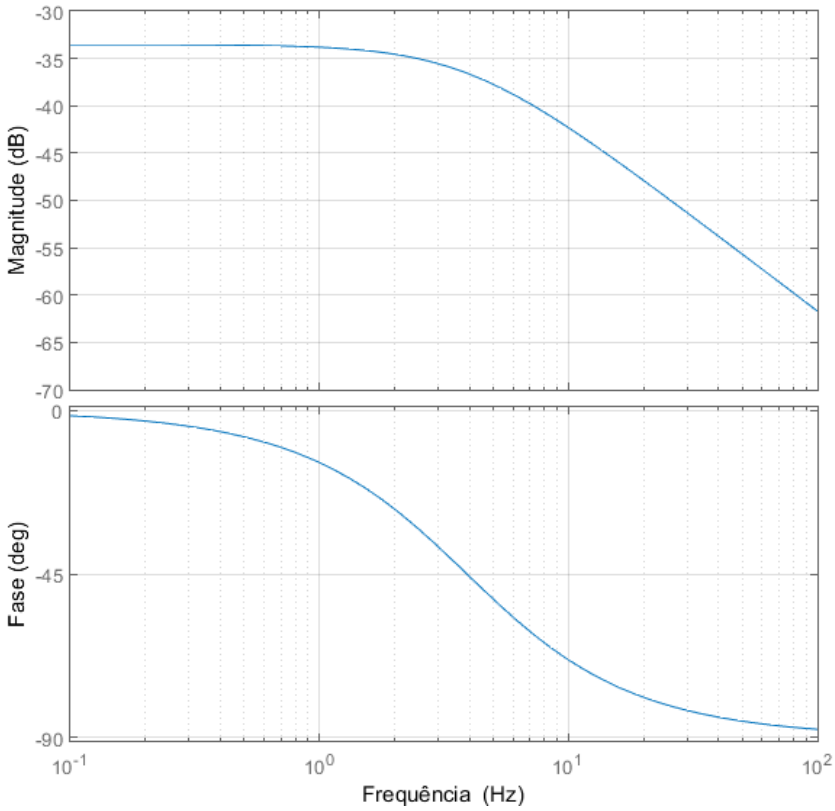
No Gráfico 1 apresenta-se o diagrama de Bode da função de transferência em malha aberta apresentada na Equação (73). Conclui-se, portanto, que as margens de fase e de ganho da planta de tensão do retificador não compensada são, respectivamente:

$$\begin{aligned} MFv_{ret} &= \infty \\ MGv_{ret} &= \infty \end{aligned} \tag{74}$$

A FTMA da planta de corrente é representada, segundo a Equação (47), aqui novamente escrita:

$$\begin{cases} \dfrac{i_d(s)}{d'_d(s)} = -\dfrac{V_1}{s.L_{in}+R_{in}} \\ \dfrac{i_q(s)}{d'_q(s)} = -\dfrac{V_1}{s.L_{in}+R_{in}} \end{cases}$$

Gráfico 1 – Diagrama de Bode da malha de tensão do retificador



Fonte: Produção do próprio autor.

Considerando ainda os ganhos do modulador PWM e do sensor de corrente, tem-se:

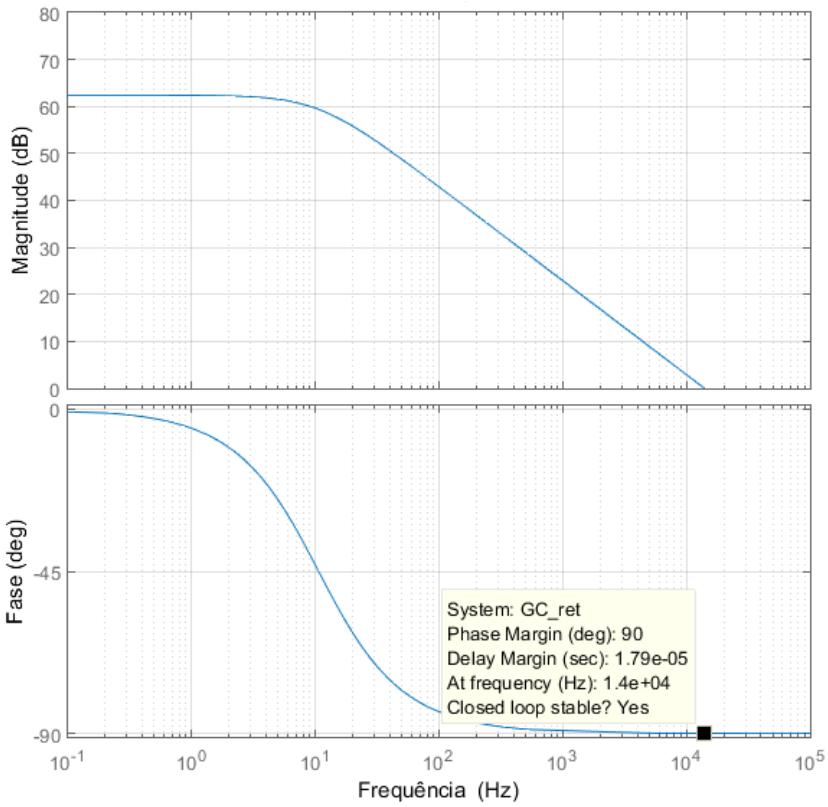
$$Gi_{ret}(s) = \begin{cases} \dfrac{i_d(s)}{d'_d(s)} = -ki_{ret}.kpwm_{ret}.\dfrac{V_1}{s.L + R_{in}} \\ \dfrac{i_q(s)}{d'_q(s)} = -ki_{ret}.kpwm_{ret}.\dfrac{V_1}{s.L + R_{in}} \end{cases} \tag{75}$$

Assim,

$$Gi_{ret}(s) = \begin{cases} \dfrac{i_d(s)}{d'_d(s)} = -\dfrac{13{,}2}{0{,}00015s + 0{,}01} \\ \dfrac{i_q(s)}{d'_q(s)} = -\dfrac{13{,}2}{0{,}00015s + 0{,}01} \end{cases} \tag{76}$$

No Gráfico 2 é exibido o diagrama de Bode para a função de transferência da planta de corrente.

Gráfico 2 – Diagrama de Bode da malha de corrente do retificador



Fonte: Produção do próprio autor.

Analisando o Gráfico 2 percebe-se que as margens de fase e de ganho da planta de corrente do retificador não compensado valem, respectivamente:

$$MFc_{ret} = 90°$$
$$MGc_{ret} = \infty \tag{77}$$

2.5 Controlador de tensão

Para a planta de tensão optou-se por projetar um controlador do tipo PI com equação característica conforme apresentado na Equação (78).

$$Cv_{ret} = kcv_{ret}.\frac{(s + zv_{ret})}{s} \tag{78}$$

Esse controlador garante um erro de estado estacionário nulo bem como a estabilidade do sistema. O zero do compensador deve ser inserido na frequência do polo de $\frac{V_1(s)}{I_D(s)}$, ou seja, na frequência:

$$zv_{ret} = \frac{1}{C_{ret}.R_{ret}} \cong 24{,}55\ rad/s \cong 3{,}90\ Hz \tag{79}$$

Para garantir a operação estável da malha de tensão do conversor CA/CC adotou-se a frequência de cruzamento (fv_c) de aproximadamente 100Hz, que por sua vez é muito menor do que a frequência de cruzamento da malha de corrente (fc_c). Essa escolha conveniente das frequências de cruzamento garante o desacoplamento entre as duas malhas, ou seja, que a malha de corrente seja muito mais rápida do que a de tensão. Para finalizar o projeto desse compensador, calcula-se, a partir da Equação (80), o ganho do compensador de tensão (kcv_{ret}) na frequência de cruzamento desejada.

$$kcv_{ret} = \frac{ki_{ret}}{|Gv_{ret}(fv_c)|.|Cv_{ret}(fv_c)|.kv_{ret}} \cong 23{,}62 \tag{80}$$

Portanto, a equação do controlador de tensão projetado está equacionada na Equação (81).

$$Cv_{ret} = 23{,}62.\frac{(s + 24{,}55)}{s} \tag{81}$$

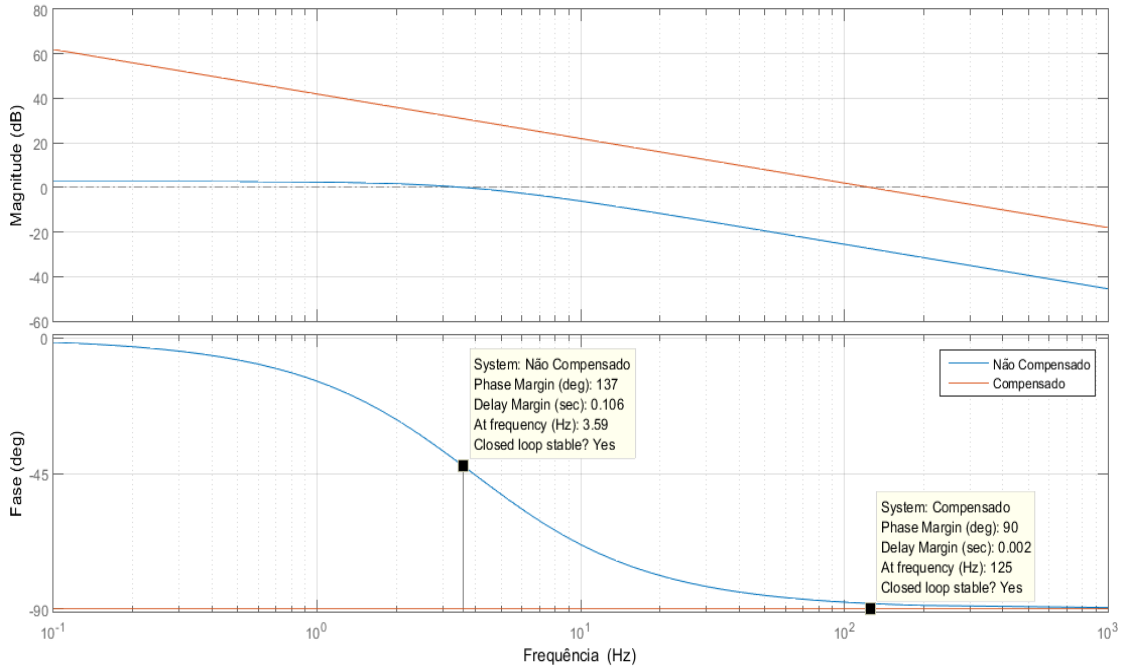
A partir do projeto do controlador de tensão, pode-se levantar o diagrama de Bode da planta compensada. Esse diagrama é exibido no Gráfico 3.

As novas margens de fase e ganho da planta de tensão compensada são, respectivamente:

$$MFv'_{ret} = 137°$$

$$MGv'_{ret} = \infty$$

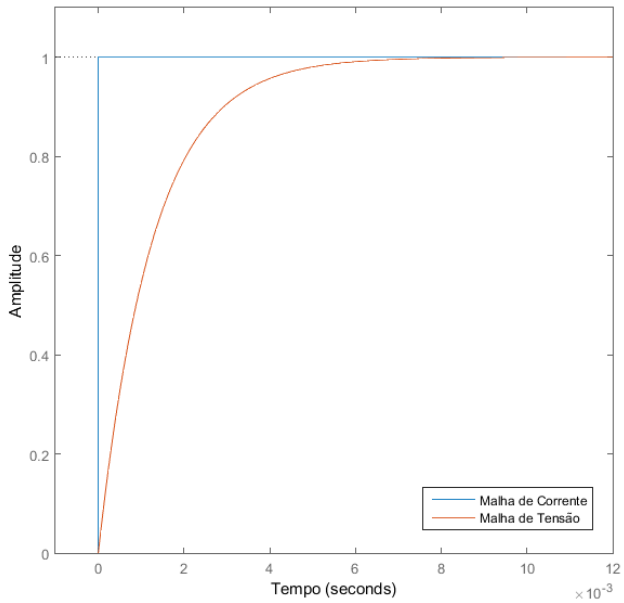
Gráfico 3 – Diagrama de Bode da panta copensada e não compensada da malha de tensão do retificador



Fonte: Produção do próprio autor.

A partir da resposta ao degrau das plantas compensadas, pode-se concluir que de fato a malha de corrente atua muito mais rápido do que a malha de tensão, conforme é mostrado no Gráfico 4.

Gráfico 4 – Respostas ao degrau da malha de corrente (em azul) e malha de tensão (em vermelho)



Fonte: Produção do próprio autor.

2.6 Controlador de corrente

Na Equação (82) é apresentada a fórmula do controlador PI a ser empregado nesse caso. A malha de corrente visa garantir a rápida correção de desvios de corrente eventuais causados por transitórios na tensão de entrada ou na carga. Além de possibilitar a estabilidade do sistema, esse compensador garante erro estático nulo e ganho infinito na frequência zero.

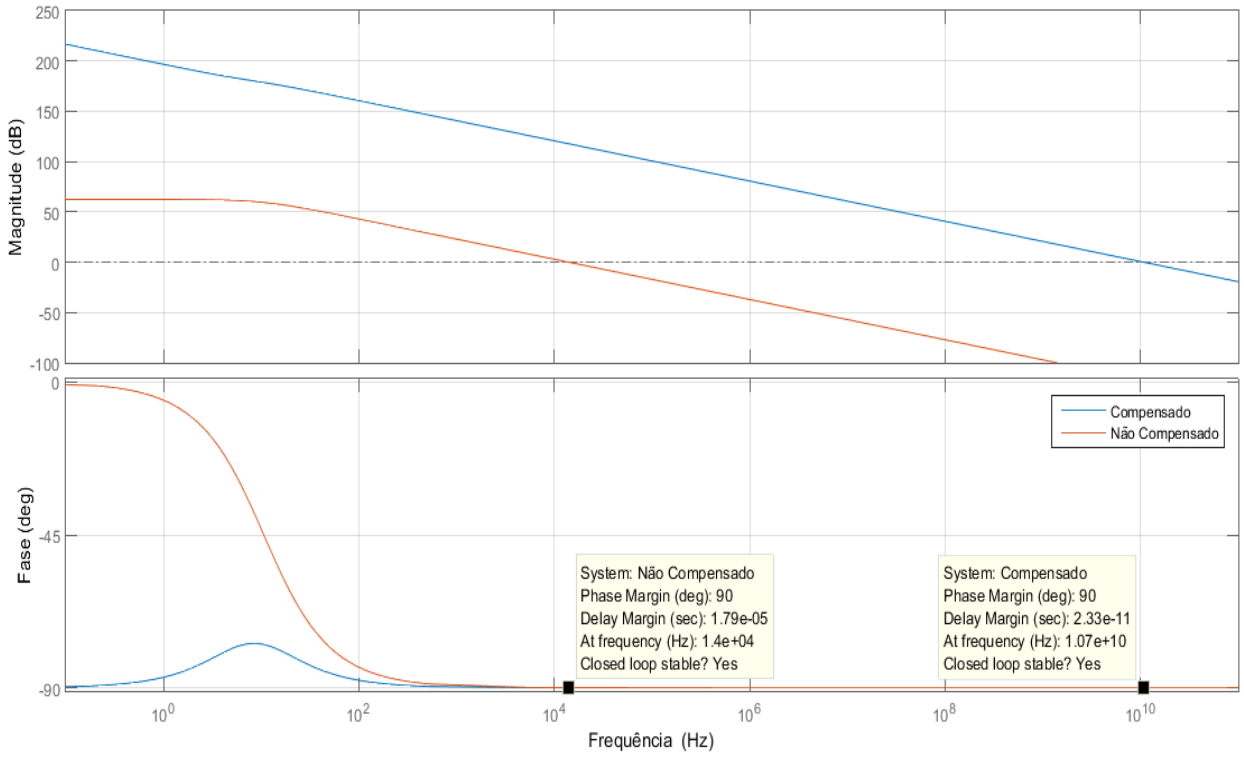
$$Ci_{ret} = kci_{ret}.\frac{(s + zi_{ret})}{s} \tag{82}$$

Com a ferramenta do *Sisotool* do Matlab, a posição do zero foi escolhida como sendo próxima à frequência do polo da planta para minimizar o seu efeito no sistema. Já o ganho foi escolhido, de forma que a frequência de cruzamento da planta de corrente (fc_c) resultasse em um valor muito superior à frequência de cruzamento da planta de tensão (fv_c), justamente para garantir que a resposta do planta de corrente seja muito mais rápida do que a planta de tensão. Com isso, garante-se uma alta frequência de cruzamento e uma melhor resposta quando o conversor atua com baixa carga. Considerando essa análise, obteve-se (83) como controlador de corrente:

$$Ci_{ret} = 7{,}67.10^5.\frac{(s + 42)}{s} \tag{83}$$

No Gráfico 5 é exibida a comparação dos diagramas de Bode da função de transferência da malha de corrente compensada e não compensada.

Gráfico 5 – Diagrama de Bode da planta compensada e não compensada da malha de corrente do retificador

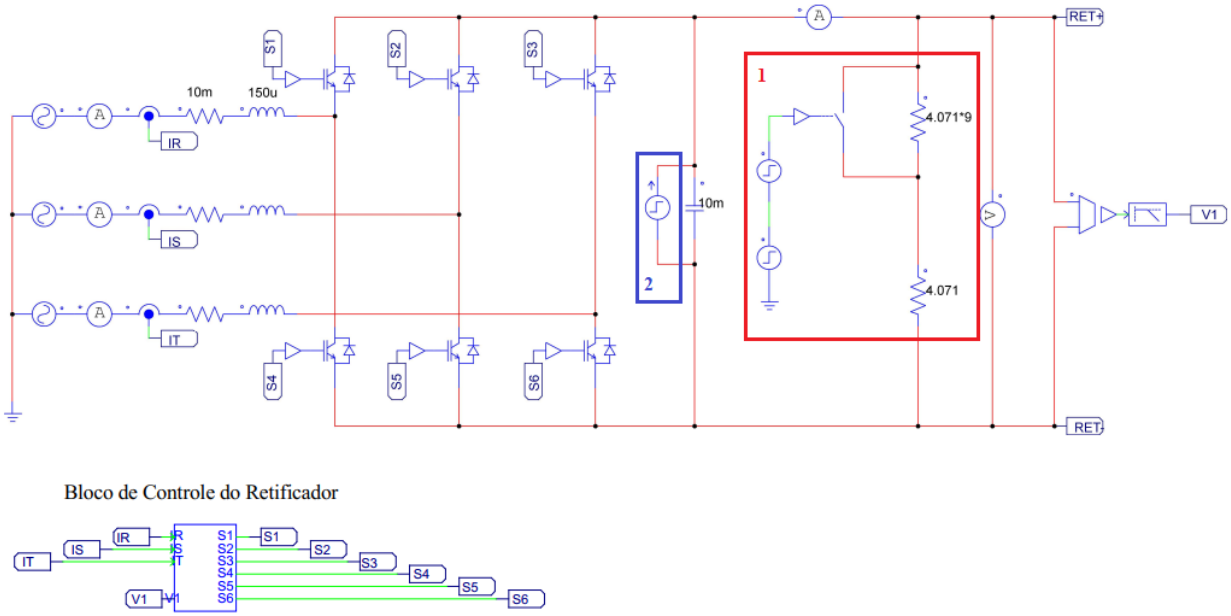


Fonte: Produção do próprio autor.

2.7 Simulações

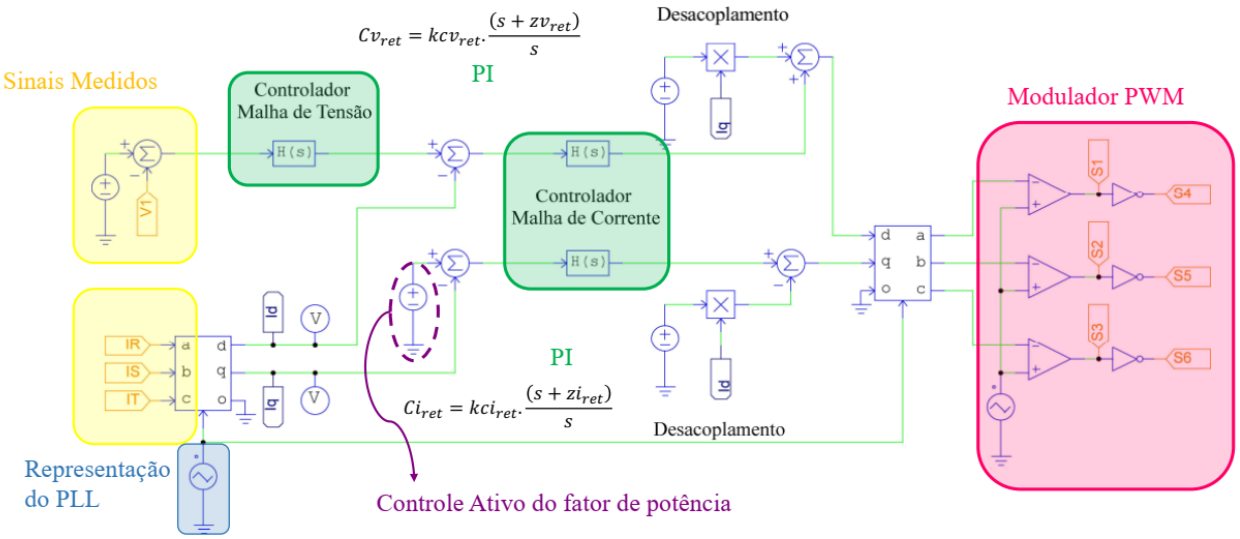
Na Figura 17 é demostrado o circuito elétrico do conversor montado na plataforma de simulação enquanto, na Figura 18, apresenta-se detalhadamente todo o circuito de controle do conversor. Para todas as simulações desejou-se obter correntes em fase com as tensões, ou seja, fator de potência unitário. Em uma primeira simulação considerou-se o retificador operando, primeiramente, com 10% da carga nominal e, posteriormente, com 100% da carga nominal, para tal, ativou-se somente a parte destacada em vermelho. Em uma segunda simulação ativou-se apenas a parte em azul na Figura 17, com isso, buscou-se observar o comportamento do retificador quando no seu barramento é injetada potência CC de 66kW, aproximadamente. Para fazer as análises observou-se as correntes de fase de entrada, tensão e corrente de saída.

Figura 17 – Teste 1 (troca de carga de 10% para 100% e de 100% para 10% da carga nominal) e teste 2 (com injeção de corrente no barramento CC) realizados com o conversor



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 18 – Detalhe do bloco de controle do retificador trifásico bidirecional

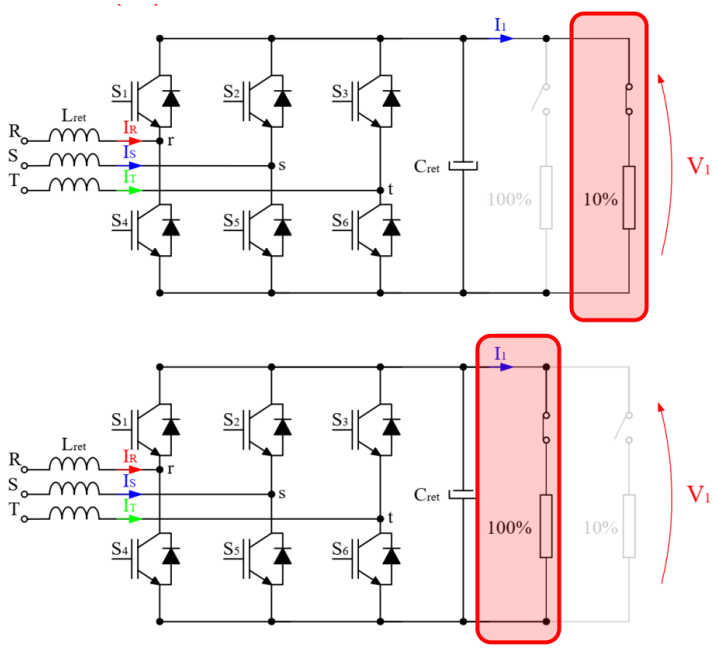


Fonte: Produção do próprio autor.

2.7.1 Variação da carga sem geração conectada ao barramento CC

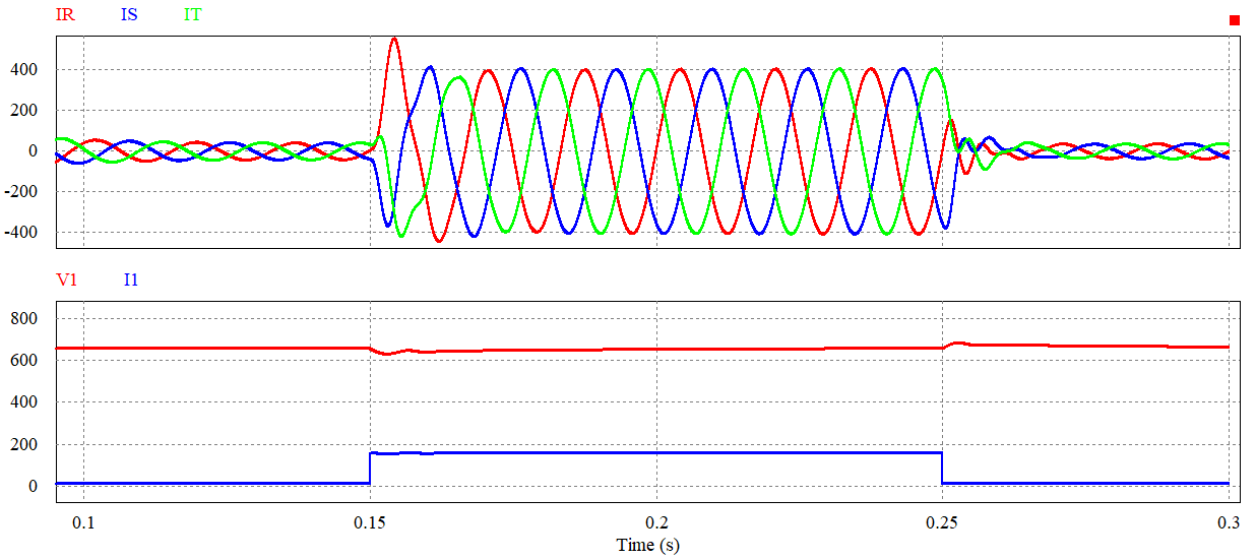
Primeiramente, foram simuladas as trocas de carga do retificador de 10% para 100% e de 100% para 10% da carga nominal. Na Figura 19 apresenta-se o circuito considerado para essa simulação enquanto, no Gráfico 6, são exibidos os resultados obtidos a partir da troca de carga de saída. Por fim, os valores das grandezas obtidas com a simulação são relacionadas na Tabela 1. Observa-se que, apesar da corrente drenada da fonte de alimentação quando o conversor opera à 10% da carga nominal, possuir um maior conteúdo harmônico, o mesmo ainda está dentro do limite estabelecido pela norma vigente da concessionária energia, que é de 5% (EDP, 2018).

Figura 19 – Circuito considerado para variação de carga de 10% para 100% da carga nominal e vice-versa



Fonte: Produção do próprio autor.

Gráfico 6 – Correntes de fase de entrada do retificador (I_R, I_S e I_T), tensão de saída (V_1) e corrente de saída (I_1) para 10% e 100% da carga nominal



Fonte: Produção do próprio autor.

Tabela 1 – Valores das grandezas para 100% e 10% da carga nominal obtidos via simulação

Grandeza	**Valor (100% I_{nom})**	**(10% I_{nom})**
$I_R\ (eficaz)$	283,62 A	30,33 A
$I_S\ (eficaz)$	286,05 A	29,65 A
$I_T\ (eficaz)$	289,32 A	30,25 A
I_1	160,69 A	16,17 A
V_1	654,19 V	658,20 V
$THDc_{máx}$	0,26%	0,8%

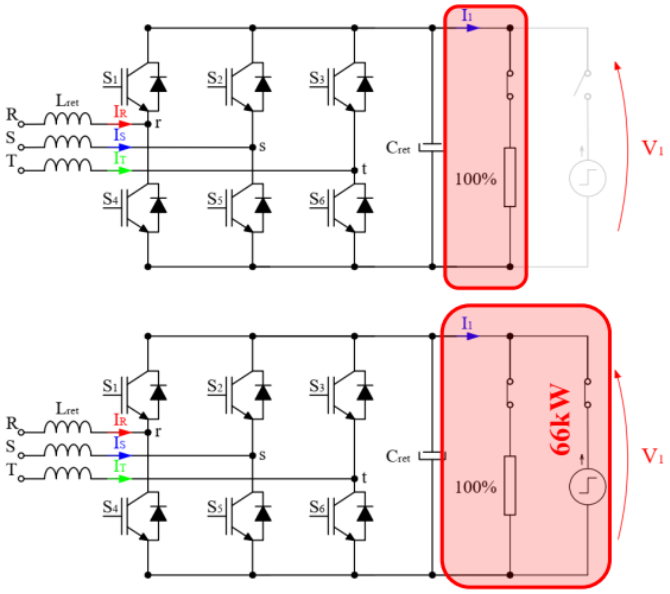
Fonte: Produção do próprio autor.

2.7.2 Com geração conectada ao barramento CC e carga nominal

Na segunda simulação, ativa-se a parte evidenciada em azul na Figura 17. A situação que tem-se, nesse caso, é mostrada na Figura 20. Nesse teste observou-se o comportamento da corrente de entrada quando, no barramento CC do retificador, encontra-se conectada uma fonte geradora CC que injeta cerca de 66kW de potência. Nesse caso, no momento em que a injeção de potência no barramento é iniciada (em 0,2s), a corrente drenada da rede elétrica diminui consideravelmente. Isso ocorre pois, parte dos 107kW de potência da carga (potência nominal do retificador), é

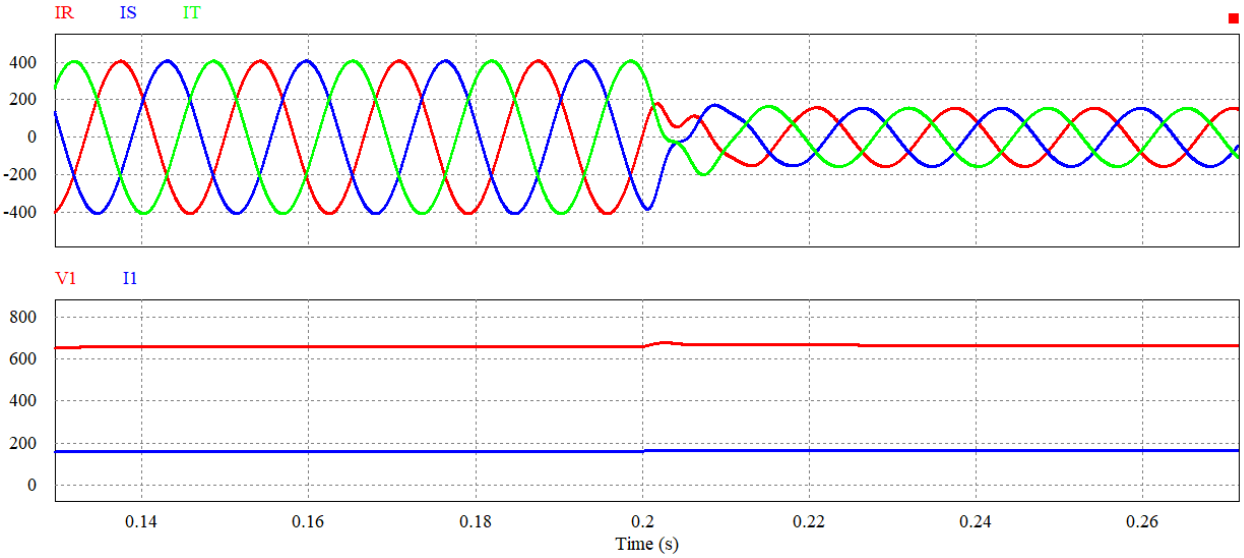
fornecida pela fonte geradora e a potência remanescente é injetada na rede elétrica, verificando, então, a bidirecionalidade do conversor. No Gráfico 7 mostra-se exatamente o comportamento descrito. Na Tabela 2 estão relacionadas as grandezas de interesse nessa simulação.

Figura 20 – Teste com geração CC e 100% da carga nominal



Fonte: Produção do próprio autor.

Gráfico 7 – Resultados da injeção de potência CC no barramento e carga nominal (107kW).



Fonte: Produção do próprio autor.

Tabela 2 – Valores das grandezas para carga nominal sem e com injeção de corrente no barramento CC

Grandeza	**Sem corrente injetada no Barramento CC**	**Com corrente injetada no Barramento CC**
$I_R\ (eficaz)$	$287{,}81\ A$	$110{,}04\ A$
$I_S\ (eficaz)$	$287{,}74\ A$	$109{,}91\ A$
$I_T\ (eficaz)$	$287{,}20\ A$	$109{,}97\ A$
I_1	$161{,}62\ A$	$163{,}03\ A$
V_1	$657{,}99\ V$	$663{,}68\ V$

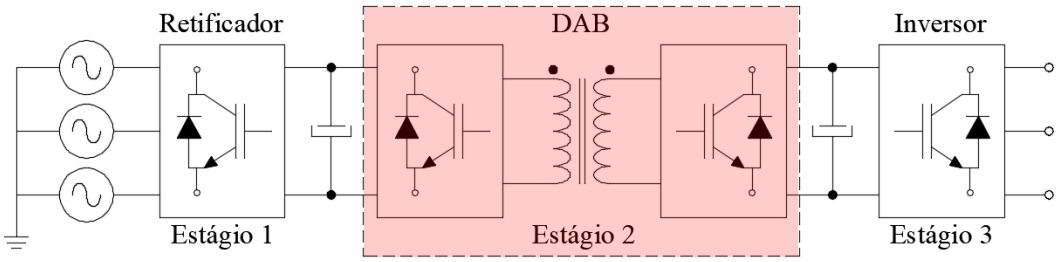
Fonte: Produção do próprio autor.

Nesse capítulo foram apresentados tanto o dimensionamento das malhas de controle do retificador quanto dos componentes que fazem parte da sua planta. Além disso, foram feitos dois testes de extrema relevância para verificar o comportamento do retificador trifásico. Verificou-se que ele consegue atuar em uma ampla faixa de operação, visto que com apenas com apenas 10% da carga nominal, atingiu-se uma baixa distorção harmônica e alta estabilidade da tensão do barramento CC (V_1). Além disso, verificou-se a operação do mesmo quanto há injeção de potência no barramento CC. Nesse caso também foi obtida uma alta estabilidade de tensão no seu barramento obtendo-se desvios de tensão menores do que 1% da tensão desejada.

3 CONVERSOR DAB (DUAL ACTIVE BRIDGE)

O estágio analisado, mostrado na Figura 21, tem a função de isolar galvanicamente através de um transformador de alta frequência os barramentos CC de entrada, além de ser bidirecional em potência. Essas duas exigências fazem com que o conversor DAB (do inglês *Dual Active Bridge*) seja um forte candidato à função.

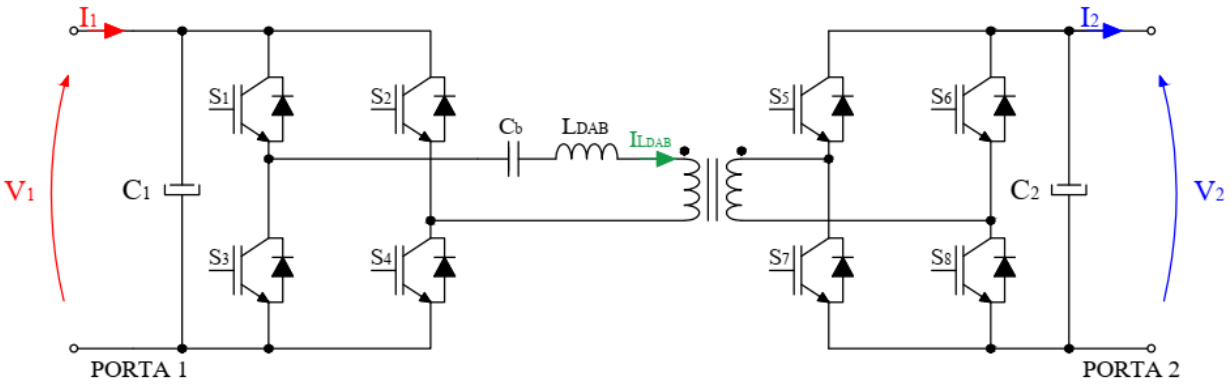
Figura 21 – Segundo estágio de conversão do SST



Fonte: Produção do próprio autor.

O DAB é um conversor CC-CC em ponte completa, isolado e bidirecional. É composto por 8 chaves semicondutoras, um transformador de alta frequência, capacitores de barramento CC e um indutor de transferência de energia. Na Figura 22 mostra-se a topologia desse conversor.

Figura 22 – Conversor DAB



Fonte: MAMEDE, (2005), modificado pelo autor.

Por ser naturalmente bidirecional, esse conversor introduz o conceito de porta. O conversor DAB possui duas portas. Uma delas é ligada ao barramento CC de entrada que é interligada ao primeiro estágio do SST, enquanto a outra é conectada ao terceiro estágio do SST, o inversor. A indutância

de dispersão é normalmente conectada ao primário do DAB, quando a indutância de dispersão do transformador não é suficientemente grande para garantir a transferência de potência desejada (CUI, 2017). Nesse tipo de conversor, a presença da indutância é fundamental pois, permite que haja fluxo de potência entre as fontes de tensão CC. As capacitâncias parasitas das chaves eletrônicas contribuem para a comutação suave das chaves (KNAESEL, 2016). Portanto, outra grande vantagem do uso desses conversores é a utilização de indutâncias e capacitâncias parasitas dos próprios componentes para auxiliar no desemprenho das suas funções. As subsequentes seções descrevem o seu princípio de funcionamento, modulação e métodos de controle.

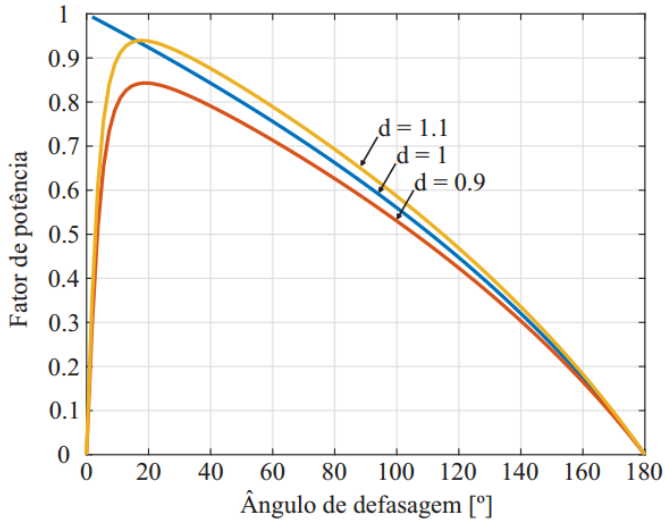
3.1 Modulação *phase-shift*

Essa técnica consiste no defasamento das tensões nos terminais do transformador. As tensões sob os terminais do transformador possuem formato retangular com razão cíclica de 50% sendo que o ângulo de defasagem define o sentido do fluxo de potência e a quantidade de potência a ser transferida. Quanto maior o ângulo de defasagem, maior a quantidade de potência transferida.

A utilização dessa técnica se mostra desvantajosa quando a razão entre as tensões aplicadas aos terminais do transformador é diferente da relação de transformação pois nesse caso ocorrem picos de corrente que culminam em uma perda de eficiência do conversor e a circulação de uma razoável quantidade de potência reativa (MAMEDE, 2005). Além disso, quando a exigência de potência se distancia muito da potência nominal, como acontece ao se alimentar cargas leves, o conversor sai da região de chaveamento em tensão (comutação suave) o que reduz a sua eficiência. Além disso, a corrente que circula no conversor para cargas leves tem alto valor de pico causando maiores perdas nas chaves eletrônicas. Como a região de ZVS (do inglês *Zero Voltage Swiching*) é limitada, a aplicação desse tipo de modulação é apropriada para sistemas nos quais não há grande variação de carga. No Gráfico 8 exibe-se esse comportamento por meio de um gráfico de fator de potência por defasagem angular conforme a variação do ganho de tensão referenciado ao lado primário d do conversor expresso pela Equação (84).

$$d = \frac{V_2}{a.V_1} \tag{84}$$

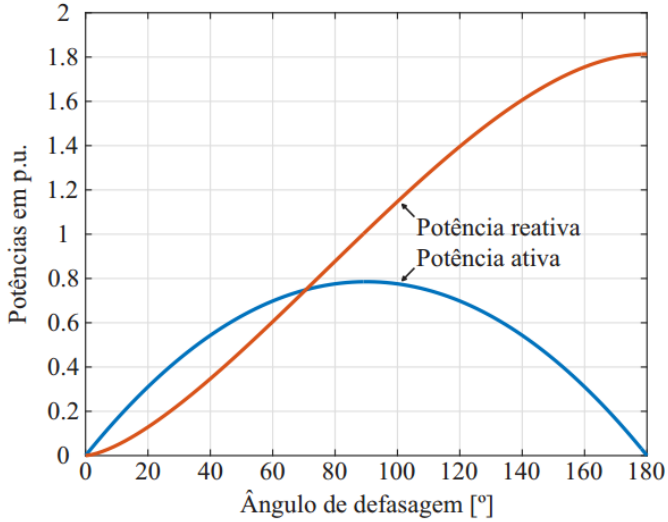
Gráfico 8 – Variação do fator de potência com o ângulo de defasagem das tensões do primário e secundário do transformador de alta frequência



Fonte: MAMEDE, (2005).

Um bom projeto do conversor DAB deve contemplar a maior transferência de potência ativa possível e a mínima circulação de potência reativa, por isso, apesar da possibilidade de variar o ângulo de defasamento (θ) dentro da faixa de $+180°$ a $-180°$, não é indicado que θ seja maior do $+90°$ ou menor do que $-90°$ pois, em tais casos, a quantidade de potência reativa que circula pelo conversor é significativa (MAMEDE, 2005), como mostra-se no Gráfico 9.

Gráfico 9 – Variação da potência ativa e reativa com o ângulo de defasagem



Fonte: MAMEDE, (2005).

Apesar das limitações do método de controle do fluxo de potência apresentado, a modulação por *phase-shift* é amplamente empregada devido à simplicidade de implementação quando comparada com outros tipos de modulações.

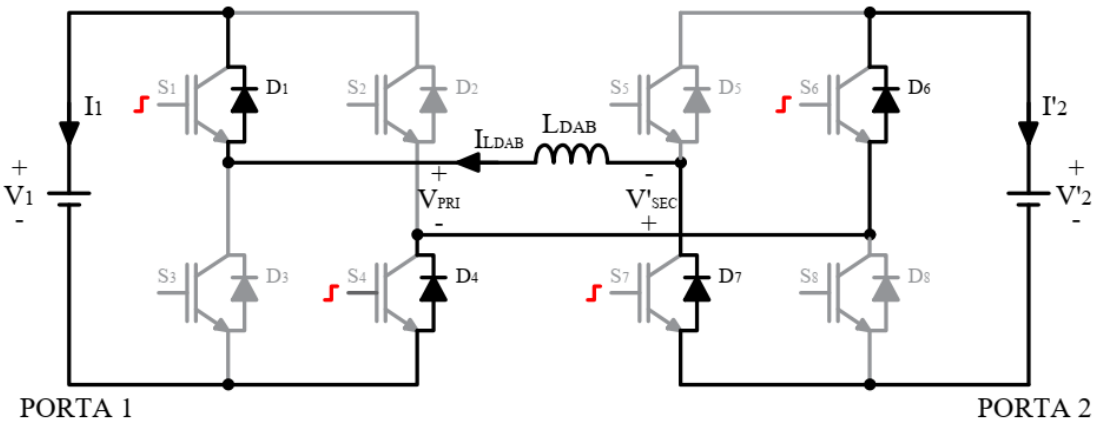
3.2 Etapas de operação do conversor DAB para a modulação *phase-shift*

Essa seção descreve as etapas de operação do conversor DAB com a modulação selecionada (*phase-shift*).

3.2.1 Etapa 1

Durante a primeira etapa de operação, os interruptores S_1, S_4, S_6 e S_7 são acionados, porém, como o indutor impõe a circulação de corrente da porta 2 para a porta 1, apenas os diodos das respectivas chaves entram em condução (D_1, D_4 e D_6 e D_7), pois estão diretamente polarizados. S_1, S_4, S_6 e S_7 não conduzem pois, a corrente tende a fluir no sentido inverso ao permitido por elas. Nessa etapa, o indutor força a absorção de corrente pela fonte V_1 até que a corrente $I_{L_{DAB}}$ chega a zero. Na Figura 23 são evidenciados os elementos em condução e mostrados os sentidos das correntes que circulam no conversor considerando todos os parâmetros de corrente e tensão refletidos para o primário do transformador (KNAESEL, 2016).

Figura 23 – Primeira etapa de operação



Fonte: KNAESEL, (2016), modificado pelo autor.

A partir do desenvolvimento da Equação (85) pode-se obter a variação da corrente no indutor na primeira etapa de operação.

$$V_{L_{DAB}} = L_{DAB}\frac{dI_{L_{DAB}}}{dt} \tag{85}$$

$$dI_{L_{DAB}} = \frac{V_{L_{DAB}}}{L_{DAB} \times dt} \tag{86}$$

$$t = \frac{\omega}{\theta} \tag{87}$$

$$dI_{L_{DAB}} = \left(\frac{V_{L_{DAB}}}{L_{DAB} \times \omega}\right) d\theta \therefore \Delta I_{L_{DAB}} = \left(\frac{V_{L_{DAB}}}{L_{DAB} \times \omega}\right) \Delta\theta \tag{88}$$

Por fim, a variação da corrente no indutor é descrita pela Equação (89).

$$\Delta I_{L_{DAB}} = \left(\frac{V_1 + V_2'}{L_{DAB} \times \omega}\right) \Delta\theta_1 \tag{89}$$

3.2.2 Etapa 2

Quando a corrente do indutor tende a cessar este inverte a sua tensão, comportamento que permite a passagem da corrente elétrica no sentido oposto ao anterior, bloqueando os diodos D_1, D_4 e D_6 e D_7, agora reversamente polarizados, e habilitando S_1, S_4, S_6 e S_7, que foram previamente comandados como apresentado na Figura 24. Essa etapa se encerra quando as chaves S_6 e S_7 são desativadas e S_5 e S_8 habilitadas. Nessa etapa a corrente no indutor ($I_{L_{DAB}}$) parte do zero e cresce com a mesma taxa de variação da etapa anterior de acordo com a Equação (90) (KNAESEL, 2016).

$$\Delta I_{L_{DAB}} = \left(\frac{V_1 + V_2'}{L_{DAB} \times \omega}\right) \Delta\theta_2 \tag{90}$$

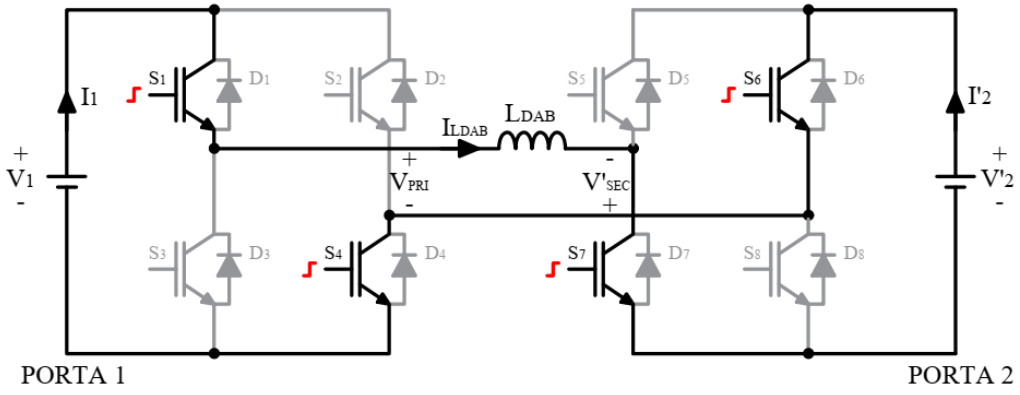
3.2.3 Etapa 3

Na Figura 25 são apresentados os componentes que entram em condução nessa etapa. Pode-se observar que a corrente continua fluindo no mesmo sentido da etapa 2, porém, são os diodos D_5 e D_8 que conduzem pois o indutor contribui para que a tensão de anodo seja maior do que a de catodo, fazendo com que os diodos sejam polarizados diretamente. Essa etapa se inicia no momento em que o ângulo de condução é igual ao ângulo de defasagem e termina quando o comando das chaves

S_1 e S_4 é retirado com posterior acionamento de S_2 e S_3 (KNAESEL, 2016). Os interruptores que são acionados nessa etapa são apresentados na Figura 25.

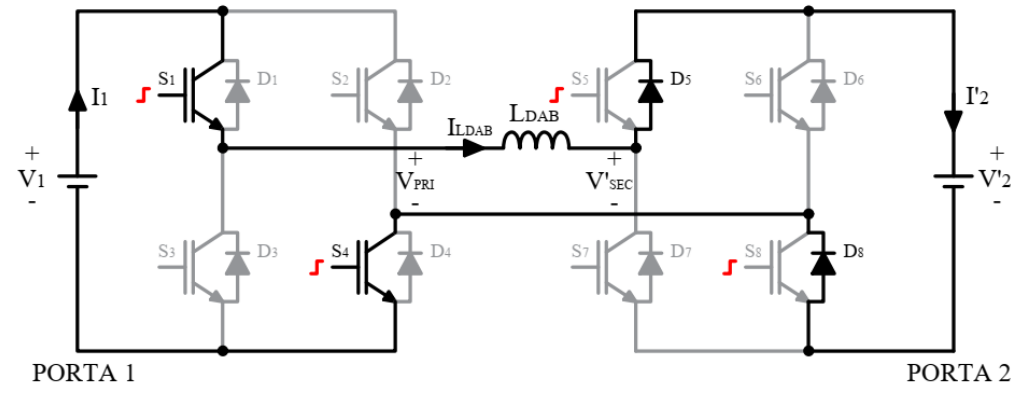
$$\Delta I_{L_{DAB}} = \left(\frac{V_1 - V_2'}{L_{DAB} \times \omega}\right)\Delta\theta_3 \tag{91}$$

Figura 24 – Segunda etapa de operação



Fonte: KNAESEL, (2016), modificado pelo autor.

Figura 25 – Terceira Etapa de operação



Fonte: KNAESEL, (2016), modificado pelo autor.

3.2.4 Etapa 4

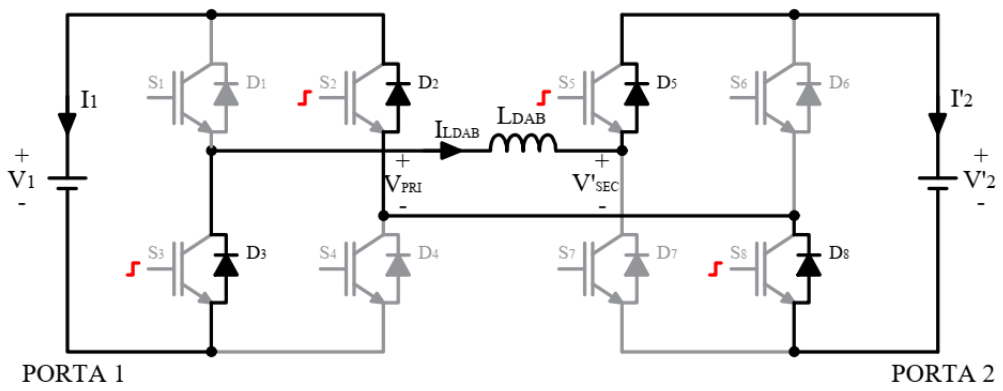
O início dessa etapa ocorre quando os interruptores S_2 e S_3 são acionados. Porém, devido ao sentido de circulação de corrente, os diodos D_2 e D_3 conduzem juntamente com D_5 e D_8 (KNAESEL,

2016), como é demonstrado na Figura 26. A Equação (92) representa o comportamento da corrente no indutor durante essa etapa.

$$\Delta I_{L_{DAB}} = -\left(\frac{V_1 + V_2'}{L_{DAB} \times \omega}\right)\Delta\theta_4 \tag{92}$$

Durante esta fase a corrente no indutor é reduzida até que chega a zero, finalizando assim essa etapa.

Figura 26 – Quarta Etapa de operação



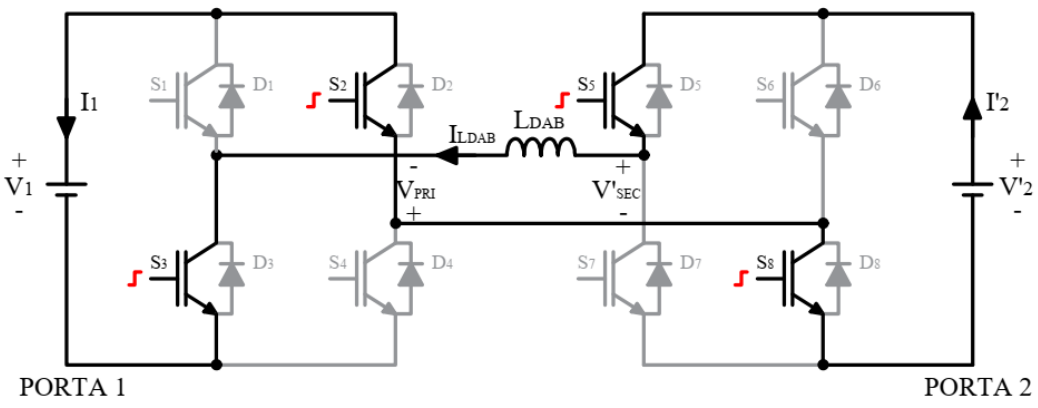
Fonte: KNAESEL, (2016), modificado pelo autor.

3.2.5 Etapa 5

Os diodos D_2, D_3, D_5 e D_6 são bloqueados e as respectivas chaves S_2, S_3, S_5 e S_6 conduzem, pois, o sentido da corrente que circula no indutor favorece o seu funcionamento (KNAESEL, 2016). Como mostra a Equação (93), a corrente no indutor decresce com a mesma taxa de variação da etapa 4. Na Figura 27 são apresentadas as chaves semicondutoras que atuam nessa etapa.

$$\Delta I_{L_{DAB}} = -\left(\frac{V_1 + V_2'}{L_{DAB} \times \omega}\right)\Delta\theta_5 \tag{93}$$

Figura 27 – Quinta etapa de operação



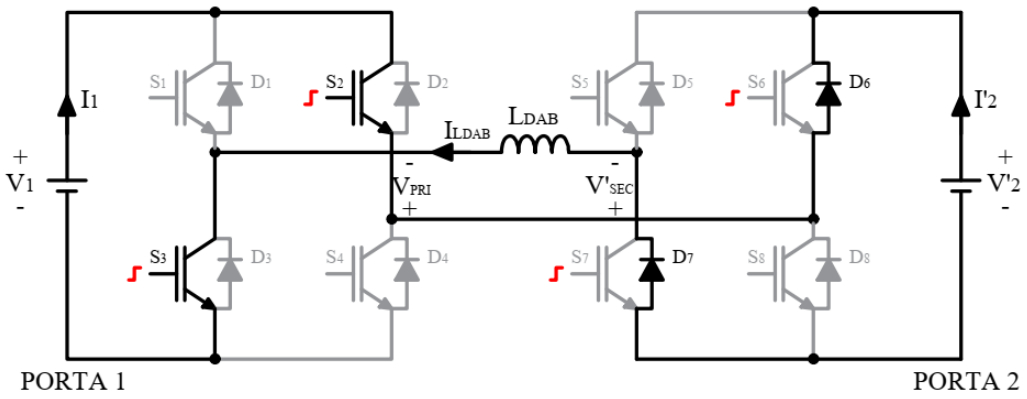
Fonte: KNAESEL, (2016), modificado pelo autor.

3.2.6 Etapa 6

Por fim, os interruptores S_6 e S_7 são comandados, porém não conduzem pois, a corrente tende a circular no sentido contrário ao permitido por eles, logo, os diodos D_6 e D_7 assumem a condução da corrente (KNAESEL, 2016), como mostrado na Figura 28 . A Equação (94) mostra a variação de corrente no indutor durante essa fase que termina quando a corrente no indutor atinge o valor da corrente no início da primeira etapa.

$$\Delta I_{L_{DAB}} = -\left(\frac{V_1 - V_2'}{L_{DAB} \times \omega}\right)\Delta\theta_6 \tag{94}$$

Figura 28 – Sexta etapa de operação



Fonte: KNAESEL, (2016), modificado pelo autor.

3.3 Formas de onda

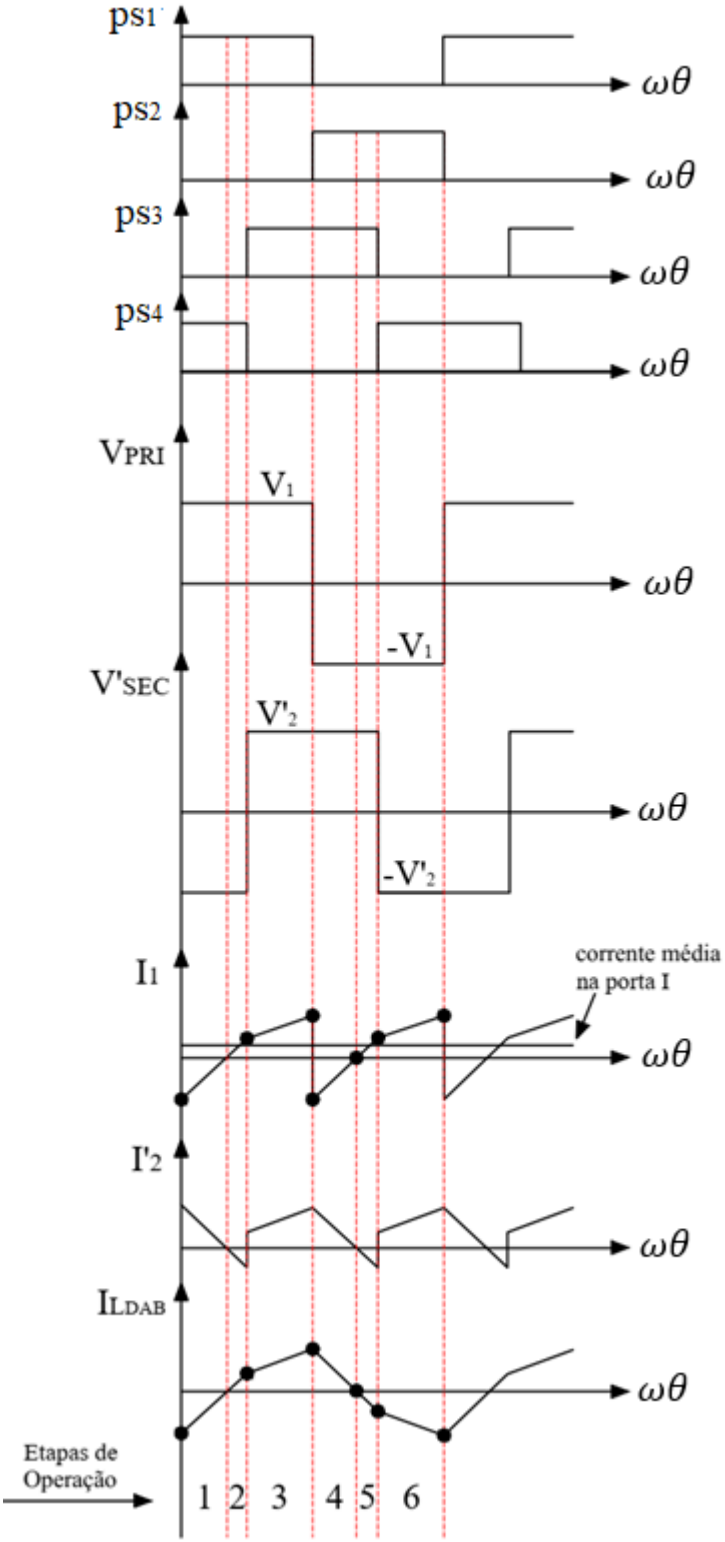
No Gráfico 10 mostra-se a sequência de comandos simplificada das chaves (ps_1, ps_2, ps_3, ps_4) e as formas de onda do conversor DAB, a partir do que foi discutido na seção anterior, considerando as etapas de operação e semicondutores que são acionados em cada etapa.

Para a sequência de etapas mostradas pode-se concluir que a potência ativa é transferida da porta 1 para a porta 2 pois a corrente do primário tem valor médio de corrente positivo. Entretanto, durante as etapas 2 e 5 não ocorre transferência de potência da porta 1 para 2. Outra análise que pode ser feita é que quando as tensões V_1 e $V_2^{'}$ são iguais, a corrente vale zero nas etapa 3 e 6 e, por consequência, a variação da corrente nesse período também é nula (KNAESEL, 2016).

A partir do gráfico da corrente de entrada, observa-se que, para que ocorra transferência de potência da porta 2 para a porta 1 é necessário que o ângulo de defasagem da tensão entre as portas 1 e 2 seja negativo. Para confirmar essa afirmação no Gráfico 11 é apresentada a curva da potência transferida à carga em pu quando θ varia de $-180°$ a $+180°$. Para $\theta > 0°$ a fonte fornece potência ativa, enquanto para $\theta < 0°$ o sentido do fluxo de potência se inverte e a fonte recebe potência ativa (MAMEDE, 2005).

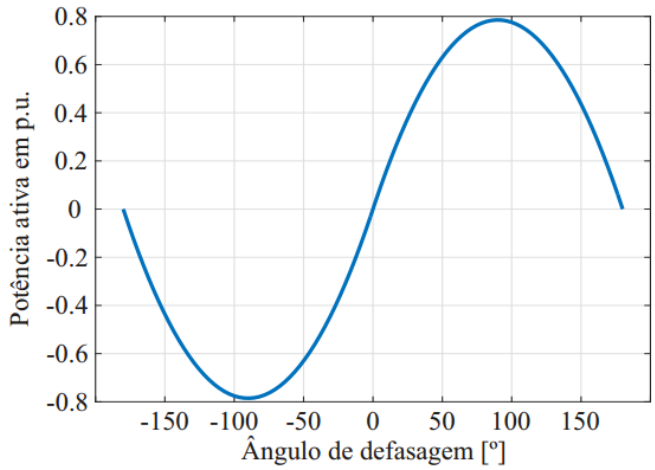
No Gráfico 11 mostra-se a quantidade de potência transferida em pu quando o ângulo de defasagem entre as tensões sob os terminais do transformador é variado. Com isso, é possível avaliar que o ângulo θ que propicia a máxima transferência de potência é $\theta = \mp 90°$. Além disso, verifica-se que, para ângulos de defasagem inferiores a zero, ocorre a inversão do sentido da transferência de potência (MAMEDE, 2005).

Gráfico 10 – Sequência de comandos dos IGBTs e formas de onda do conversor DAB



Fonte: KNAESEL, (2016), modificado pelo autor. $\omega\theta$

Gráfico 11 – Variação da potência ativa com o ângulo de defasagem



Fonte: MAMEDE, (2005).

3.4 Determinação da planta de tensão do DAB

A partir do Gráfico 10 observa-se que a corrente na porta 1 (I_2) possui o dobro da frequência de operação do conversor (20kHz), Assim, usando a definição de corrente no indutor, tem-se (95):

$$I_1(\mathrm{t}) = \frac{2}{T}\int_{t0}^{t3} I_{L_{DAB}}(t)dt \tag{95}$$

Como $I_1(t)$ é linear por partes, pode-se expandir a Equação (95) em:

$$I_1(t) = \frac{2}{T}\left(\int_{t0}^{t2} \frac{V_1 + V_2'}{L_{DAB}}(t - t_0)dt + \int_{t2}^{t3} \frac{V_1 - V_2'}{L_{DAB}}(t - t_2)dt\right) \tag{96}$$

Portanto a corrente no primário do DAB é descrita por (97):

$$I_1(t) = \frac{V_2}{2\pi.f_s.L_{DAB}.a}\theta(t)\left(1 - \frac{|\theta(t)|}{\pi}\right) \tag{97}$$

Com a corrente na porta 1 (Equação (97)) do DAB pode-se calcular a potência média transmitida da fonte 1 para a fonte 2 conforme a Equação (98):

$$P_o = V_1.I_1 = \frac{V_1V_2}{2\pi.f_s.L_{DAB}.a}\theta(t)\left(1 - \frac{|\theta(t)|}{\pi}\right) \tag{98}$$

Portanto, a corrente I_2, vale (99):

$$\frac{P_o}{V_2} = I_2 = \frac{V_1}{2\pi . f_s . L_{DAB} . a}\theta(t)\left(1 - \frac{|\theta(t)|}{\pi}\right) \tag{99}$$

Considerando o modelo de médios sinais, aplica-se uma perturbação em torno do ponto de operação da variável de controle, logo:

$$\begin{gathered}\theta(t) = \Theta + \tilde{\theta}(t) \\ I_2(\theta) = I_2 + \tilde{\imath}_2(\theta)\end{gathered} \tag{100}$$

Logo,

$$I_2 + \tilde{\imath}_2(\theta) = \frac{V_1}{2\pi . f . L_{DAB} . a}\left[\Theta + \tilde{\theta}(t)\right]\left(1 - \frac{|\Theta + \tilde{\theta}(t)|}{\pi}\right) \tag{101}$$

Aplicando a derivada da corrente $I_2(\theta)$ com relação a θ obtida em (99) para calcular $\tilde{\imath}_2(\theta)$

$$\tilde{\imath}_2(\theta) = \frac{dI_2(\theta)}{d\theta} = \frac{V_1}{2\pi . f_s . L_{DAB} . a} - \frac{2V_1}{2\pi^2 . f_s . L_{DAB} . a}\Theta \tag{102}$$

$$\tilde{\imath}_2(\theta) = \frac{V_1}{2\pi . f_s . L_{DAB} . a}\left(1 - \frac{2}{\pi}\Theta\right) \tag{103}$$

A partir da linearização de (103), pode-se concluir que I_2 varia com o ângulo de defasagem imposto pelo controlador $\tilde{\theta}$ de acordo com (104):

$$\tilde{\imath}_2(\theta) = \frac{V_1}{2\pi . f_s . L_{DAB} . a}\left(1 - \frac{2}{\pi}\Theta\right) . \tilde{\theta}(t) \tag{104}$$

Com isso, pode-se determinar a função de transferência da porta 2 do DAB. O circuito apresentado na Figura 29 possibilita a sua obtenção.

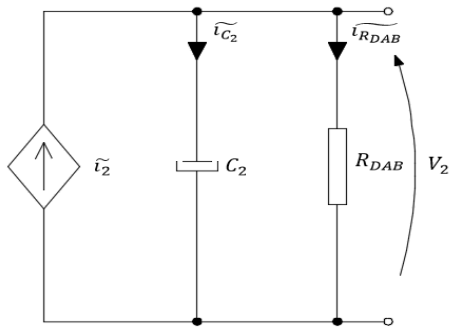
Pela análise básica do circuito extrai-se (105):

$$\tilde{\imath}_2 = \widetilde{\imath_{C_2}} + \widetilde{\imath_{R_{DAB}}} \tag{105}$$

$$\tilde{\imath}_2 = C_2\frac{dV_2}{dt} + \frac{V_2}{R_{DAB}} \tag{106}$$

$$\frac{V_2(s)}{\tilde{\imath}_2(s)} = \frac{R_{DAB}}{s . R_{DAB} . C_2 + 1} \tag{107}$$

Figura 29 – Circuito equivalente do modelo médio do inversor



Fonte: MAMEDE, (2005).

$$\frac{V_2(s)}{\tilde{\theta}(s)} = \left[\frac{V_1}{2\pi.f_s.L_{DAB}.a}\left(1-\frac{2}{\pi}\Theta\right)\right].\frac{R_{DAB}}{s.R_{DAB}.C_2+1} \tag{108}$$

3.5 Projeto

Na Tabela 3 são apresentadas as condições de projeto do conversor DAB.

Tabela 3 – Parâmetros de projeto do DAB

GRANDEZA	SIMBOLOGIA	VALOR
Tensão na porta 1	V_1	660 V
Tensão na porta 2	V_2	460 V
Potência nominal	P_o	107 kW
Frequência de comutação	f_s	20 kHz
Valor nominal de p*hase-shift*	θ_{deg}	45°
Valor nominal de razão cíclica	D_{DAB}	0,5
Relação de transformação	a	0,697
Tensão na porta 2 refletida a porta 1	V_2'	660 V

Fonte: Produção do próprio autor.

Com as informações apresentadas na Tabela 3 é possível determinar todos os componentes do conversor CC/CC do tipo DAB.

Relação de transformação:

$$a = \frac{V_2}{V_1} = 0{,}697 \tag{109}$$

Frequência angular de comutação:

$$\omega_s = 2.\pi.f_s = 1{,}257.10^5\ rad/s \tag{110}$$

Valor nominal de *phase-shift* em radianos:

$$\theta_{rad} = \frac{\theta_{deg}.\pi}{180°} = 0{,}7854\ rad \tag{111}$$

Valor nominal de resistência de carga:

$$R_{DAB} = \frac{V_2^2}{P_o} = 1{,}978\ \Omega \tag{112}$$

Valor da indutância de transferência de potência:

$$L_{DAB} = \frac{V_1.V_2}{a.\omega_s.P_o}.\theta_{rad}.\left(1 - |\frac{\theta_{rad}}{\pi}|\right) = 19{,}083\mu H \tag{113}$$

Frequência relativa para o desacoplamento:

$$f_r = 10 \tag{114}$$

Capacitância de bloqueio:

$$C_b > \left(\frac{f_r}{f_s}\right)^2.\frac{1}{4.\pi^2.L_{DAB}} = 331{,}86\mu F$$
$$C_b = 500\mu F \tag{115}$$

Valor da capacitância de filtragem de entrada:

$$C_1 > \frac{P_o}{(|1{,}01.V_1|^2 - |0{,}99.V_1|^2).f_s} = 307{,}05\mu F$$
$$C_1 = 330\mu F \tag{116}$$

Valor da capacitância de filtragem de saída:

$$C_2 > \frac{P_o}{|1{,}01.V_2|^2 - |0{,}99.V_2|^2.f_s} = 632{,}09\mu F$$
$$C_2 = 680\mu F \tag{117}$$

No Quadro 3 encontram-se resumidos os resultados obtidos com os cálculos dos componentes eletrônicos do DAB.

Quadro 3 – Resumo do dimensionamento do DAB

GRANDEZA	SIMBOLOGIA	VALOR
Indutor de transferência de potência	L_{DAB}	$19{,}083\mu H$
Capacitor de bloqueio	C_b	$500\mu F$
Capacitor do barramento de alta tensão	C_1	$330\mu F$
Capacitor do barramento de baixa tensão	C_2	$680\mu F$
Resistência de carga	R_{DAB}	$1{,}978\Omega$

Fonte: Produção do próprio autor.

Da Equação (107)(118), tem-se que a função de transferência da planta de tensão do DAB é:

$$\frac{V_2(s)}{\widetilde{\iota_2}(s)} = 197{,}474.\frac{1{,}978}{0{,}001345s + 1} \tag{118}$$

Para simular um sistema real, em que a tensão é medida com o auxílio de um sensor de tensão conectado à um microcontrolador (com tensão máxima de entrada de 5V), acrescenta-se ainda à planta indicada na Equação (118) o ganho do sensor de tensão, dado por:

$$kv_{DAB} = \frac{4{,}5}{V_2} = 0{,}0098 \tag{119}$$

Além disso, deve-se considerar o ganho do modulador de *phase-shift* dado por:

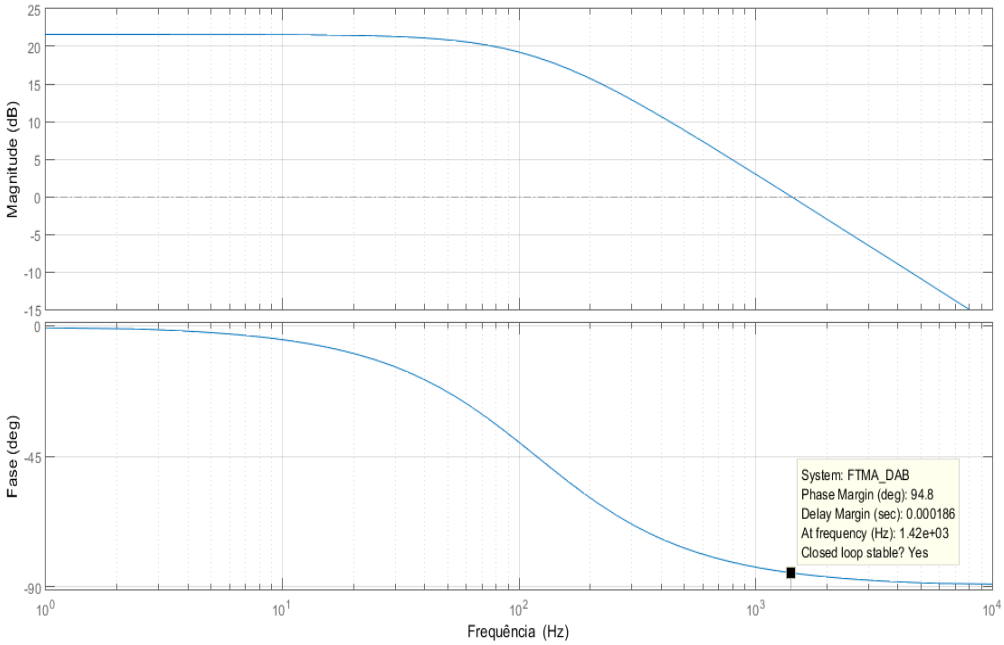
$$k_{PS} = \pi \tag{120}$$

Logo, a função de transferência em malha aberta que representa o sistema do DAB é (121). O seu respectivo gráfico de Bode é mostrado no Gráfico 12.

$$Gv_{DAB}(s) = kv_{DAB}.k_{PS}.\left[\frac{V_1}{2\pi.f_s.L_{DAB}.a}\left(1-\frac{2}{\pi}\Theta\right)\right].\frac{R_{DAB}}{s.R_{DAB}.C_2+1}$$

$$Gv_{DAB}(s) = \frac{12}{0{,}001345s+1} \tag{121}$$

Gráfico 12 – Gráfico de Bode da planta de tensão do DAB



Fonte: Produção do próprio autor.

3.6 Controlador de tensão

Para o DAB será projetado um controlador PI para o controle da tensão de saída conforme a Equação (122).

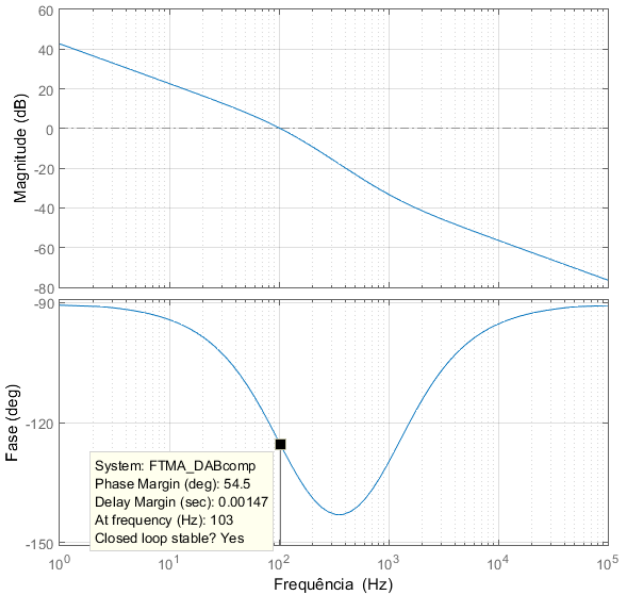
$$Cv_{DAB} = kcv_{DAB}.\frac{s+zv_{DAB}}{s} \tag{122}$$

Para definir a posição do zero do controlador e seu respectivo ganho para que a tensão de saída se comporte da forma desejada, insere-se um integrador e ajusta-se o ganho kcv_{DAB} e o seu zero zv_{DAB} de forma que seja obtido como resultado uma frequência de cruzamento de aproximadamente 100Hz, frequência tal que garante que os ruídos de alta frequência não perturbarão a malha do sistema. Assim, a equação do controlador PI aplicado é definida conforme

a Equação (123). No Gráfico 13 e no Gráfico 14 expõe-se o gráfico de Bode da planta do DAB compensada e a comparação dos gráficos de Bode com e sem controle.

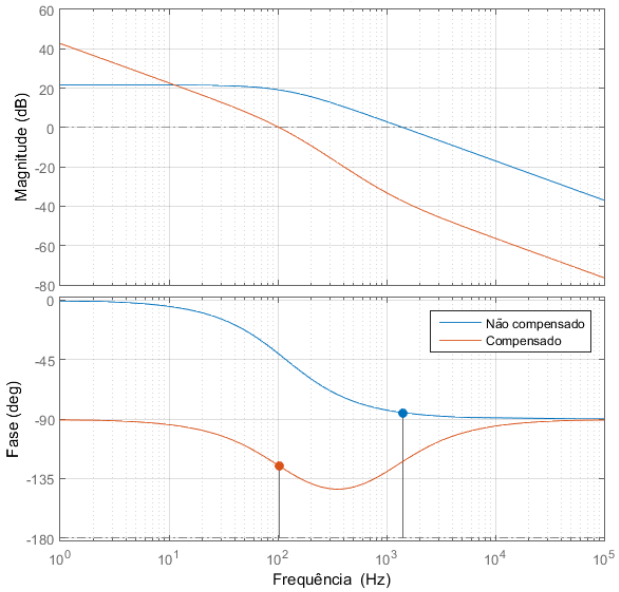
$$Cv_{DAB} = 71{,}321.\frac{s + 6.666{,}7}{s} \tag{123}$$

Gráfico 13 – Gráfico de Bode da planta compensada



Fonte: Produção do próprio autor.

Gráfico 14 – Comparação da planta compensada e não compensada do DAB

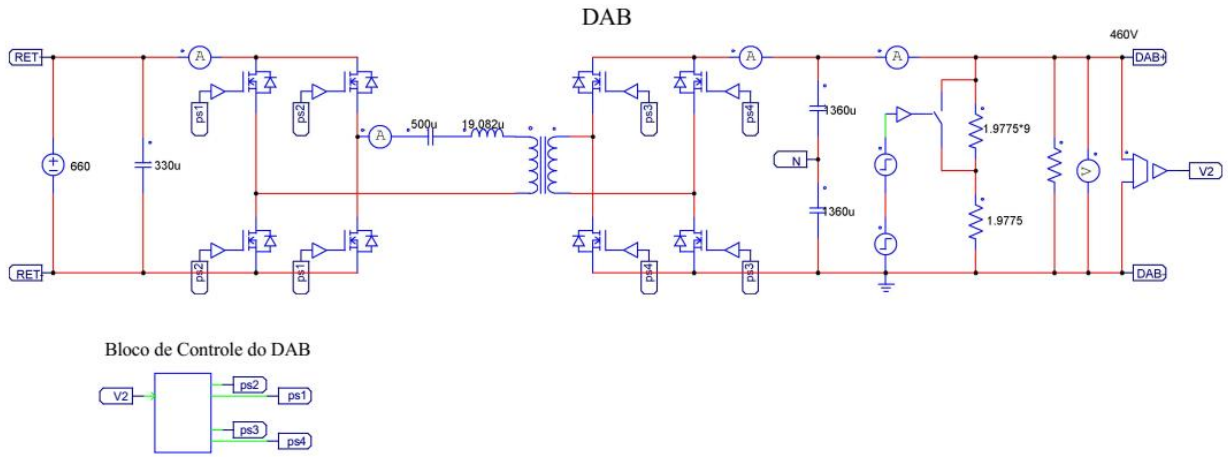


Fonte: Produção do próprio autor.

3.7 Simulação

Para simular o sistema proposto foram consideradas duas opções de carga: a nominal e 10% da carga nominal justamente para comprovar o funcionamento do sistema tanto para momentos de plena carga quanto momentos de baixa demanda energética. Com isso, conseguiu-se avaliar o comportamento do conversor DAB em uma extensa faixa de operação. Na Figura 30 é apresentado o circuito elétrico do conversor considerando essas duas situações.

Figura 30 – Circuito elétrico do DAB simulado no PSIM



Fonte: Produção do próprio autor.

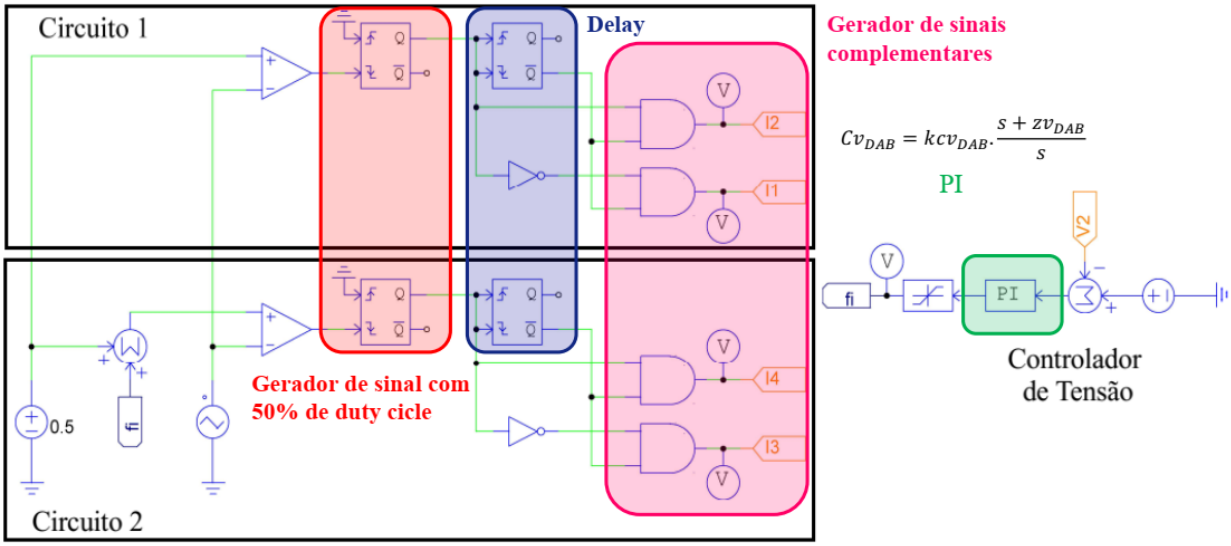
Como já esclarecido, a modulação do DAB é a de *phase-shift*, logo, foi necessário utilizar um circuito digital para simular esse modulador. Na Figura 31 é apresentado esse circuito, que foi elaborado com base no trabalho do Mamede (2005).

A tensão de saída é regulada pela perturbação da corrente do barramento CC do secundário do DAB que, por sua vez, é controlada pela perturbação do ângulo de defasagem imposto pelo controlador para manter a tensão de saída do barramento em 460V. Para isso, a tensão do barramento V_2 é medida constantemente e comparada com a tensão de referência. O erro obtido através da comparação, é tratado por um controlador PI, que gera um ângulo de defasagem, representado por valores que variam de -0,5 a 0,5, com a finalidade de eliminar diferenças entre essas tensões. O circuito é mostrado na Figura 31.

No circuito 2, destacado na Figura 31, compara-se a onda triangular, com amplitude de 1V, com o somatório do ângulo de *phase-shift* (representado por um valor que varia de -0,5 a 0,5) e o valor

constante de 0,5, de forma que o resultado obtido na comparação é uma onda retangular. Observa-se que, a única diferença entre o circuito 1 e o circuito 2 que, no primeiro circuito, é gerada uma onda retangular sempre com a mesma fase, enquanto no segundo circuito são geradas ondas com diferentes fases dependendo do ângulo θ requerido pelo sistema para manter a tensão de saída. Seguindo o fluxo do circuito, tem-se o primeiro multivibrador monoestável que tem a função de garantir que, todas as vezes que houver uma borda de descida na onda retangular gerada anteriormente, o mesmo vai mudar o estado da sua saída, gerando, assim, um pulso de duração de 25 microsegundos.

Figura 31 – Circuito digital para aplicação da modulação *phase-shift*

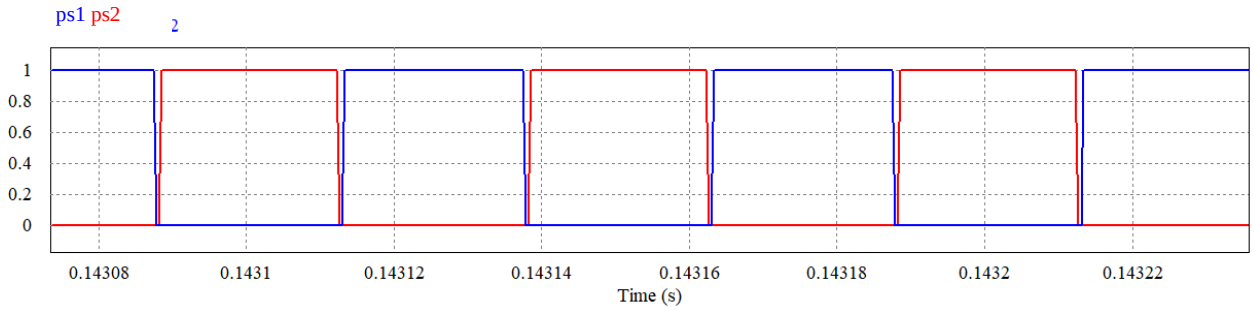


Fonte: Produção do próprio autor.

Sabe-se que, na realidade, os interruptores demoram certo tempo para mudarem completamente do estado de condução e aberto e vice e versa. Para garantir que dois interruptores do mesmo braço não sejam acionados ao mesmo tempo devido a esse *delay*, utilizou-se outro multivibrador monoestável com tempo de duração de pulso de 720 microsegundos, que é considerado tempo suficiente para que o IGBT mude completamente de estado. Assim, sempre que há uma borda de subida ou descida na entrada desse componente, é gerada um pulso para zero com 720 μs. Finalmente, para criar os sinais de acionamentos dos interruptores, utiliza-se portas lógicas do tipo *and* e *not*, que só permitem a mudança de estado da chave eletrônica depois do tempo morto e

garantem que os sinais de comando dos interruptores (ps_1 e ps_2 e ps_3 e ps_4) de um mesmo braço sejam complementares, como apresentado no Gráfico 15.

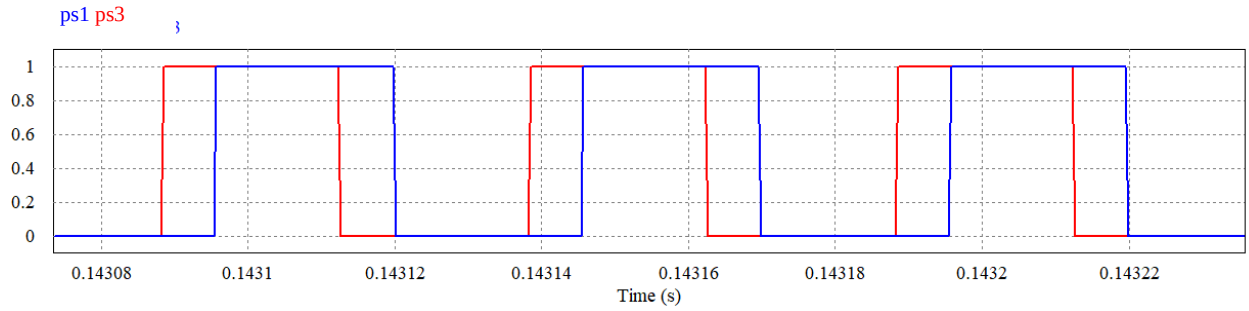
Gráfico 15 – Sinais de comando dos interruptores de um mesmo braço do DAB



Fonte: Produção do próprio autor.

No Gráfico 16 é exibido o *phase-shift* nos comandos de acionamento dos interruptores no primário (em vermelho, J_1) e secundário (em azul, J_2) do DAB a carga nominal. Conforme a carga varia o *phase-shift* também muda na seguinte relação: quanto maior é a corrente de saída maior é o *phase-shift* entre os sinais de entrada (primário) e de saída (secundário).

Gráfico 16 – *Phase-shift* dos sinais de comando das chaves eletrônicas do primário e secundário do DAB para 100% da carga nominal

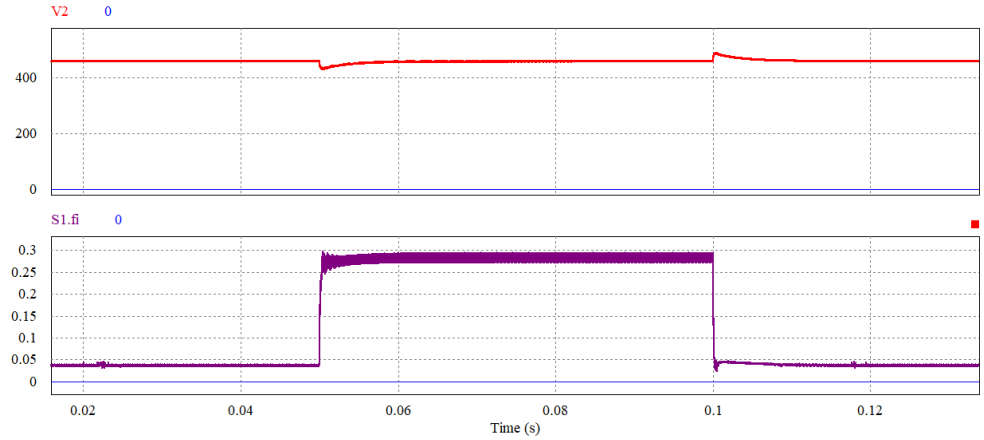


Fonte: Produção do próprio autor.

A simulação realizada foi dividida em 3 partes. Inicia-se a operação do conversor com 10% da carga nominal, em seguida 100% da carga nominal e, por fim, novamente 10% da carga nominal. No Gráfico 17 são apresentadas as formas de onda da tensão de saída e do *phase-shift* imposto pelo controlador, respectivamente. Assim, no momento da primeira troca de carga, a corrente de saída drenada tende a aumentar devido à diminuição da resistência de carga o que provoca um transitório de tensão que faz com que a tensão do barramento de baixa de tensão diminua temporariamente.

Um aumento no *phase-shift* é requerido para que essa diminuição momentânea seja prontamente compensada e o barramento secundário do DAB volte a ter uma tensão de 460V na sua saída. De forma análoga, no instante da segunda troca de carga, o aumento da resistência de saída acarreta um aumento rápido na tensão do barramento com tensão V_2, que é prontamente compensado pelo controlador PI com o decréscimo do *phase-shift* imposto.

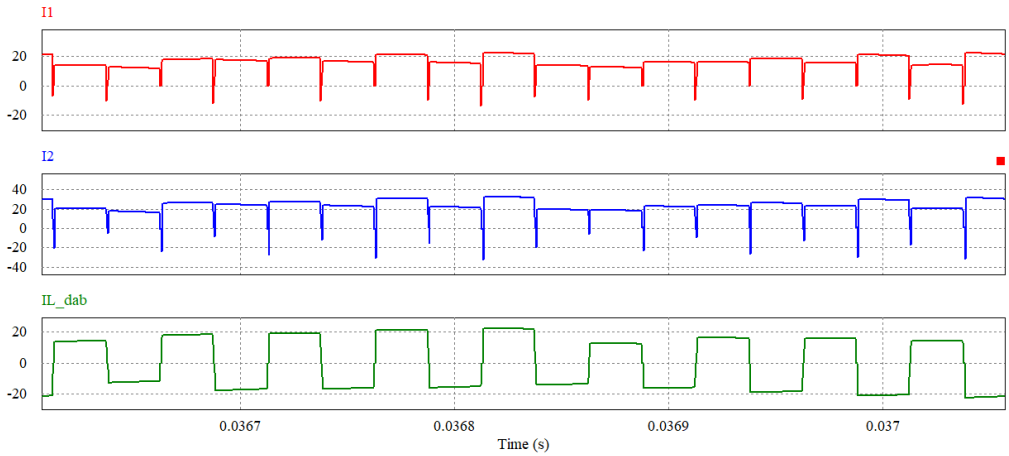
Gráfico 17 – Tensão de saída e ângulo de defasamento entre os sinais de comando do primário e secundário do DAB



Fonte: Produção do próprio autor.

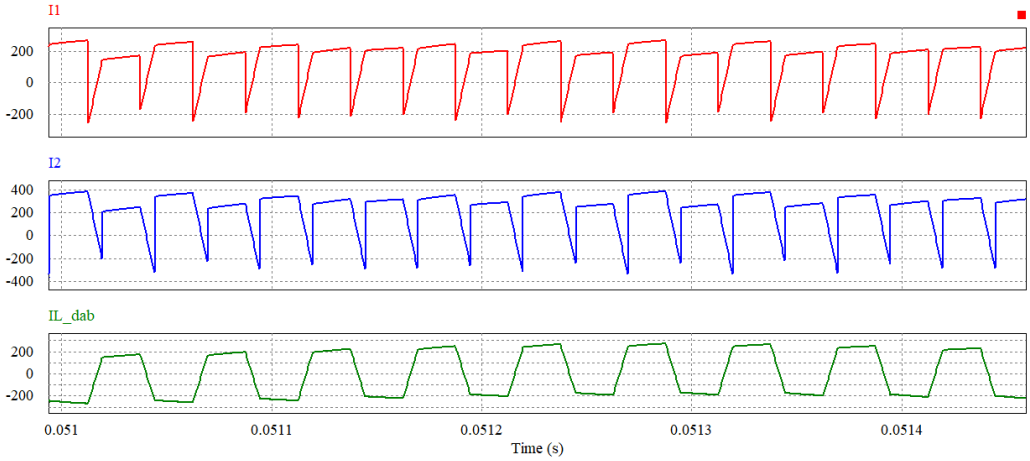
No Gráfico 18 e Gráfico 19 são apresentadas as curvas de corrente que fluem pelos barramentos primário (I_1) e secundário (I_2) e pela indutância de transferência de potência ($I_{L_{DAB}}$) conforme a carga aplicada à saída varia enquanto na Tabela 4 são exibidos os seus respectivos valores eficazes.

Gráfico 18 – Corrente na entrada (I_1), saída (I_2) e na indutância de transferência de potência ($I_{L_{DAB}}$) do DAB para 10% da carga nominal



Fonte: Produção do próprio autor.

Gráfico 19 – Corrente na entrada (I_1), saída (I_2) e na indutância de transferência de potência ($I_{L_{DAB}}$) do DAB para 100% da carga nominal



Fonte: Produção do próprio autor.

Tabela 4 – Correntes eficazes obtidas para o DAB operando com 10% e 100% da carga nominal

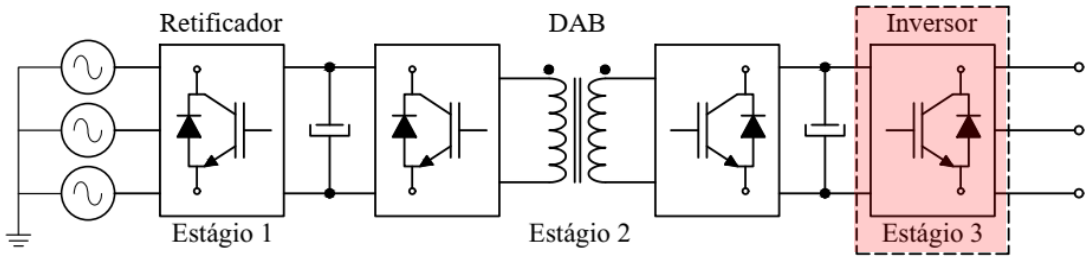
Grandeza	**Para 10% da carga nominal**	**Para 100% da carga nominal**
I_1	17,17 A	199,70 A
I_2	24,65 A	286,56 A
$I_{L_{DAB}}$	17,17 A	199,70 A

Fonte: Produção do próprio autor.

4 INVERSOR TRIFÁSICO VSI (Voltage Source Inverter)

Na terceira etapa de conversão, um inversor é conectado ao barramento CC e às cargas CA, gerando uma nova rede CA de baixa tensão. Essa rede pode ser monofásica, trifásica a três fios ou a quatro fios. Por conta do desacoplamento natural entre a entrada e a saída conseguido pelos barramentos CC, a tensão de saída pode ter frequência diferente da tensão de entrada. Na Figura 32 é exibido o estágio do SST que será analisado nessa seção.

Figura 32 – Terceiro estágio de conversão do SST

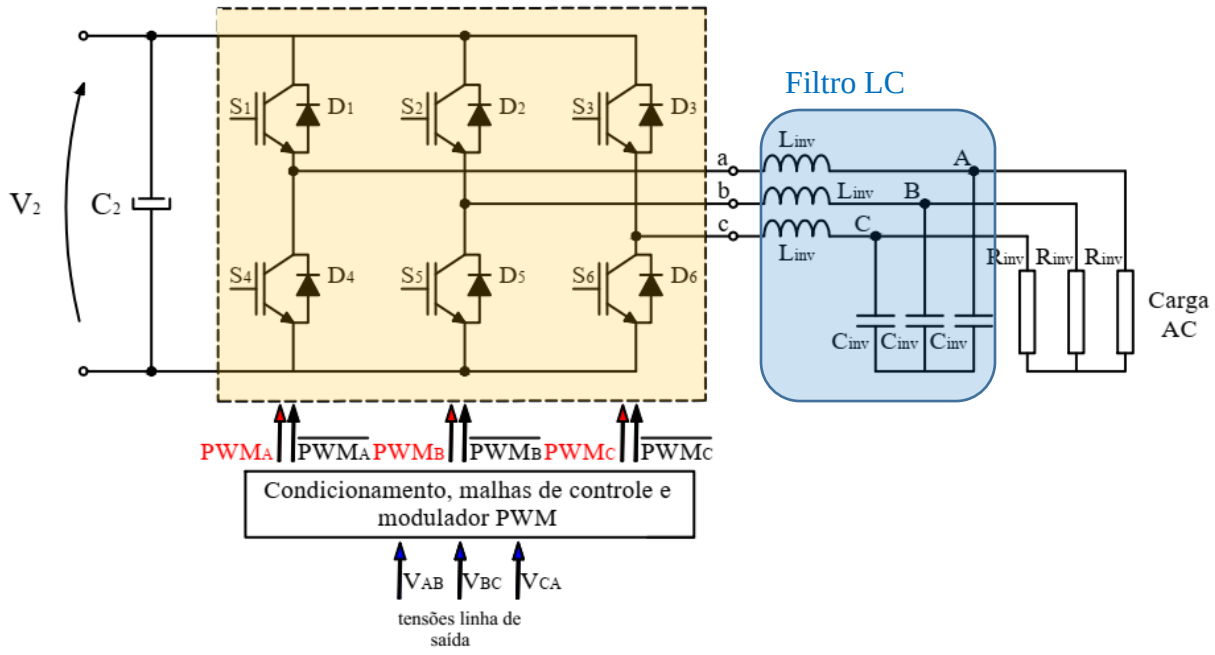


Fonte: Produção do próprio autor.

O inversor de frequência é conectado aos terminais do barramento CC secundário do DAB. Internamente é composto por três braços de chaves semicondutoras, na qual cada braço possui duas chaves comandadas a partir da modulação PWM. A comutação das chaves possibilita a variação da polaridade da tensão de saída, resultando em um sinal alternado composto de um valor senoidal na frequência fundamental desejada somado com componentes de alta frequência. Na Figura 33 expõe-se a topologia do inversor PWM que será projetado.

Na saída é empregado usualmente filtros LC para filtrar as componentes harmônicas indesejadas em alta frequência produzidas pela comutação em alta frequência dos interruptores de forma que, na saída do inversor, só esteja disponível a parcela referente à componente fundamental da senóide (KNAESEL, 2016).

Figura 33 – Topologia de inversor considerado no projeto do SST

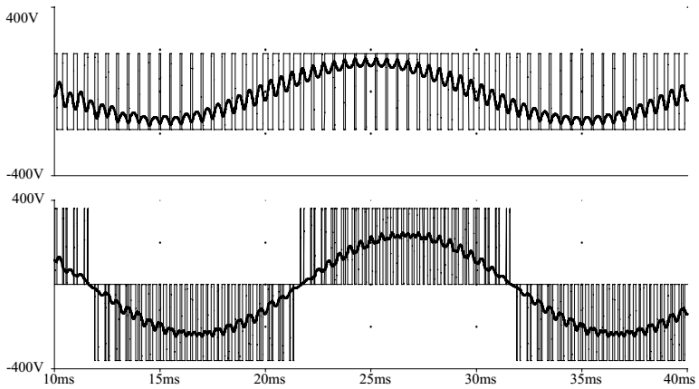


Fonte: Produção do próprio autor.

4.1 Modulação PWM

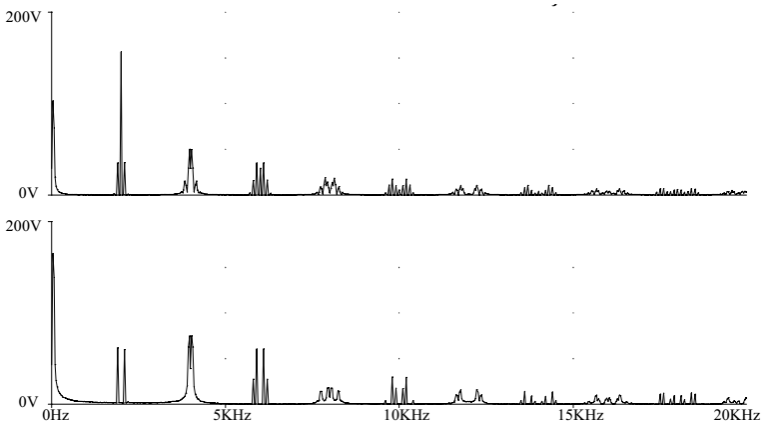
Essa técnica de modulação empregada em inversores de frequência é baseada na variação da largura do pulso de comando das chaves eletrônicas que é proporcional à amplitude da tensão de referência (RASHID, 1999) e se assemelha com a aplicada para retificadores. Quando a saída assume apenas dois valores ($+V_2\ e\ -V_2$), o inversor é considerado de dois níveis e quando a saída possui 3 níveis de tensão ($+V_2\ ,0\ e\ -V_2$) é denominado de três níveis. Na Figura 34 apresenta-se a diferença no formato da tensão de saída obtidos a partir da modulação em dois e três níveis, respectivamente. A modulação em três níveis apresenta um melhor conteúdo harmônico quando comparado com a modulação de dois níveis conforme mostrado na Figura 35, contudo é ligeiramente mais complicada de ser implementada (POMILIO, 2014).

Figura 34 – Tensão de linha de saída do inversor para modulação PWM de dois e três níveis



Fonte: POMILIO, (2014).

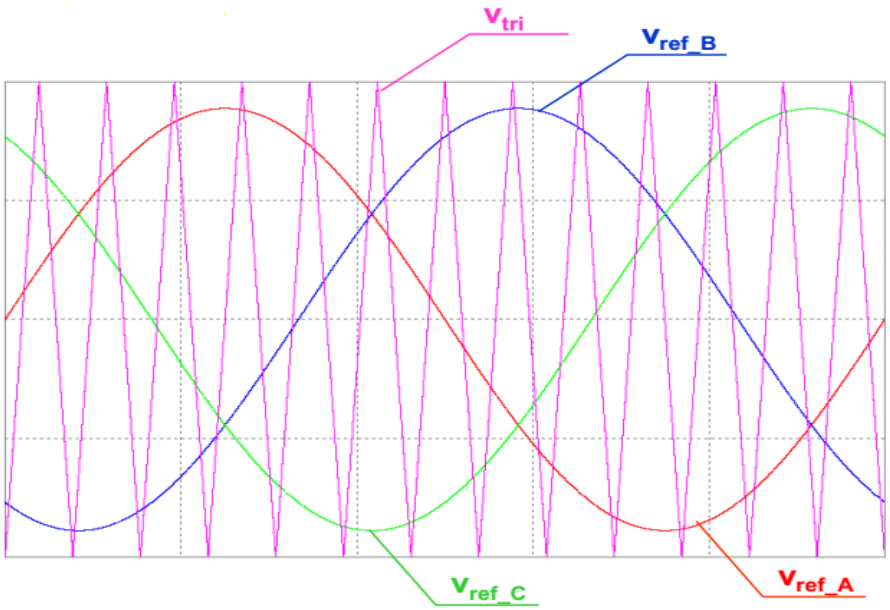
Figura 35 – Componentes harmônicas da tensão de saída para modulação PWM de dois e três níveis, respectivamente



Fonte: POMILIO, (2014).

No Gráfico 20 são exibidas as formas de onda da tensão de referência, bem como a portadora utilizada para modulá-la e as tensões de linha da saída considerando a modulação PWM em três níveis. Já no Quadro 4 é apresentado como é feito o comando PWM considerando as magnitudes das tensões de referência de cada fase (V_{ref_A}, V_{ref_B} e V_{ref_C}).

Gráfico 20 – Formas de onda das tensões de referência de cada fase e a portadora triangular



Fonte: RECH, [201-].

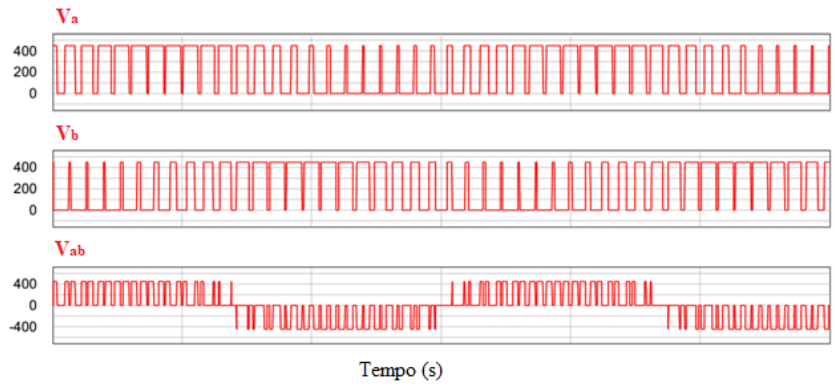
Quadro 4 – Chaves acionadas a partir do resultado da comparação da tensão de referência com a portadora triangular

CONDIÇÃO	CHAVE ACIONADA
$V_{refA} > V_{tri}$	$S_1\ ON$
$V_{refA} < V_{tri}$	$S_4\ ON$
$V_{refB} > V_{tri}$	$S_2\ ON$
$V_{refB} < V_{tri}$	$S_5\ ON$
$V_{refC} > V_{tri}$	$S_3\ ON$
$V_{refC} < V_{tri}$	$S_6\ ON$

Fonte: RECH, [201-].

A partir das formas de ondas apresentadas no Gráfico 21 conclui-se que controlando o tempo em que o inversor se encontra nos estados 1 e 8 (etapas na qual a tensão de linha da carga vale zero) é possível controlar a magnitude da tensão de saída do inversor (MOHAN, UNDERLAND e ROBBINS, 1995).

Gráfico 21 – Formas de onda das tensões de fase e de linha e correntes de linha de saída



Fonte: RECH, [201-], traduzido pelo autor.

4.2 Etapas de funcionamento

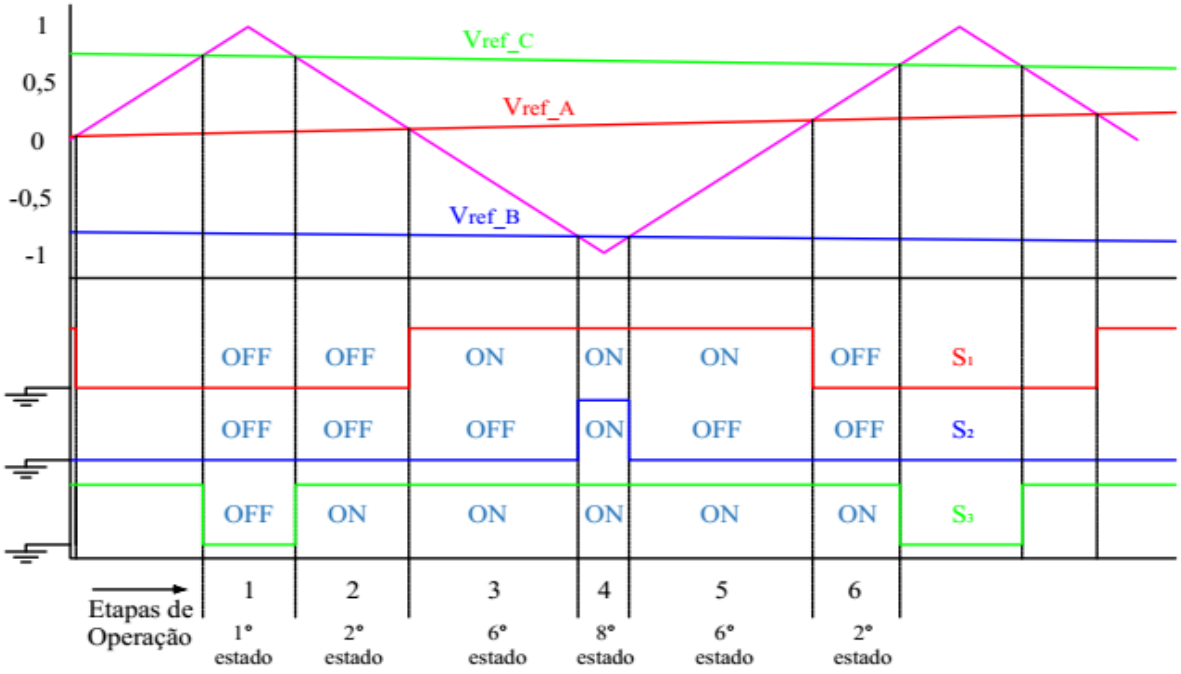
Os inversores do tipo fonte de tensão podem assumir os estados apresentados no Quadro 5, de acordo com a amplitude da tensão de referência. Para facilitar a análise são inseridos dois capacitores no barramento CC para criar um ponto de referência entre eles.

Quadro 5 – Estados de operação do inversor PWM

Estado	S_1	S_2	S_3	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
1	*OFF*	*OFF*	*OFF*	$-\frac{V_2}{2}$	$-\frac{V_2}{2}$	$-\frac{V_2}{2}$	0	0	0
2	*OFF*	*OFF*	*ON*	$-\frac{V_2}{2}$	$-\frac{V_2}{2}$	$\frac{V_2}{2}$	0	$-V_2$	$+V_2$
3	*OFF*	*ON*	*OFF*	$-\frac{V_2}{2}$	$\frac{V_2}{2}$	$-\frac{V_2}{2}$	$-V_2$	$+V_2$	0
4	*OFF*	*OFF*	*ON*	$-\frac{V_2}{2}$	$-\frac{V_2}{2}$	$\frac{V_2}{2}$	$-V_2$	0	$+V_2$
5	*ON*	*OFF*	*OFF*	$\frac{V_2}{2}$	$-\frac{V_2}{2}$	$-\frac{V_2}{2}$	$+V_2$	0	$-V_2$
6	*ON*	*ON*	*ON*	$\frac{V_2}{2}$	$\frac{V_2}{2}$	$\frac{V_2}{2}$	$+V_2$	$-V_2$	0
7	*ON*	*OFF*	*OFF*	$\frac{V_2}{2}$	$-\frac{V_2}{2}$	$-\frac{V_2}{2}$	0	$+V_2$	$-V_2$
8	*ON*	*OFF*	*ON*	$\frac{V_2}{2}$	$-\frac{V_2}{2}$	$\frac{V_2}{2}$	0	0	0

Fonte: RECH, [201-].

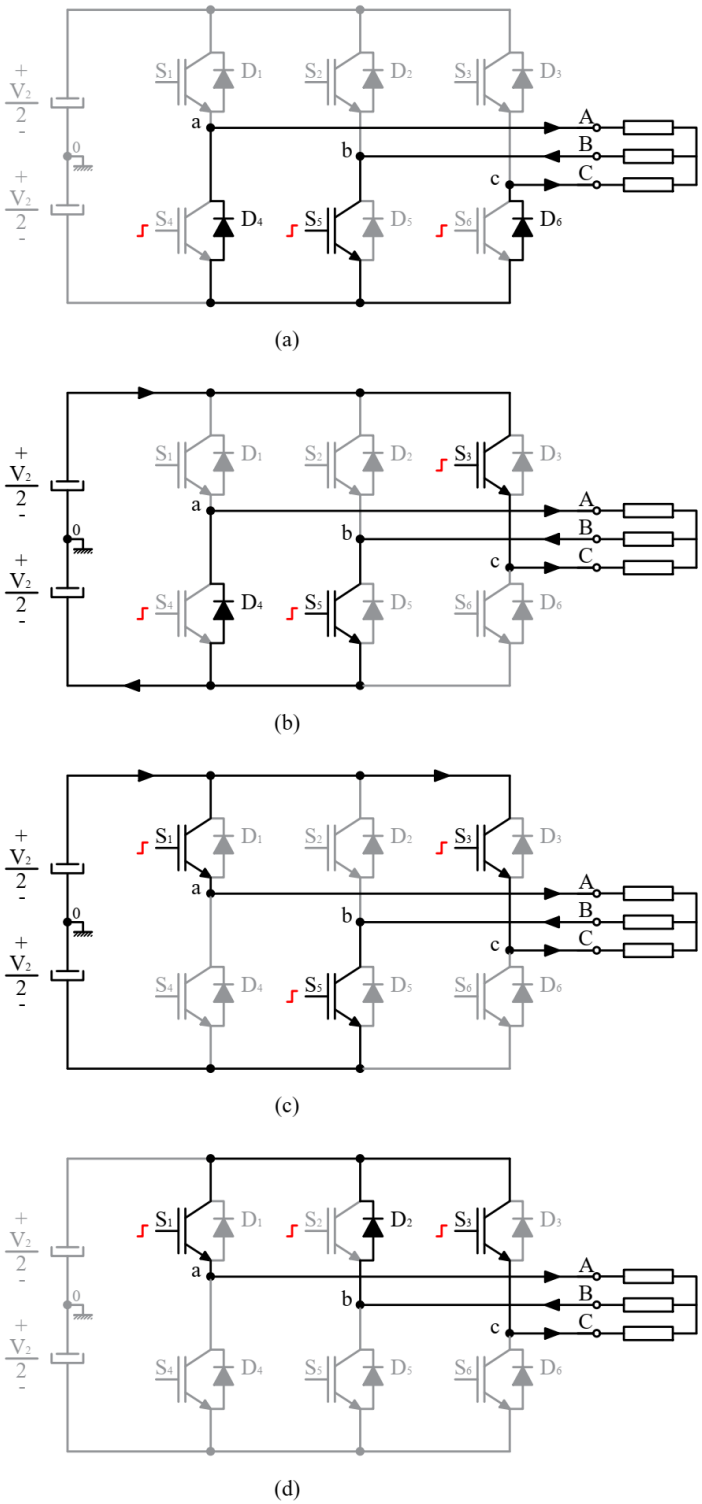
Gráfico 22 – Etapas de operação do inversor considerando as tensões de referência V_{ref_A}, V_{ref_B} e V_{ref_C}



Fonte: RECH, [201-], modificado pelo autor.

Na Figura 36 são mostradas as chaves semicondutoras que conduzem considerando as tensões de referência e portadora apresentadas no Gráfico 22. Pode-se observar que a corrente pode circular tanto pelos diodos quanto pelos IGBT's dependendo do sentido da corrente que circula na carga e das chaves que estão habilitadas no instante considerado. É importante ressaltar que esse sistema só funciona para carga indutivas pois requerem que a corrente que os percorre nunca cesse, forçando então a condução dos diodos, caso os IGBT's não permitam a circulação de corrente no sentido requerido.

Figura 36 – Etapas de operação do inversor. (a) 1ª etapa; (b) 2ª e 6ª etapas; (c) 3ª e 5ª etapas; (d) 4ª etapa



Fonte: RECH, [201-], modificado pelo autor.

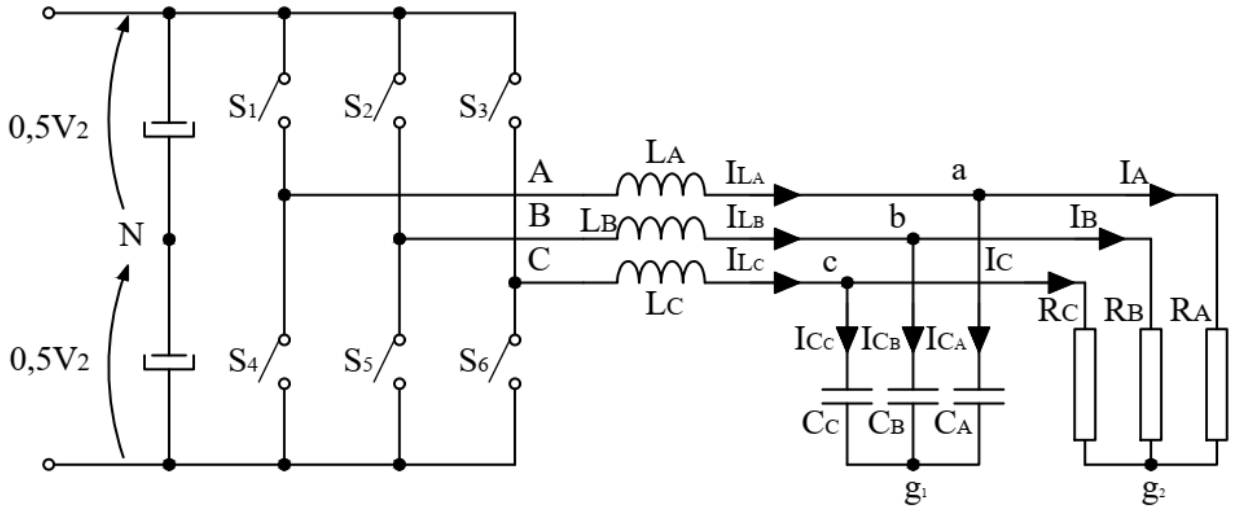
4.3 Planta do inversor

Essa seção é dedicada ao levantamento da função de transferência da planta do inversor para que, posteriormente, seja possível projetar um controlador adequando para manter a tensão de saída senoidal e com valor eficaz de 220V e frequência de 60Hz.

4.3.1 Equações diferenciais

Na Figura 37 é apresentado o circuito do inversor trifásico enquanto na Figura 38 é exibido o circuito simplificado desse mesmo inversor para a determinação das equações diferenciais que representam o inversor estudado. Para o equacionamento considera-se que a carga conectada é a nominal e puramente resistiva.

Figura 37 – Circuito do inversor trifásico com filtro LC



Fonte: BARBI, (-), modificado pelo autor.

Considerando o circuito simplificado, pode-se obter as equações diferencias das três malhas do inversor trifásico conforme equacionado a seguir:

<u>Malha 1:</u>

A Equação (124) representa a primeira malha:

$$V_A(t) = V_{L_A}(t) + V_{a_{g1}}(t) - V_{b_{g1}}(t) - V_{L_B}(t) + V_B(t) \tag{124}$$

Desenvolvendo a Equação (124), temos:

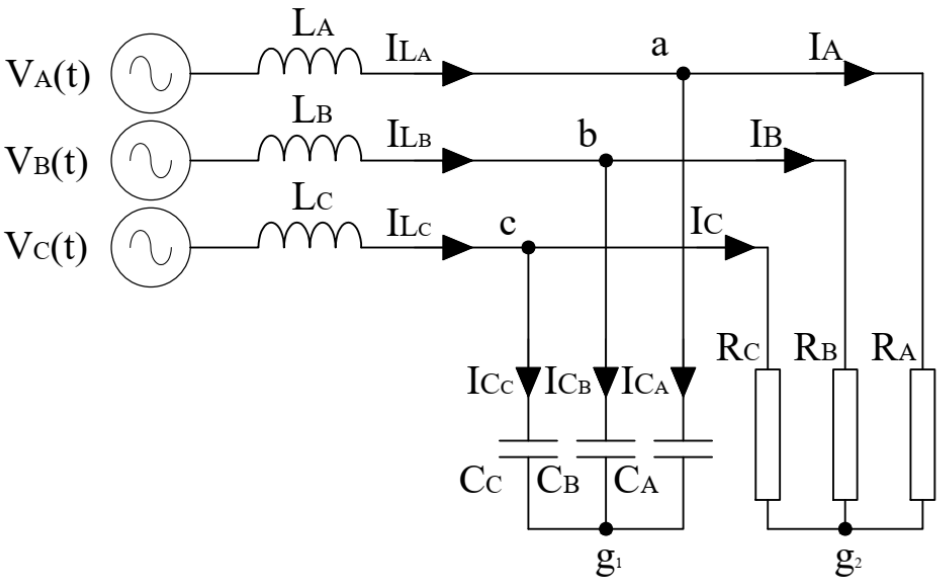
$$V_{a_{g1}}(t) - V_{b_{g1}}(t) = [V_a(t) - V_{g1}(t)] - [V_b(t) - V_{g1}(t)] \tag{125}$$

$$V_{a_{g1}}(t) - V_{b_{g1}}(t) = [V_a(t) - V_b(t)] \tag{126}$$

Assim,

$$[V_A(t) - V_B(t)] = \left[V_{L_A}(t) - V_{L_B}(t)\right] + [V_a(t) - V_b(t)] \tag{127}$$

Figura 38 – Circuito simplificado do inversor trifásico com filtro LC



Fonte: BARBI, (-), modificado pelo autor.

<u>Malha 2:</u>

A segunda malha é definida pela Equação (128).

$$V_B(t) = V_{L_B}(t) + V_{b_{g1}}(t) - V_{c_{g1}}(t) - V_{L_C}(t) + V_C(t) \tag{128}$$

Reescrevendo, temos:

$$[V_B(t) - V_C(t)] = \left[V_{L_B}(t) - V_{L_C}(t)\right] + [V_b(t) - V_c(t)] \tag{129}$$

<u>Malha 3:</u>

Por fim, a terceira malha pode ser equacionada conforme a Equação (130).

$$V_C(t) = V_{L_C}(t) + V_{c_{g1}}(t) - V_{a_{g1}}(t) - V_{L_A}(t) + V_A(t) \tag{130}$$

Reagrupando os termo da Equação (130), obtém-se a Equação (131):

$$[V_C(t) - V_A(t)] = \left[V_{L_C}(t) - V_{L_A}(t)\right] + [V_c(t) - V_a(t)] \tag{131}$$

4.3.2 Tensões nos indutores

Sabendo que as correntes que percorrem os indutores podem ser definidas como:

$$\begin{cases} i_{L_A}(t) = i_{C_A}(t) + i_A(t) \\ i_{L_B}(t) = i_{C_B}(t) + i_B(t) \\ i_{L_C}(t) = i_{C_C}(t) + i_C(t) \end{cases} \tag{132}$$

Portanto, a diferença das tensões dois a dois nos indutores é caracterizada pela Equação (133). A mesma análise pode ser estendida para as diferenças de tensão entre L_B e L_C e L_C e L_A.

$$V_{L_A}(t) - V_{L_B}(t) = L_A \frac{di_{L_A}(t)}{dt} - L_B \frac{di_{L_B}(t)}{dt} \tag{133}$$

Para simplificar as análises matemáticas considera-se:

$$\begin{gathered} L_A = L_B = L_C = L_{inv} \\ C_A = C_B = C_C = C_{inv} \\ R_A = R_B = R_C = R_{inv} \end{gathered} \tag{134}$$

Aplicando a Equação (134) na Equação (133), obtém-se:

$$V_{L_A}(t) - V_{L_B}(t) = L_{inv} \frac{d}{dt}[i_{L_A}(t) - i_{L_B}(t)] \tag{135}$$

Substituindo as correntes obtidas em (132) em (135), temos:

$$V_{L_{AB}}(t) = L_{inv}\frac{d}{dt}\{[i_{C_A}(t) - i_{C_B}(t)] + [i_A(t) - i_B(t)]\} \tag{136}$$

Sendo:

$$\begin{cases} i_{C_A}(t) = C_A.\frac{d}{dt}V_a(t) \\ i_{C_B}(t) = C_B.\frac{d}{dt}V_b(t) \end{cases} \tag{137}$$

E,

$$\begin{aligned} i_A(t) &= \frac{V_a(t)}{R_A} \\ i_B(t) &= \frac{V_b(t)}{R_B} \end{aligned} \tag{138}$$

Reescrevendo (136), chega-se em:

$$V_{L_{AB}}(t) = L_{inv}\frac{d}{dt}\left\{\left[C_{inv}.\frac{d}{dt}V_a(t) - C_{inv}.\frac{d}{dt}V_b(t)\right] + \left[\frac{V_a(t)}{R_{inv}} - \frac{V_b(t)}{R_{inv}}\right]\right\} \tag{139}$$

Manipulando (139), obtém-se:

$$V_{L_{AB}}(t) = L_{inv}.C_{inv}.\frac{d^2}{dt^2}V_{ab}(t) + \frac{L_{inv}}{R_{inv}}.\frac{d}{dt}V_{ab}(t) \tag{140}$$

Logo, $V_{L_{\mathrm{BC}}}(t)$ e $V_{L_{\mathrm{CA}}}(t)$ valem:

$$v_{L_{BC}}(t) = L_{inv}.C_{inv}.\frac{d^2}{dt^2}V_{bc}(t) + \frac{L_{inv}}{R_{inv}}.\frac{d}{dt}V_{bc}(t) \tag{141}$$

$$v_{L_{CA}}(t) = L_{inv}.C_{inv}.\frac{d^2}{dt^2}V_{ca}(t) + \frac{L_{inv}}{R_{inv}}.\frac{d}{dt}V_{ca}(t) \tag{142}$$

4.3.3 Transformadas 0αβ

Com a determinação das tensões nos indutores é possível expressar as equações (127), (129) e (131) a partir da Equação (143).

$$\begin{aligned} V_{AB}(t) &= L_{inv}.C_{inv}.\frac{d^2}{dt^2}V_{ab}(t) + \frac{L_{inv}}{R_{inv}}.\frac{d}{dt}V_{ab}(t) + V_{ab}(t) \\ V_{BC}(t) &= L_{inv}.C_{inv}.\frac{d^2}{dt^2}V_{bc}(t) + \frac{L_{inv}}{R_{inv}}.\frac{d}{dt}V_{bc}(t) + V_{bc}(t) \\ V_{CA}(t) &= L_{inv}.C_{inv}.\frac{d^2}{dt^2}V_{ca}(t) + \frac{L_{inv}}{R_{inv}}.\frac{d}{dt}V_{ca}(t) + V_{ca}(t) \end{aligned} \tag{143}$$

Onde:

$$\begin{cases} V_{AB}(t) = V_2.d_{ab}(t) \\ V_{BC}(t) = V_2.d_{bc}(t) \\ V_{CA}(t) = V_2.d_{ca}(t) \end{cases} \tag{144}$$

Substituindo a Equação (144) na Equação (143), e colocando em seguida o resultado na forma matricial, tem-se:

$$\begin{aligned} V_2.\begin{pmatrix} d_{ab}(t) \\ d_{bc}(t) \\ d_{ca}(t) \end{pmatrix} &= L_{inv}.C_{inv}.\frac{d^2}{dt^2}\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}.\begin{pmatrix} V_{ab}(t) \\ V_{bc}(t) \\ V_{ca}(t) \end{pmatrix} \\ &+ \frac{L_{inv}}{R_{inv}}.\frac{d}{dt}\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}\begin{pmatrix} V_{ab}(t) \\ V_{bc}(t) \\ V_{ca}(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}\begin{pmatrix} V_{ab}(t) \\ V_{bc}(t) \\ V_{ca}(t) \end{pmatrix} \end{aligned} \tag{145}$$

$$V_2.\overrightarrow{d_{abc}} = L_{inv}.C_{inv}.\frac{d^2}{dt^2}\overrightarrow{V_{abc}} + \frac{L_{inv}}{R_{inv}}.\frac{d}{dt}\overrightarrow{V_{abc}} + \overrightarrow{V_{abc}} \tag{146}$$

Da definição da transformada 0αβ, tem-se:

$$\overrightarrow{V_{0\alpha\beta}} = \bar{A}^{-1}.\overrightarrow{V_{abc}} \tag{147}$$

E,

$$\overrightarrow{V_{abc}} = \bar{A}.\overrightarrow{V_{0\alpha\beta}} \tag{148}$$

Onde,

$$\bar{A}^{-1} = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \tag{149}$$

E,

$$\bar{A} = (\bar{A}^{-1})^t \tag{150}$$

Substituindo a definição de transformada 0αβ na Equação (146):

$$V_2.\bar{A}.\overrightarrow{d_{0\alpha\beta}} = L_{inv}.C_{inv}.\frac{d^2}{dt^2}\{\bar{A}.\overrightarrow{V_{0\alpha\beta}}\} + \frac{L_{inv}}{R_{inv}}.\frac{d}{dt}\{\bar{A}.\overrightarrow{V_{0\alpha\beta}}\} + \bar{A}.\overrightarrow{V_{0\alpha\beta}} \tag{151}$$

Porém,

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\{\bar{A}.\overrightarrow{V_{0\alpha\beta}}\} = \bar{A}.\frac{d}{dt}.\overrightarrow{V_{0\alpha\beta}} + \overrightarrow{V_{0\alpha\beta}}.\frac{d}{dt}.\bar{A} \\ \frac{d^2}{dt^2}\{\bar{A}.\overrightarrow{V_{0\alpha\beta}}\} = \bar{A}.\frac{d^2}{dt^2}.\overrightarrow{V_{0\alpha\beta}} + \overrightarrow{V_{0\alpha\beta}}.\frac{d^2}{dt^2}\bar{A} \end{cases} \tag{152}$$

Como os termos da matriz da transformada Clarke são constantes, a sua derivada é nula. Logo:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\{\bar{A}.\overrightarrow{V_{0\alpha\beta}}\} = \bar{A}.\frac{d}{dt}\overrightarrow{V_{0\alpha\beta}} \\ \frac{d^2}{dt^2}\{\bar{A}.\overrightarrow{V_{0\alpha\beta}}\} = \bar{A}.\frac{d^2}{dt^2}\overrightarrow{V_{0\alpha\beta}} \end{cases} \tag{153}$$

Aplicando em (151):

$$V_2.\bar{A}.\overrightarrow{d_{0\alpha\beta}} = L_{inv}.C_{inv}.\bar{A}.\frac{d^2}{dt^2}\overrightarrow{V_{0\alpha\beta}} + \frac{L_{inv}}{R_{inv}}.\bar{A}.\frac{d}{dt}\overrightarrow{V_{0\alpha\beta}} + \bar{A}.\overrightarrow{V_{0\alpha\beta}} \tag{154}$$

Multiplicando ambos os termos da equação por $\bar{A}^{-1}$, obtém-se:

$$V_2.\bar{A}^{-1}.\bar{A}.\overrightarrow{d_{0\alpha\beta}} = L_{inv}.C_{inv}.\bar{A}^{-1}.\bar{A}.\frac{d^2}{dt^2}.\overrightarrow{V_{0\alpha\beta}} + \frac{L_{inv}}{R_{inv}}.\bar{A}^{-1}.\bar{A}.\frac{d}{dt}.\overrightarrow{V_{0\alpha\beta}} + \bar{A}^{-1}.\bar{A}.\overrightarrow{V_{0\alpha\beta}} \tag{155}$$

Mas,

$$\bar{A}^{-1}.\bar{A} = \bar{I} \tag{156}$$

Logo:

$$V_2.\overrightarrow{d_{0\alpha\beta}} = L_{inv}.C_{inv}.\frac{d^2}{dt^2}\overrightarrow{V_{0\alpha\beta}} + \frac{L_{inv}}{R_{inv}}.\frac{d}{dt}\overrightarrow{V_{0\alpha\beta}} + \overrightarrow{V_{0\alpha\beta}} \tag{157}$$

Onde:

$$\begin{aligned} \overrightarrow{d_{0\alpha\beta}} &= \bar{A}^{-1}.\overrightarrow{d_{abc}} \\ \overrightarrow{V_{0\alpha\beta}} &= \bar{A}^{-1}.\overrightarrow{V_{abc}} \end{aligned} \tag{158}$$

Aplicando a transformada de Laplace na Equação (157), temos:

$$V_2.\overrightarrow{d_{0\alpha\beta}} = s^2.L_{inv}.C_{inv}.\overrightarrow{V_{0\alpha\beta}} + s.\frac{L_{inv}}{R_{inv}}.\overrightarrow{V_{0\alpha\beta}} + \overrightarrow{V_{0\alpha\beta}} \tag{159}$$

Resultando em:

$$\frac{\overrightarrow{V_{0\alpha\beta}}}{\overrightarrow{d_{0\alpha\beta}}} = \frac{V_2}{s^2.L_{inv}.C_{inv} + s.\frac{L_{inv}}{R_{inv}} + 1} \tag{160}$$

A Equação (160) é definida como a função de transferência do inversor trifásico. A partir da representação pelo sistema de coordenadas 0αβ obtém-se as tensões de linha, o que facilita a determinação dos controladores.

4.4 Projeto

Para calcular os componentes do inversor trifásico foram consideradas as grandezas, conforme a Tabela 5.

.

Tabela 5 – Parâmetros para dimensionamento dos componentes do inversor

GRANDEZA	SIMBOLOGIA	VALOR
Tensão de saída eficaz de fase	$V_{0_{efz}}$	220 V
Potência de saída	P_o	107.000 W
Frequência de saída	f	60 Hz
Frequência de comutação	f_s	20.000 Hz
Ondulação da corrente do indutor	$\Delta I_L(\%)$	30%
Ondulação da tensão do capacitor	$\Delta V_C(\%)$	1%
Tensão de saída do DAB	V_2	460 V

Fonte: Produção do próprio autor.

Com os valores para cada parâmetro definidos na

Tabela 5 pode-se obter:

Resistência de saída para carga nominal:

$$R_{inv} = \frac{V_{0_{efz}}^2}{3.P_0} = 0{,}45\Omega \tag{161}$$

Corrente de saída do inversor:

$$I_{0_{efz}} = \frac{V_{0_{efz}}}{R} = 486{,}36A \tag{162}$$

Corrente e tensão de saída de pico:

$$I_{0_{pk}} = \sqrt{2}.I_{0_{efz}} = 687{,}82A$$

$$V_{0_{pk}} = \sqrt{2}.V_{0_{efz}} = 311{,}12V \tag{163}$$

Máxima variação da corrente no indutor de filtro:

$$\Delta I_L = 0{,}30.I_{0_{pk}} = 206{,}35A \tag{164}$$

Máxima variação da tensão no capacitor de filtro:

$$\Delta V_C = 0{,}01.V_{0_{pk}} = 3{,}11V \tag{165}$$

Valor do indutor de filtro considerando:

$$L_{inv} = \frac{V_2}{8.f_s.\Delta I_L} = 13{,}93\mu H$$
$$L_{inv} = 15\mu H \tag{166}$$

Valor do capacitor de filtro considerando a Equação:

$$C_{inv} = \frac{1}{128}.\frac{V_2}{f_s^2.L_{inv}.\Delta V_C} = 207{,}26\mu F$$
$$C_{inv} = 220\mu F \tag{167}$$

A frequência de ressonância é definida por:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi.\sqrt{L_{inv}.C_{inv}}} = 2{,}96kHz \tag{168}$$

No Quadro 6 encontram-se resumidos os resultados obtidos com os cálculos.

Quadro 6 – Resumo do dimensionamento do inversor

GRANDEZA	SIMBOLOGIA	VALOR
Indutor de filtragem	L_{inv}	$15\mu H$
Capacitor de filtragem	C_{inv}	$220\mu F$
Resistência de carga	R_{inv}	$0{,}45\Omega$
Frequência de ressonância	f_0	$2{,}96kHz$

Fonte: Produção do próprio autor.

Considerando o Quadro 6 e a função de transferência obtida em (160) para o inversor trifásico, temos como resultado (169):

$$\frac{\overrightarrow{V_{0\alpha\beta}}}{\overrightarrow{d_{0\alpha\beta}}} = \frac{460}{3{,}3.10^{-9}s^2 + 3{,}33.10^{-5}s + 1} \tag{169}$$

Juntamente à função de transferência do sistema, deve-se considerar o ganho do modulador PWM (M), descrito pela relação da tensão de linha de pico e a tensão de entrada do inversor e o ganho do sensor de tensão (kv_{inv}), definido pela relação entre a tensão de referência (parâmetro de saída do microcontrolador) e a tensão de saída do inversor. Essas duas definições estão equacionadas em (170) e (177).

$$M = \frac{311{,}12}{V_2} = 0{,}6763 \tag{170}$$

$$kv_{inv} = \frac{V_{ref}}{\sqrt{3}.V_{0_{pk}}} = 8{,}3505.10^{-3} \tag{171}$$

Com esses resultados pode-se calcular a amplitude da onda triangular moduladora conforme a Equação (172).

$$V_{T,inv} = \frac{5}{M} = 7{,}39\ V \tag{172}$$

A partir de (172) pode-se calcular o ganho do modulador PWM do inversor conforme (173):

$$kpwm_{inv} = \frac{1\ V}{V_{T,inv}} = \ 0{,}1353 \tag{173}$$

Assim a função de transferência da planta completa, a qual deseja-se controlar é representada pela Equação (174):

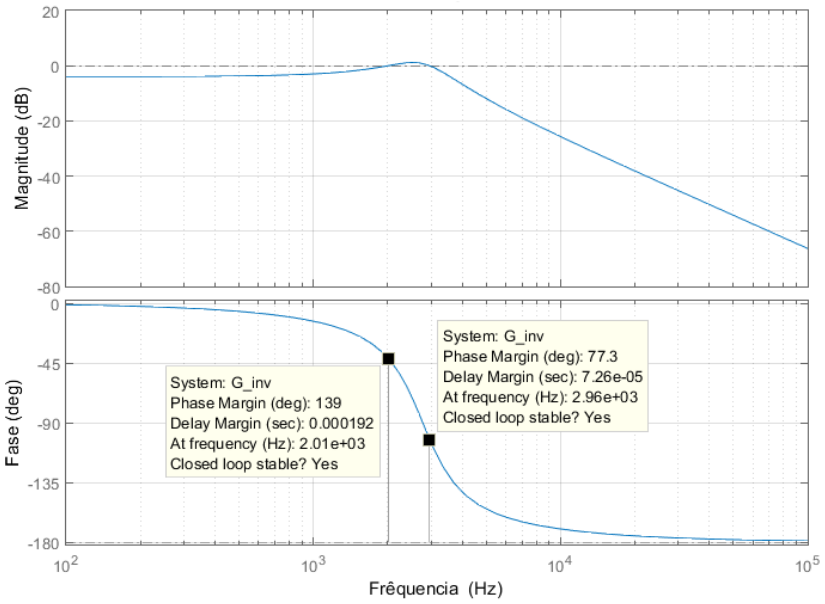
$$Gv_{inv}(s) = kpwm_{inv}.kv_{inv}.\frac{\overrightarrow{V_{0\alpha\beta}}}{\overrightarrow{d_{0\alpha\beta}}} = \frac{0{,}6348}{3{,}3.10^{-9}s^2 + 3{,}33.10^{-5}s + 1} \tag{174}$$

No Gráfico 23 é apresentado o diagrama de Bode referente à função de transferência apresentada na Equação (169). As margens de fase do sistema não compensado, são:

$$\begin{aligned} MFv_{inv1} &= 139° \\ MFv_{inv2} &= 77{,}3° \end{aligned} \tag{175}$$

Examinando o diagrama percebe-se o efeito provocado pelo polo duplo da planta, que está localizado exatamente na frequência de ressonância do filtro de saída ($f_0 = 2{,}96kHz$).

Gráfico 23 – Diagrama de Bode da planta do não compensada do inversor



Fonte: Produção do próprio autor.

4.5 Controlador de tensão

O controlador com a função de controlar a tensão de saída do inversor possui a seguinte forma:

$$Cv_{inv} = kv_{inv}\frac{(s + zv_{inv})^2}{s.(s + pv_{inv})} \tag{176}$$

Antes de iniciar o projeto do controlador, precisa-se definir a frequência de cruzamento a partir da Equação (177).

$$f_c = \frac{f_s}{40} = 500Hz \tag{177}$$

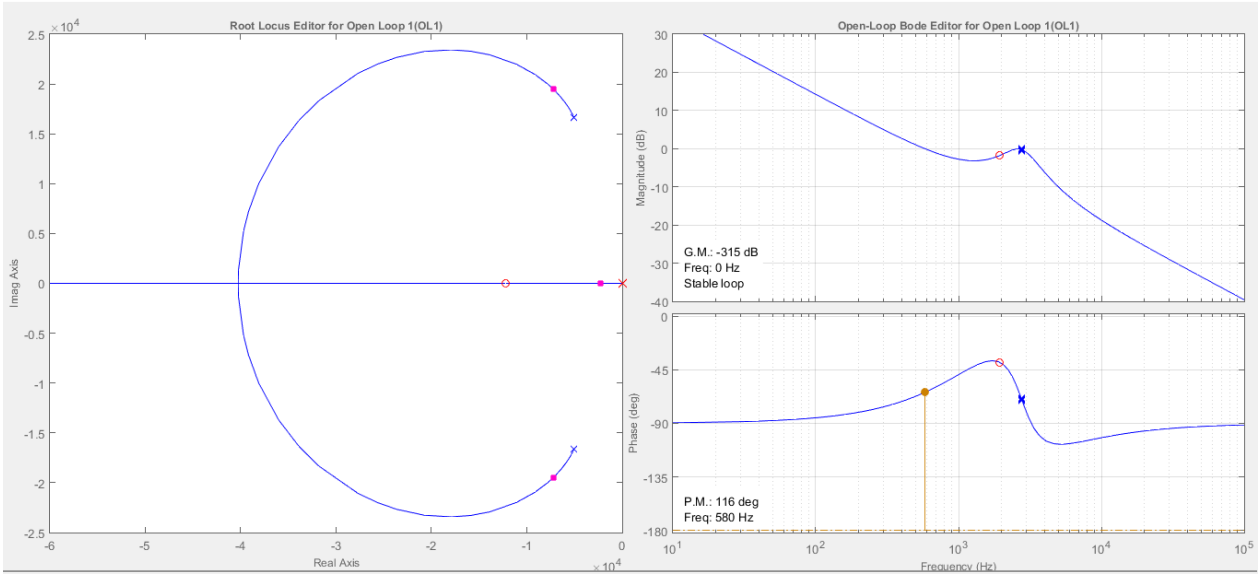
Ao analisar o Gráfico 23 percebe-se que deve-se, primeiramente atenuar o efeito do polo duplo. Para tal, deve-se alocar dois zeros bem próximos da frequência de ressonância (onde o polo duplo da planta do inversor se encontra). Como a frequência de ressonância é aproximadamente 2,96 kHz, decidiu-se inserir o par de zeros na frequência que equivale a aproximadamente 65% da frequência de ressonância, ou seja, 1,94 kHz:

$$zv_{inv} = 12.195\, rad/s \tag{178}$$

Para eliminar o erro de estado estacionário, deve-se adicionar um integrador à planta do compensador e, por fim, para anular os efeitos da comutação e qualquer interferência em alta frequência, insere-se um polo na frequência ω_p. Para determinar em qual frequência esse polo deve ser colocado, fez-se uso da ferramenta do *sisotool* do Matlab, já que é sabido que a margem de fase do sistema compensado deve ser de 45° (BARBI, -).

Adicionando os dois zeros previamente definidos e o integrador ao sistema, ajustando o ganho para que seja alcançada uma frequência de cruzamento próxima da desejada (de acordo com (177)) obtém-se o lugar das raízes e o diagrama de Bode exibidos no Gráfico 24. Nesse momento, a margem de fase vale 116 graus.

Gráfico 24 – Lugar das raízes e diagramas de Bode do sistema com o compensador com os zeros reais e o integrador (ainda faltando o polo)



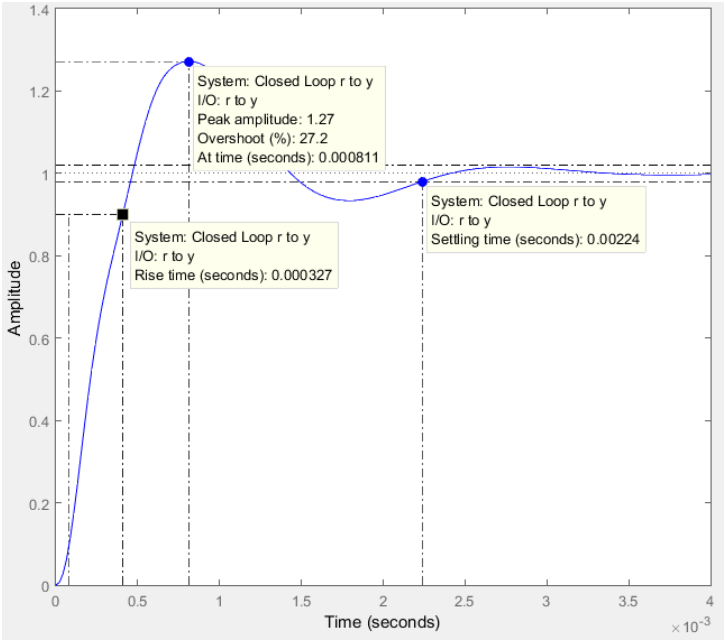
Fonte: Produção do próprio autor.

Para se alcançar a margem de fase desejada de 45 graus, nota-se que deve-se inserir um polo à esquerda dos zeros inseridos e movimentá-lo até que a margem de fase almejada seja alcançada. Para tal, definiu-se a posição do polo uma década abaixo da frequência dos zeros. Logo, o polo é alocado na frequência 2,028 kHz:

$$pv_{inv} = 1.219{,}5\ rad/s \tag{179}$$

Por fim, ajusta-se o ganho até que resulte em uma resposta ao degrau satisfatória, ou seja, que resulte em uma resposta muito mais rápida do que o período da tensão/corrente de saída do inversor, no caso 16,67 ms. No Gráfico 25 é apresentado a resposta ao degrau do sistema compensado. No Quadro 7 são evidenciados os principais dados que podem ser extraídos do Gráfico 25 e que representam uma boa resposta.

Gráfico 25 – Resposta ao degrau da planta compensada de tensão do inversor



Fonte: Produção do próprio autor.

Quadro 7 – Características da resposta ao degrau da malha de tensão compensado do inversor

CARACTERÍSTICA	VALOR
Tempo de subida	0,327ms
Overshoot	27,2%
Tempo de assentamento	2,24ms

Fonte: Produção do próprio autor.

Assim, com a posição de todos os zeros e polos definida, o compensador projetado para inversor apresenta a função de transferência conforme a Equação (180):

$$Cv_{inv}(s) = 16185.\frac{(1 + 8{,}2.10^{-5}s).(1 + 8{,}2.10^{-5}s)}{s.(1 + 8{,}2.10^{-4}s)}$$

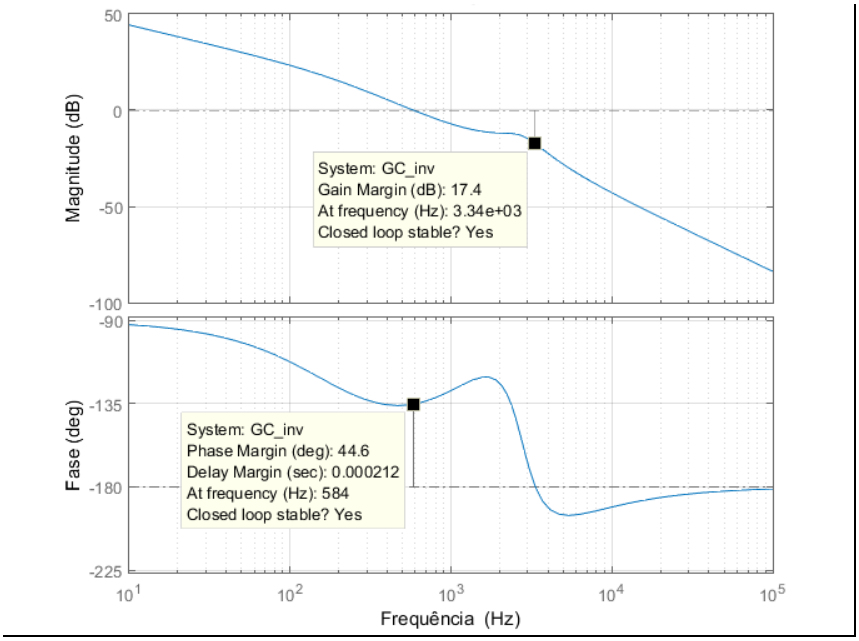
$$Cv_{inv}(s) = 16185.\frac{6{,}724.10^{-9}s^2 + 1{,}64.10^{-4}s + 1}{8{,}2.10^{-4}s^2 + s} \tag{180}$$

O gráfico do sistema compensado é apresentado no Gráfico 26. A partir dele pode-se levantar a nova margem de fase do sistema e a frequência de cruzamento são, respectivamente:

$$MFv'_{inv} = 44{,}6°$$
$$f_c' = 584Hz \tag{181}$$

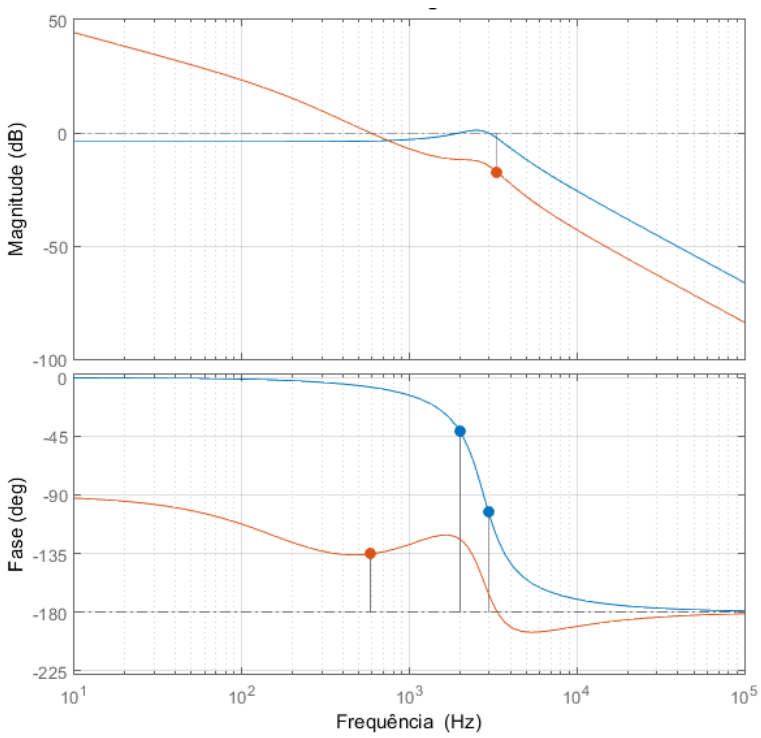
Como resultado, apresenta-se no Gráfico 27 a comparação dos gráficos de Bode do sistema compensado e não compensado.

Gráfico 26 – Diagrama de Bode do sistema compensado do inversor



Fonte: Produção do próprio autor.

Gráfico 27 – Comparação dos gráficos de Bode da planta do inversor compensada e não compensada



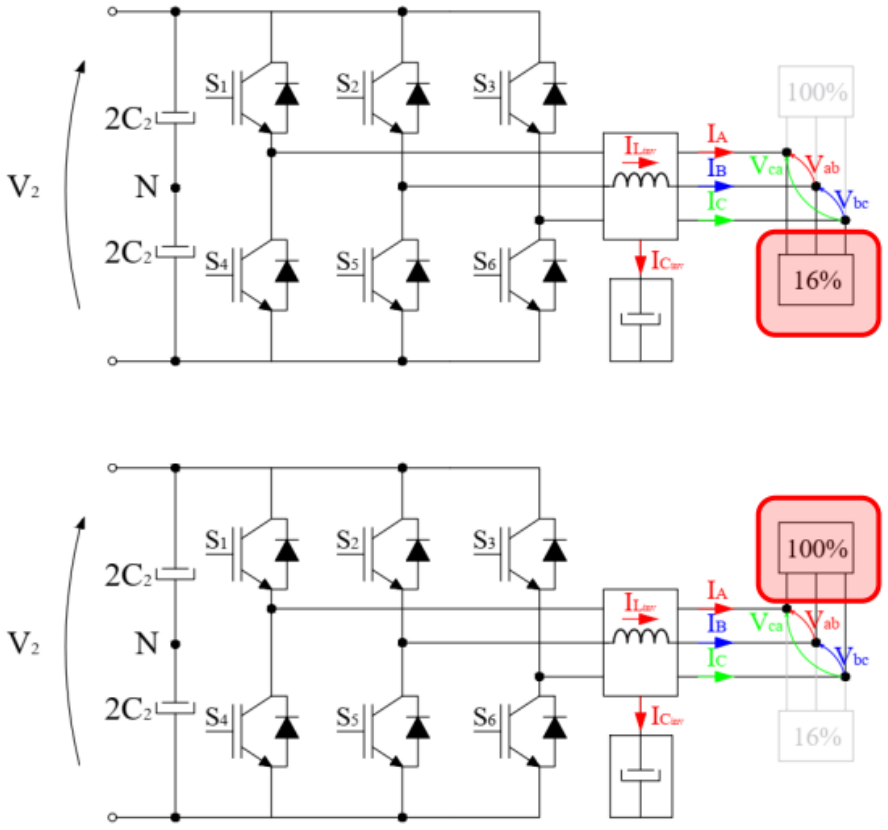
Fonte: Produção do próprio autor.

4.6 Simulação

Com o dimensionamento do controlador de tensão, é possível aplica-lo à planta do inversor simulada na plataforma do PSIM conforme é exibido na Figura 39. Na Figura 40 é apresentado o circuito de controle do inversor. O controlador proposto monitora as tensões de linha, já que o inversor trifásico proposto apresenta neutro passivo. Para facilitar o controle, aplica-se a transformada 0αβ pois, as tensões obtidas a partir da transformada V_0, V_α e V_β são desacopladas, sendo possível controlar cada tensão isoladamente a partir da variação da razão cíclica. O erro resultante da comparação da tensão de referência (tensão da rede elétrica) e a tensão de saída do inversor em coordenadas 0αβ passa por um controlador que gera a razão cíclica conveniente também em coordenadas 0αβ para a corrigir a tensão de saída e, dessa forma, fazer com ela se aproxime mais da tensão de referência. Através da aplicação da transformada 0αβ inversa obtém-se sinais, que quando comparados um a um com uma onda triangular (modulador PWM), resulta nos sinais $C_1, C_2, C_3, C_4, C_5\ e\ C_6$ apresentados na Figura 40 com a função de comutar as chaves de S_1 a S_6 do inversor conforme mostrado na Figura 38.

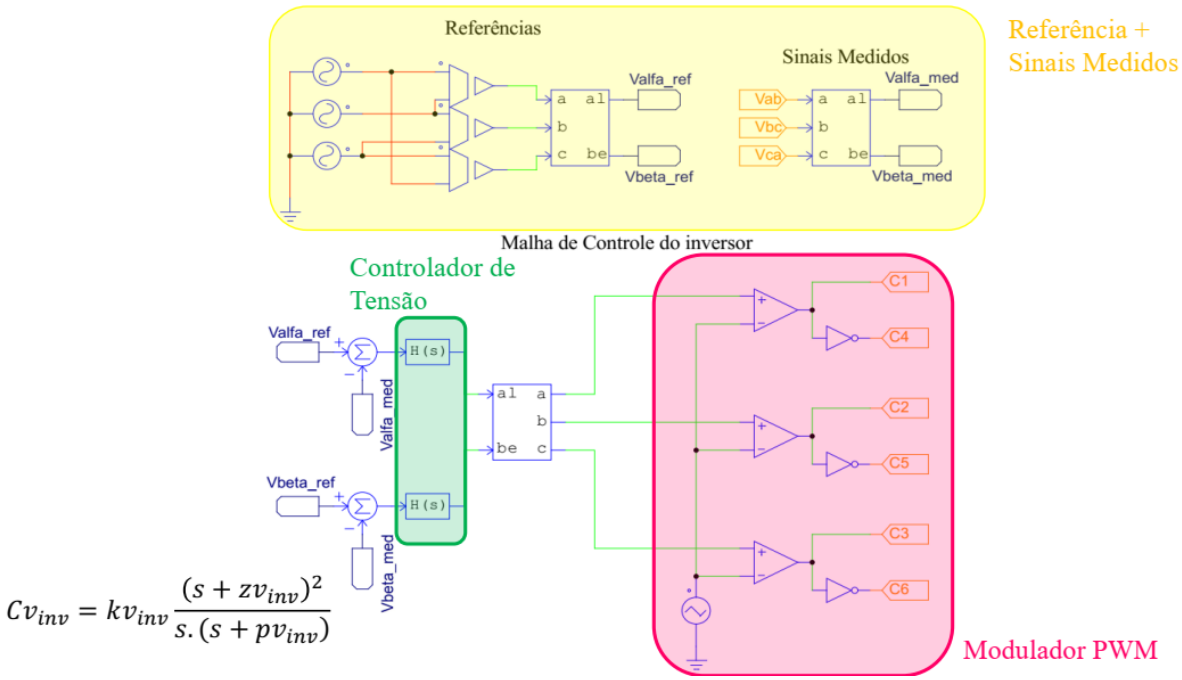
No Gráfico 28 temos as curvas de tensão e corrente do inversor de tensão considerando variações na carga. Primeiramente o inversor opera com cerca de 16% da carga nominal, depois com 100% da carga nominal e, por fim, novamente com 16% da carga nominal. Foi escolhido como carga mínima do inversor cerca de 16% da carga nominal pois, para cargas inferiores a esse valor, ele não apresentou um bom comportamento em regime permanente. As formas de onda apresentadas no Gráfico 28 representam as tensões de linha de saída ($V_{ab}, V_{bc}\ e\ V_{ca}$), correntes de saída ($I_A, I_B\ e\ I_C$), corrente no capacitor da fase A ($I_{C_{inv}}$) e corrente no indutor da fase A ($I_{L_{inv}}$).

Figura 39 – Circuito eletrônico do inversor trifásico com os carregamentos de 16 e 100% da carga nominal



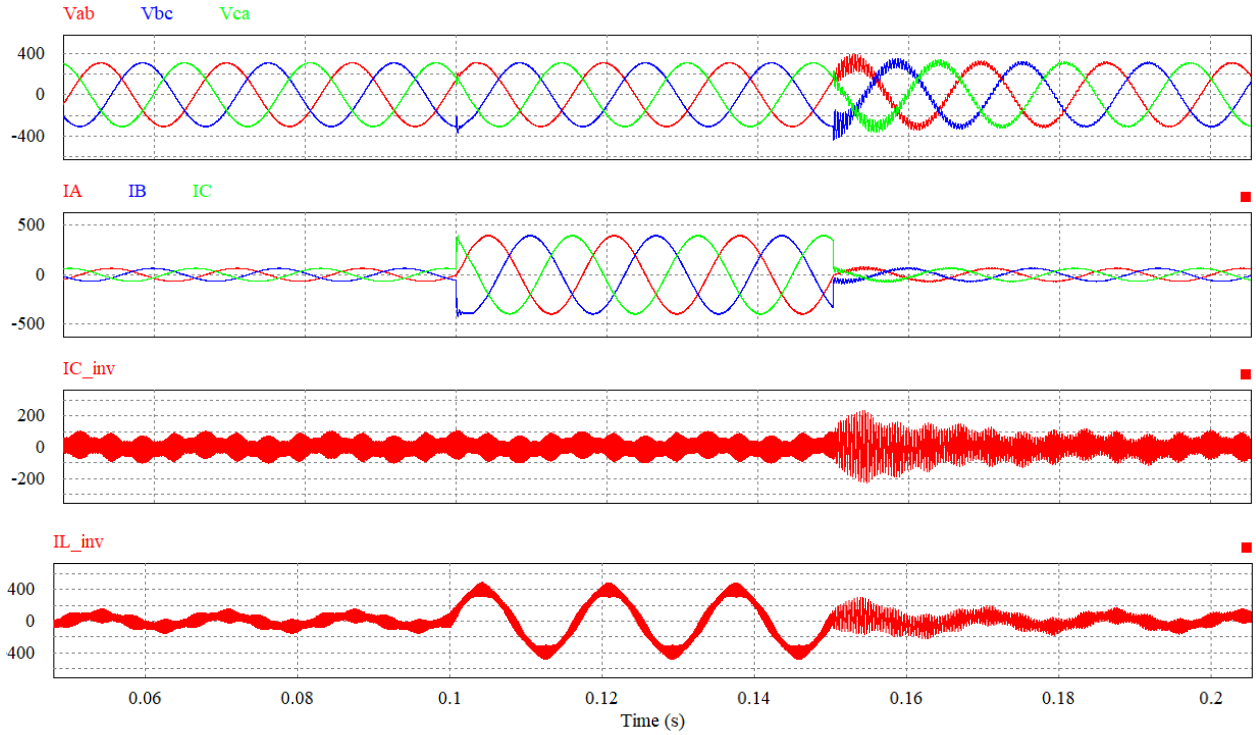
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 40 – Detalhe do bloco de controle do inversor



Fonte: Produção do próprio autor.

Gráfico 28 – Formas de onda do inversor obtidas via simulação



Fonte: Produção do próprio autor.

Com essa simulação foi possível observar a atuação do sistema de controle projetado que, durante essas variações de carga, passa por um transitório que rapidamente é superado pelo controle. Na Tabela 6 encontram-se os valores eficazes das tensões de saída obtidos. Ao analisar os valores resultantes, percebe-se que eles estão um pouco abaixo de 220V (tensão eficaz efetivamente esperada), porém isso não é um problema, pois o módulo 8 do PRODIST (ANEEL, 2018) sobre qualidade de energia define que, a tensão no ponto de conexão pode variar entre 202V e 231V, como mostrado no Quadro 8. Percebe-se também que, quando ocorre a segunda troca de carga, o sistema quase instabiliza. Isso acontece pois, para 16% da carga nominal o sistema atua com uma margem de fase muito baixa.

Tabela 6 – Tensão de entrada e tensão de linha de saída do inversor obtidas via simulação

Grandeza	**Para 16% da carga nominal**	**Para 100% da carga nominal**
V_{AB}	$216{,}99\ V$	$216{,}99\ V$
V_{BC}	$216{,}70\ V$	$216{,}70\ V$
V_{CA}	$217{,}31\ V$	$217{,}31\ V$
V_2	$460\ V$	$460\ V$
$THDc_{máx}$	0,80 %	0,82 %

Fonte: Produção do próprio autor.

Quadro 8 – Pontos de conexão em tensão nominal igual ou inferior a 1kV (220V)

Tensão de Atendimento	**Faixa de Variação da tensão de leitura (V)**
Adequada	$202 \leq Tensão \leq 231$
Precária	$191 \leq Tensão < 202\ ou$ $231 < Tensão \leq 233$
Crítica	$Tensão < 191\ ou\ Tensão > 233$

Fonte: ANEEL, (2018).

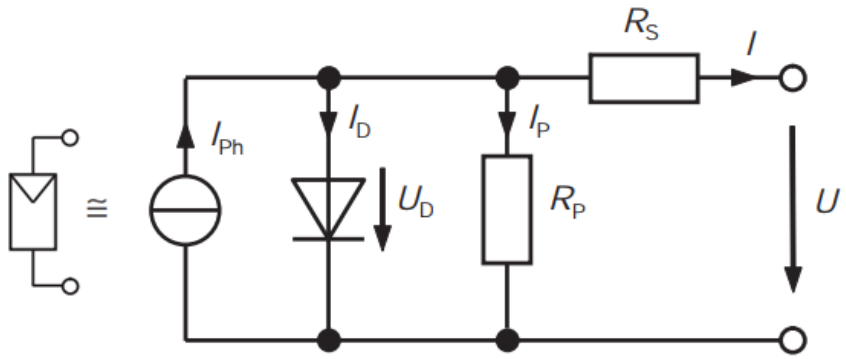
Neste capítulo foi apresentado o equacionamento matemático do inversor trifásico do tipo VSG e, a partir disso, dimensionado os componentes eletrônicos que o constituem. Com isso foi sintonizado o controlador de tensão apropriado para a planta dada. Por fim, o sistema foi testado quando submetido a trocas de 16% da carga nominal para 100% da carga nominal e vice e versa. Para esse teste o sistema apresentou ótimos resultados observando os parâmetros de qualidade de energia estabelecidos.

5 SISTEMA FOTOVOLTAICO

Neste capítulo será analisada as características dos painéis fotovoltaicos conectados ao barramento CC do DAB apresentando primeiramente uma introdução aos conceitos relacionados ao funcionamento dos painéis fotovoltaicos e a técnica de rastreamento da máxima potência utilizada na simulação.

5.1 Equações do painel fotovoltaico

Figura 41 – Circuito elétrico do painel fotovoltaico



Fonte: MERTENS, (2013)

Considerando o circuito equivalente de uma célula fotovoltaica apresentado em Figura 41, pode-se inferir que a corrente de saída I é descrita pela Equação (184):

$$I = I_{Ph} - I_D - I_P \tag{182}$$

$$I_P = \frac{U_D}{R_P} = \frac{U + I.R_S}{R_P} \tag{183}$$

$$I = I_{Ph} - I_S.\left(e^{\frac{U+I.R_S}{m.U_T}} - 1\right) - \frac{U + I.R_S}{R_P} \tag{184}$$

A representação da característica elétrica de uma célula é geralmente feita pela sua curva de corrente versus tensão (I-V). No Gráfico 29 é mostrado uma curva I-V típica de uma célula quando a irradiância e temperatura variam.

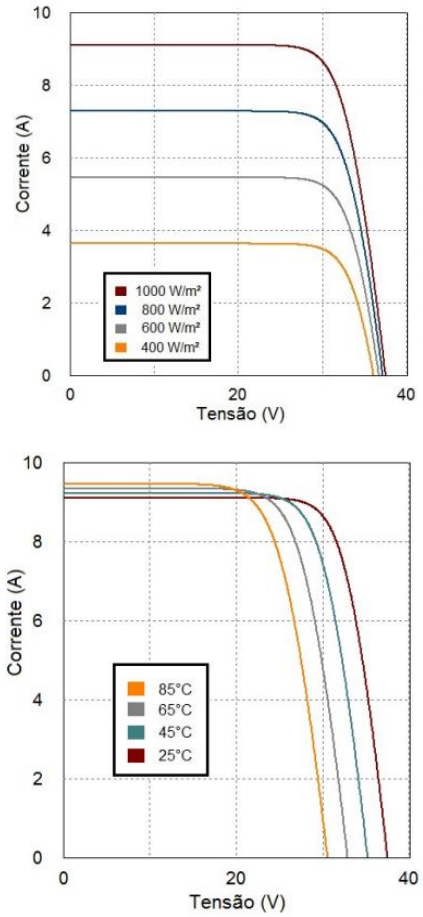
5.2 Influência da irradiação e temperatura

Os principais fatores que influenciam na operação de um módulo fotovoltaico são:

- Irradiância
- Temperatura

A corrente e tensão gerada por um modulo fotovoltaico são extremamente dependentes da irradiância e da temperatura do módulo, respectivamente, o que leva a um deslocamento do ponto de máxima potência, como apresentado no Gráfico 30.

Gráfico 29 – Curva IxV típica de um painel fotovoltaico com temperatura e irradiação constante



Fonte: LEITE, (2017).

$$P_{PV} = U.I \tag{185}$$

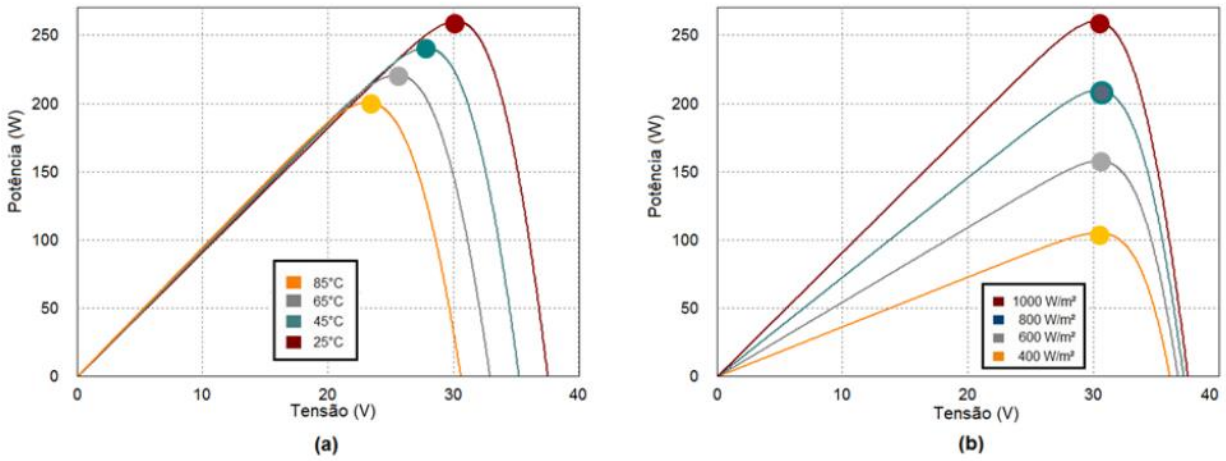
A irradiância varia constantemente devido ao movimento de rotação e translação da Terra e as condições climáticas (como dias ensolarados e nublados). Ao meio-dia com céu limpo e ao nível do mar a irradiação solar chega a um valor próximo de 1000W/m^2. Em dias com tais características, a irradiância no módulo será máxima e, consequentemente, a corrente elétrica e energia gerada. Já, durante dias nublados, a corrente elétrica e energia produzidas diminuirão na mesma proporção da queda na irradiância. Observado a curva característica dos módulos submetidos à diferentes condições de irradiância e temperatura mostrada no Gráfico 30, percebe-se que a mudança na irradiância não provoca mudanças significativas na tensão de MPPT, porém, a corrente de MPPT diminui bastante indicando a sensibilidade da corrente de saída do painel a variações da irradiância. Já as mudanças de temperatura do módulo provocam uma mudança expressiva na tensão de MPPT como retratado na Gráfico 30b e influem pouco na corrente de MPPT do módulo. Por isso e pela não linearidade do comportamento do painel, é de extrema importância o emprego de um controle MPPT no que diz respeito a sistemas fotovoltaicos, pois garante que os painéis utilizados fornecerão à carga, a máxima potência que eles são capazes de proporcionar, aumentando assim a eficiência do sistema.

5.3 Rastreamento da máxima potência

Para resolver os problemas de flutuação causado pela variação da temperatura e irradiação solar utiliza-se técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência para o aproveitamento máximo da geração do painel fotovoltaico. Algumas das técnicas amplamente utilizadas são: Tensão constante, perturba e observa e condutância incremental.

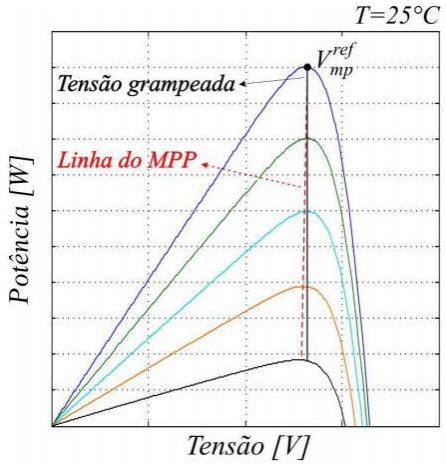
Neste trabalho optou-se por implementar a técnica da tensão constante que se baseia no fato de que a tensão de máxima potência e a tensão de circuito aberto possuem uma relação linear independentemente das variações de irradiação e temperatura. Considerando variações instantâneas de irradiação e temperatura constante percebe-se, analisando o Gráfico 31, que mesmo com variações de irradiância, a tensão de máxima potência praticamente não se altera e se mantém dentro de uma pequena faixa.

Gráfico 30 – Variação da tensão de saída do painel conforme a (a) irradiâcia e a (b) temperatura mudam



Fonte: LEITE, (2017).

Gráfico 31 – Exemplo de característica PxV sob temperatura constante



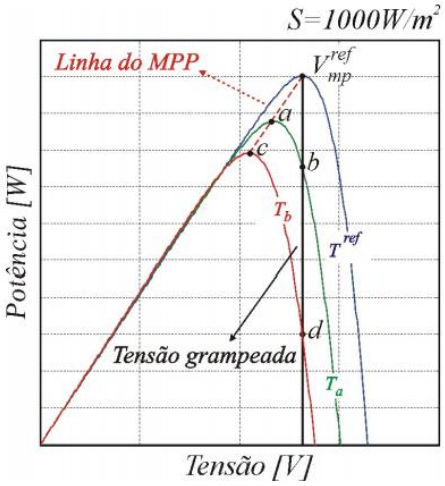
Fonte: LEITE, (2017).

Considerando que a irradiação é constante e a temperatura varia, nota-se, de acordo com Gráfico 32, que a tensão de MPP se altera consideravelmente, não sendo possível, a partir dessa técnica, obter-se a máxima potência dos painéis. Quando a célula está submetida a uma temperatura $T = T_a$ o ponto da curva rastreado é o b ao invés do a (ponto que fornece a máxima potência), que oferece uma potência de saída inferior à máxima. O mesmo pode ser observado quando o painel experimenta uma temperatura $T = T_b$. Nesse caso o ponto rastreado pelo algoritmo é o d, que fornece uma potência que se distancia ainda mais do ponto de máxima potência c.

Assim, fica evidente que esse método só é eficiente quando a temperatura permanece praticamente constante, porém, devido à facilidade de implementação faz com que esta seja uma técnica bastante empregada.

Apesar das limitações da técnica, escolheu-se trabalhar com ela pois o controlador da tensão de saída do DAB já é responsável por manter a tensão de saída em um valor constante de 460V, que é aproximadamente a tensão de MPPT à 25°C.

Gráfico 32 – Exemplo de característica PxV sob irradiação constante



Fonte: LEITE, (2017).

5.4 Características do sistema fotovoltaico

A associação dos módulos da usina fotovoltaica conectada ao barramento foi feita de forma conveniente para que a tensão de saída do DAB correspondesse a aproximadamente 80% da tensão de circuito aberto (tensão de MPP). Dessa forma, não foi necessário implementar um controle adicional no sistema para essa função.

Os painéis fotovoltaicos utilizados possuem as características, conforme apresentado no Quadro 9.

Quadro 9 – Caracterísitcas do painel fotovoltaico JA Solar 330W

GRANDEZA	VALOR
Potência máxima	330 Wp
Tensão de circuito aberto (STC)	46,4 V
Corrente de curto-circuito (STC)	9,28A
Tensão de máxima potência (STC)	37,65 V
Corrente de máxima potência (STC)	8,77 A
Coeficiente de temperatura da corrente de curto-circuito	+0,058 %/°C
Coeficiente de temperatura da tensão de circuito aberto	-0,330 %/°C

Fonte: Produção do próprio autor.

Os detalhes da usina fotovoltaica são apresentados no Quadro 10:

Quadro 10 – Dados da usina fotovoltaica de microgeração distribuída considerada na simulação

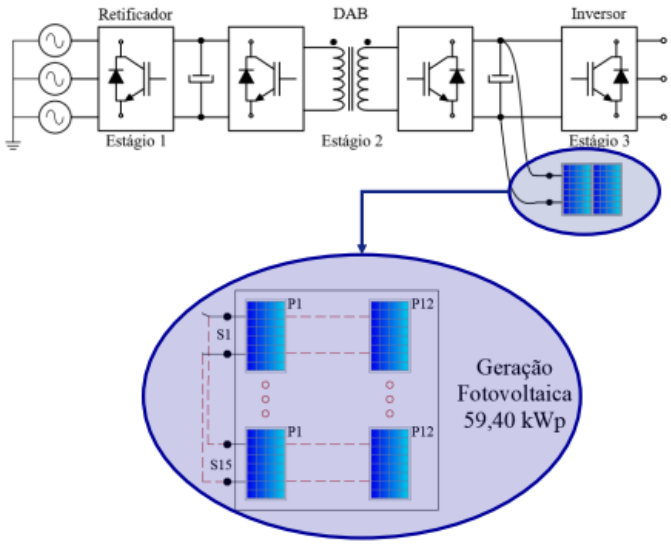
GRANDEZA	VALOR
Potência máxima	59,40 kWp
Quantidade de painéis	180
Tensão de circuito aberto do conjunto	556,80 V
Corrente de curto-circuito do conjunto	139,2 A
Tensão de máxima potência do conjunto	451,8 V
Tensão barramento DAB	460 V
Corrente de máxima potência do conjunto	131,55 A
Quantidade de painéis em série	12
Quantidade de *strings* em paralelo	15
Geração estimada	6.800 kWh/mês

Fonte: Produção do próprio autor.

Na Figura 42 é exibida a conexão dos painéis fotovoltaicos ao barramento CC do DAB. Já no Gráfico 33 apresenta-se as curvas do gerador fotovoltaico obtidas no PSIM considerando a variação da irradiância. Observa-se que, conforme previsto, para variações na irradiância a tensão na máxima potência pouco se altera. Isso significa que, para variações da irradiância, o sistema operará próximo do seu ponto de máxima potência.

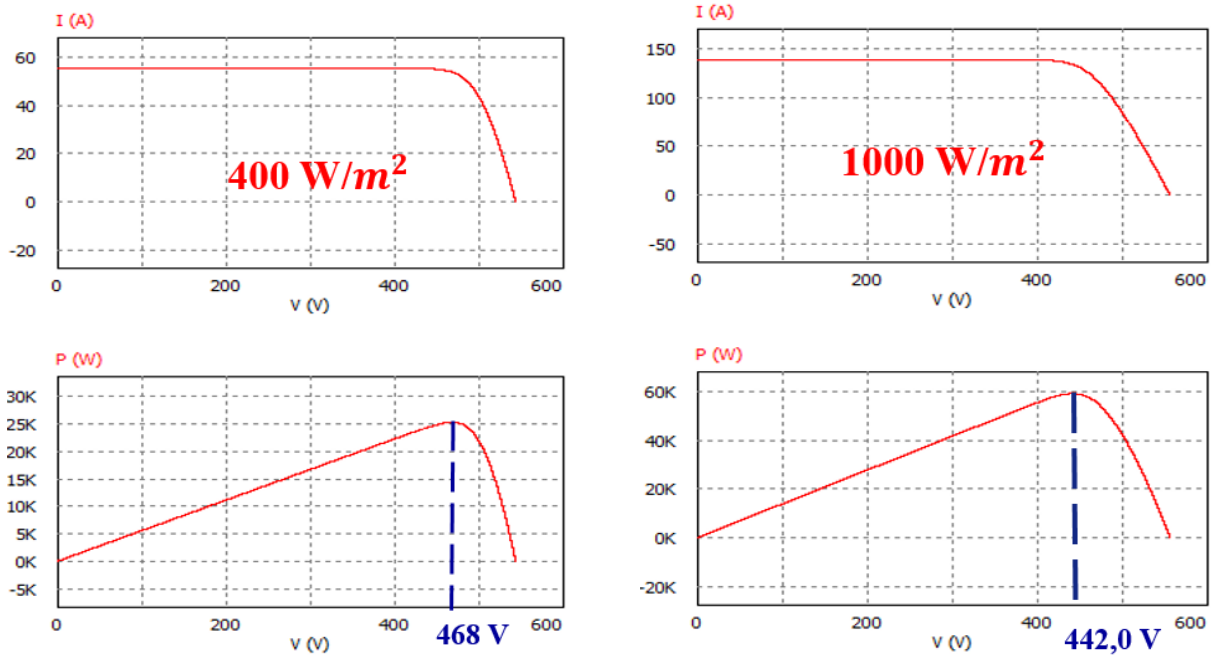
Nesse capítulo foram explorados os conceitos básicos referentes ao sistema fotovoltaico que irá injetar potência no barramento de entrada do inversor e, dessa forma irá possibilitar analisar como o SST faz o gerenciamento das energias consumida e gerada.

Figura 42 – Conexão do sistema fotovoltaico ao barramento CC do DAB



Fonte: Produção do próprio autor.

Gráfico 33 – Curvas IV e PV obtidas no PSIM para o sistema fotovoltaico considerado



Fonte: Produção do próprio autor.

6 SIMULAÇÃO DO SST

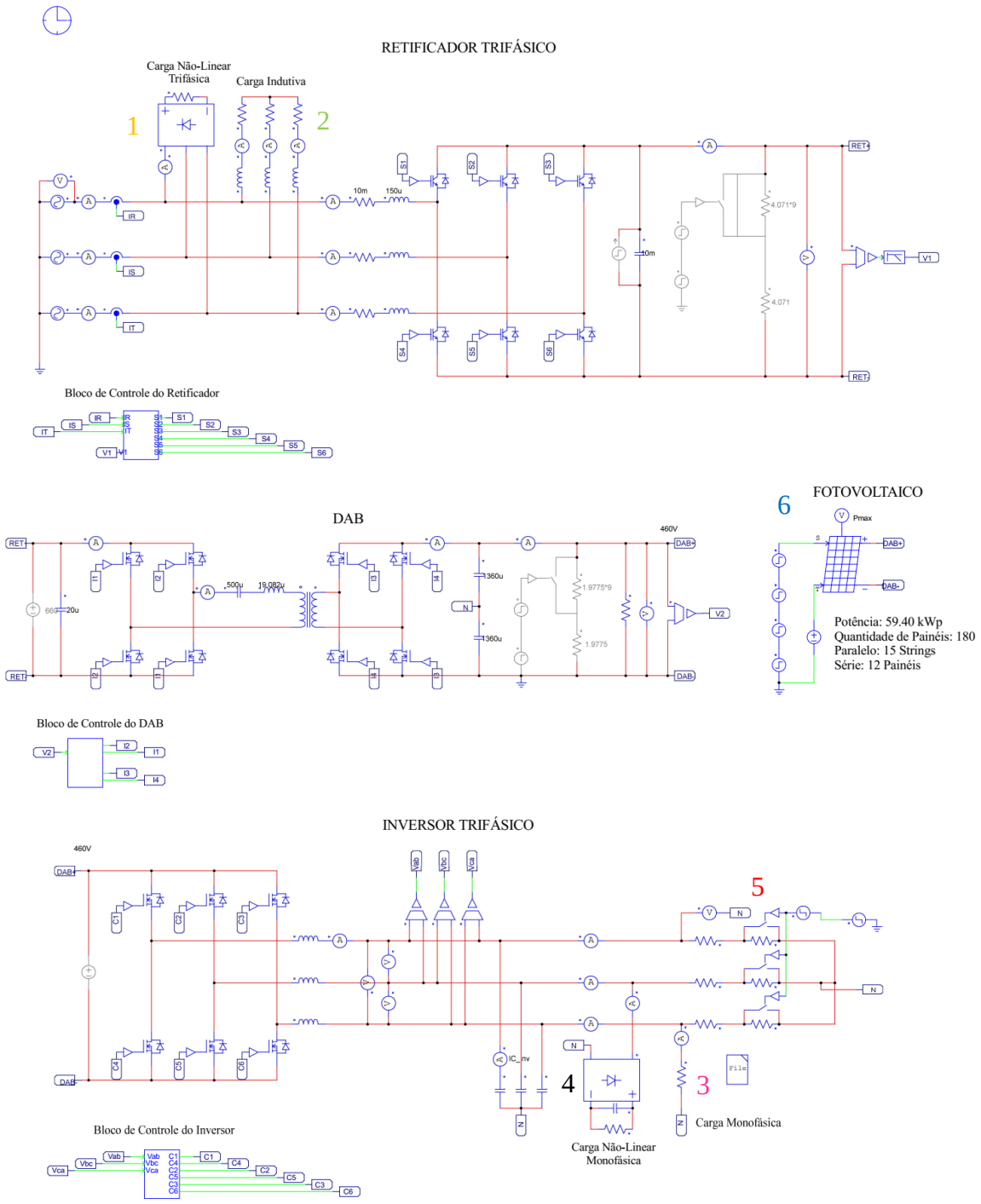
Nos capítulos anteriores foram exploradas cada uma das partes constituintes do SST, com o intuito de que todas as partes estudadas fossem conectadas formando o sistema completo do SST. O foco das simulações foi testar o funcionamento do mesmo quando são interligadas à sua entrada, saída e/ou barramento CC cargas lineares e/ou não lineares, sistemas geradores de energia ou até mesmo orcorre um curto circuito. Na Figura 43 é apresentado o sistema completo do SST com as cargas/geração numeradas de 1 a 6 para facilitar o entendimento do que está sendo conectado em cada simulação feita. Para todas as simulações considerou-se que o banco resistivo de número 5 estava conectado à saída. No Quadro 11 é exposta a descrição de cada uma das cargas e gerador numerados.

Quadro 11 – Descrição das cargas/geração considerados para as simulações

N°	Descrição	Valor	Potência / fp
1	Carga não linear trifásica	$R_1 = 10\Omega$	$8{,}78\ kW$ $f_p = 0{,}95$
2	Carga desbalanceada RL	$R_{2R} = 12\Omega; R_{2S} = 24\Omega; R_{2T} = 48\Omega$ $L_{2R} = L_{2S} = L_{2T} = 30mH$	$449{,}1\ W;\ 496{,}82\ W;\ 598{,}12\ W$ $f_p = 0{,}72;\ 0{,}90;\ 0{,}97$
3	Carga resistiva monofásica	$R_{3C} = 20\Omega$	$2{,}24\ kW$ $f_p = 1$
4	Carga não linear monofásica	$R_4 = 50\Omega; C_4 = 100\mu F$	$385{,}17\ W$ $f_p = 0{,}32$
5	Banco resistivo	$R_{5A} = R_{5B} = R_{5C} = 0{,}45\Omega\ e/ou\ 2{,}7\Omega$	$107\ kW\ ou\ 17{,}925\ kW$ $f_p = 1$
6	Gerador Fotovoltaico	-	$59{,}4\ kWp$ $f_p = 1$

Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 43 – Sistema completo do SST simulado com cargas/geração identificados com números de 1 a 6

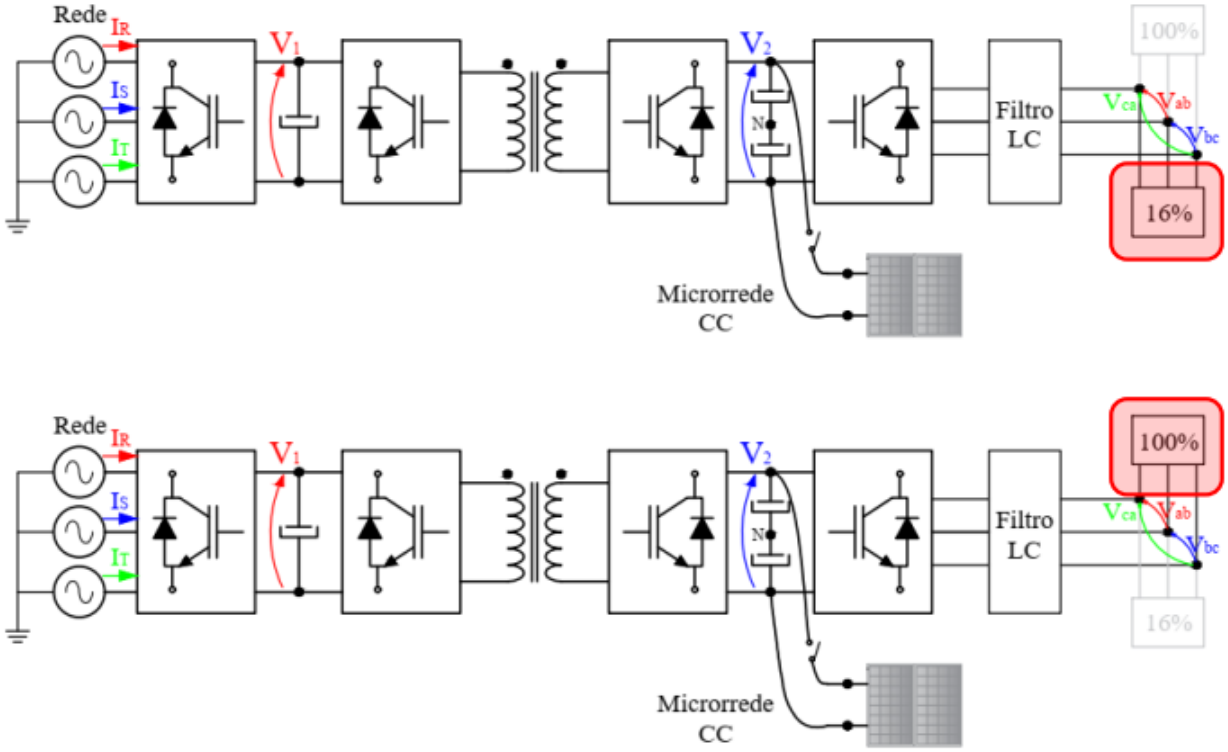


Fonte: Produção do próprio autor.

6.1 Com variação da carga de saída sem geração

Nessa primeira simulação foi levado em consideração apenas as cargas identificadas com o número 5 na Figura 43. Na Figura 44 mostra-se mais detalhadamente as cargas que foram acionadas nessa simulação. As resitências do banco resistivo foram utilizadas conforme apontado no Quadro 12. No Gráfico 34 mostram-se as curvas obtidas para as grandezas de interesse enquanto na Tabela 7 são apresentados os valores numéricos das mesmas.

Figura 44 – Cargas consideradas para a primeira simulação



Quadro 12 – Divisão do tempo para a simulação com variação de carga na saída

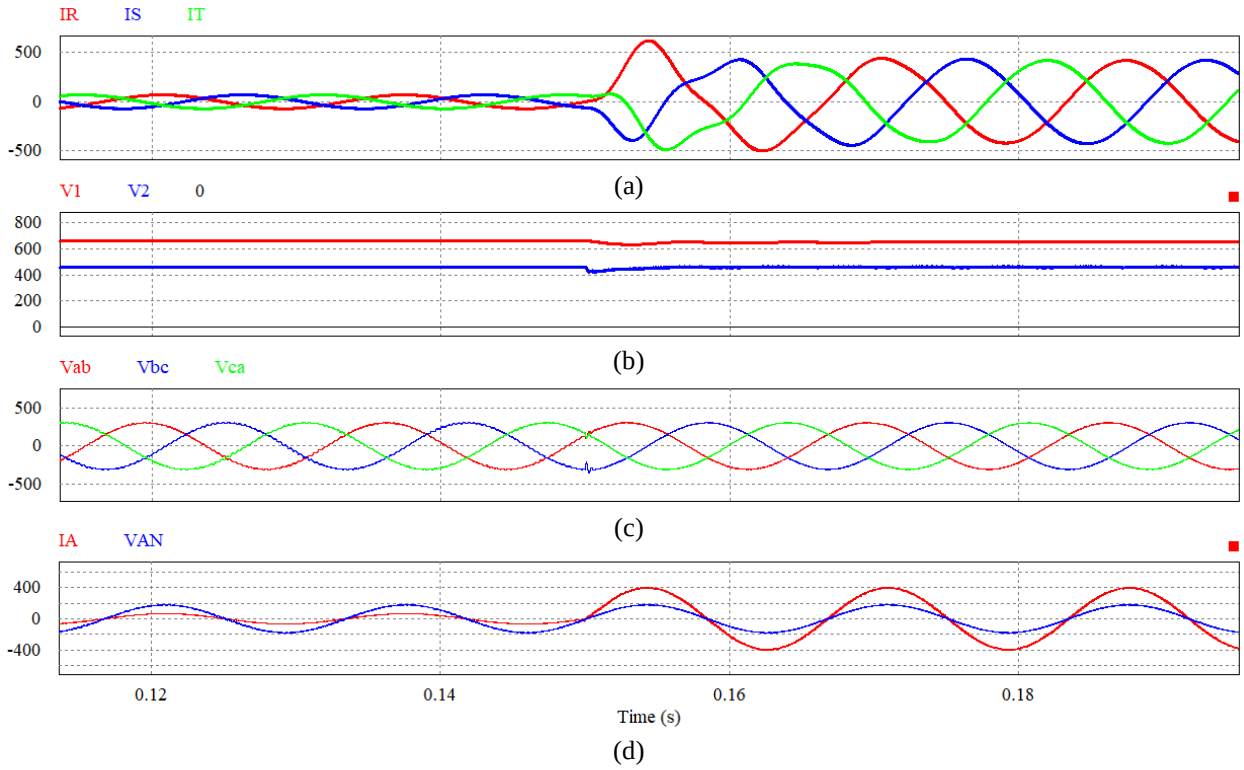
	Intervalo de tempo de simulação	**16% da carga nominal $(2,7\Omega)$**	**100% da carga nominal $(0,45\Omega)$**
Intervalo 1	Até 0,15s	X	
Intervalo 2	De 0,15 a 0,20		X

Fonte: Produção do próprio autor.

Pode-se observar claramente no Gráfico 34 o momento no qual acontece a troca de carga de 16% para 100% da carga nominal (em 0,15s). Pode-se inferir também que, apesar do baixo carregamento do SST, a distorção harmônica se mantém em um nível bem abaixo do que é definido pela norma

da EDP, que é de 5% (EDP, 2018). As tensões no barramento CC também não apresentam grandes desvios do valor desejado em cada um deles.

Gráfico 34 – Formas de onda obtidas com troca de carga de 16% para 100% da carga nominal em em 0,15 segundos. (a) Correntes de entrada, (b) tensões nos barramentos CC, (c) tensões de linha de saída e (d) corrente de fase e tensão de fase de saída.



Fonte: Produção do próprio autor.

Tabela 7 – Resultados obtidos via simulação quando insere-se um banco resistivo na saída

Grandeza	Para 16% da carga nominal	Para 100% da carga nominal
I_R (eficaz)	50,94 A	295,90 A
I_S (eficaz)	47,89 A	295,80 A
I_T (eficaz)	49,16 A	293,44 A
V_{AB} (eficaz)	217,68 V	216,99 V
V_{BC} (eficaz)	209,80 V	216,70 V
V_{CA} (eficaz)	223,08 V	217,31 V
V_{AN} (eficaz)	129,24 V	125,68 V
V_1	660,44 V	658,30 V
V_2	460,00 V	460,00 V
$THDc_{máx}$	1,10%	0,05 %

Fonte: Produção do próprio autor.

6.2 Com variação da carga de saída e com e sem geração

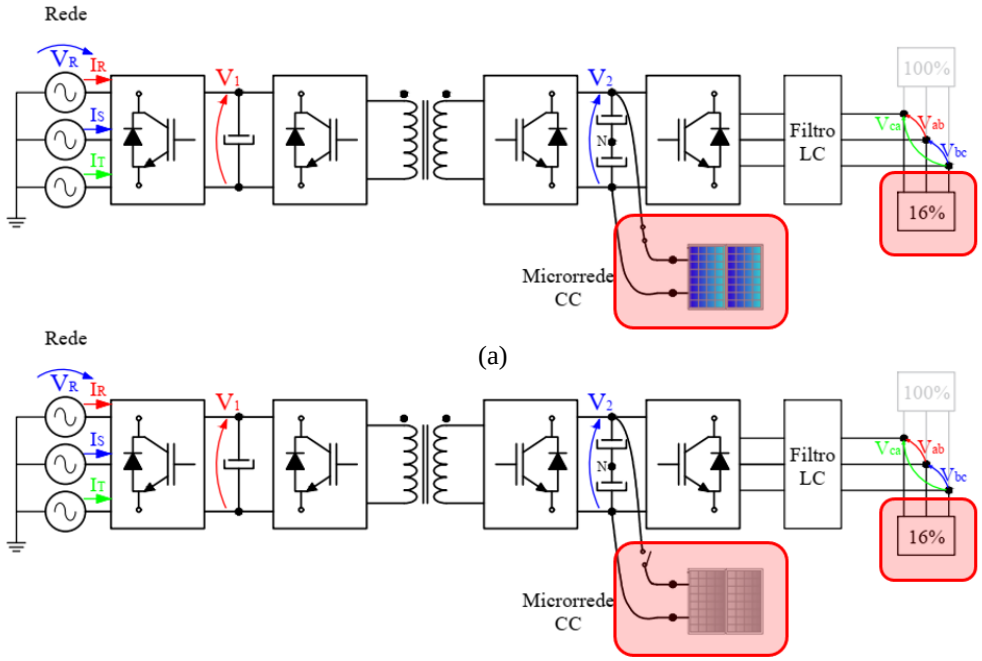
Nessa simulação foram considerados o gerador fotovoltaico (6) e o banco resistivo (5). No Quadro 13 apresenta-se todas as entradas de carga e de geração considerados e na Figura 45 e Figura 46 são mostradas as cargas e ou geração conectada em cada um dos intervalos cem questão.

Quadro 13 – Divisão do tempo para a simulação com variação de carga na saída com e sem geração

	Intervalo de tempo de simulação	**Geração**	**16% da carga nominal $(2,7\Omega)$**	**100% da carga nominal $(0,45\Omega)$**
Intervalo 1	Até 0,2s	X	X	
Intervalo 2	De 0,2 a 0,25		X	
Intervalo 3	De 0,25 a 0,30			X
Intervalo 4	Acima de 0,3	X		X

Fonte: Produção do próprio autor.

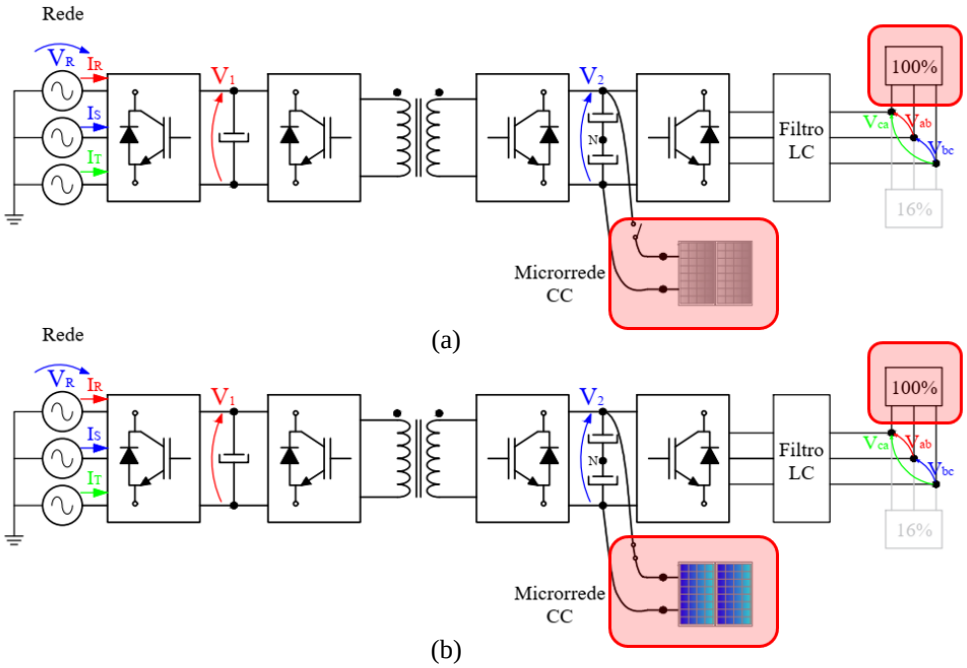
Figura 45 – Circuito elétrico no (a) intervalo 1 e (b) intervalo 2



(b)

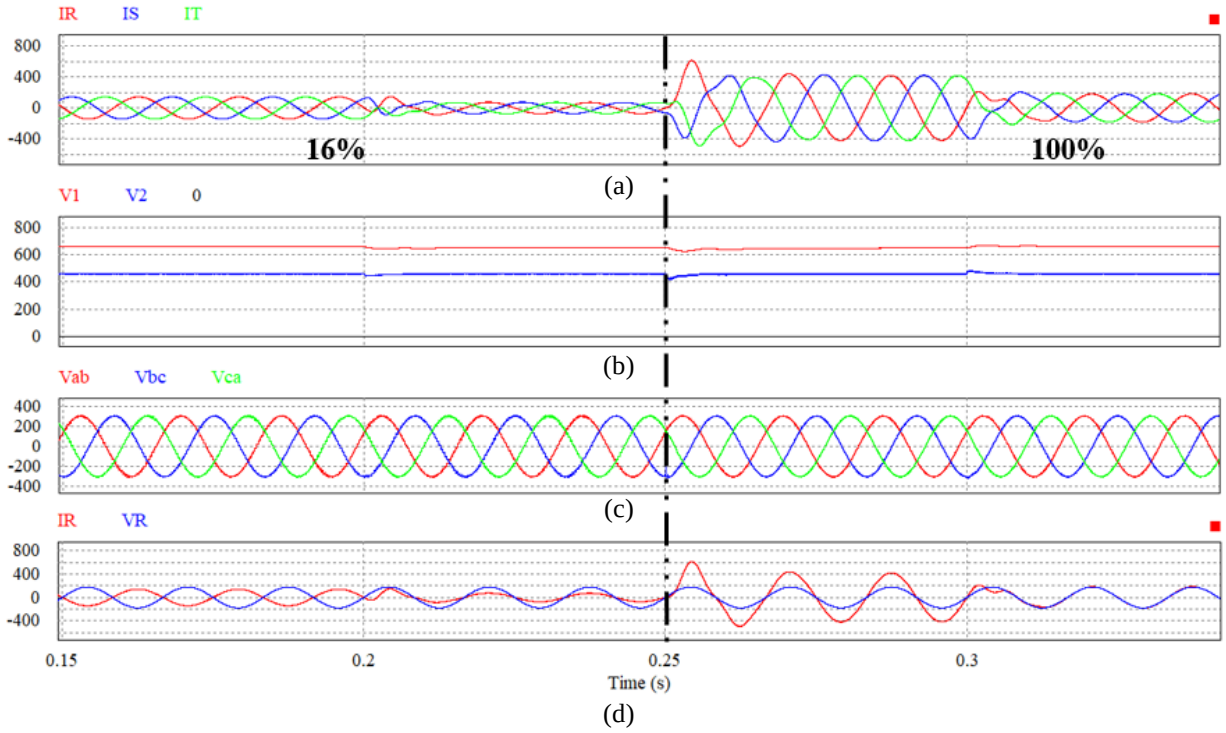
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 46 – Circuito elétrico no (a) intervalo 3 e (b) intervalo 4



Fonte: Produção do próprio autor.

Gráfico 35 – Formas de onda obtidas com troca de carga de 16% para 100% da carga nominal e com e sem geração fotovoltaica. (a) Correntes de entrada, (b) tensões nos barramentos CC, (c) tensões de linha de saída e (d) corrente de fase e tensão de fase de entrada.



Fonte: Produção do próprio autor.

No intervalo 1 observa-se que a carga conectada (de 16% da carga nominal) não consegue consumir toda a potência entregue pela geração fotovoltaica, portanto, parte da potência gerada é entregue à rede elétrica. Isso fica claro devido à inversão de fase da corrente de fase apresentada no Gráfico 35d. No intervalo 2 observa-se que a carga consome apenas a potência da rede elétrica pois, a geração fotovoltaica foi desconectada. De forma análoga, examinando os intervalos 3 e 4 percebe-se que, no momento que a geração fotovoltaica é inserida, a corrente fornecida pela rede elétrica diminui. Com isso pode-se concluir que, a rede fornece menos potência do que no intervalo 3. Isso indica que a geração não consegue fornecer toda a potência necessária para suprir a carga (agora de 100% da nominal) e precisa que a rede contribua com parte da potência.

Tabela 8 – Resultados obtidos via simulação quando insere-se um banco resistivo na saída e gerador fotovoltaico

Grandeza	**Intervalo 1**	**Intervalo 2**	**Intervalo 3**	**Intervalo 4**
I_R (eficaz)	$56{,}57\ A$	$103{,}11\ A$	$309{,}22\ A$	$124{,}51\ A$
I_S (eficaz)	$55{,}37\ A$	$103{,}19\ A$	$308{,}88\ A$	$130{,}25\ A$
I_T (eficaz)	$54{,}05\ A$	$105{,}32\ A$	$286{,}59\ A$	$131{,}88\ A$
V_{AB} (eficaz)	$217{,}66\ V$	$214{,}02\ V$	$224{,}11\ V$	$212{,}41\ V$
V_{BC} (eficaz)	$216{,}74\ V$	$217{,}99\ V$	$212{,}63\ V$	$224{,}08\ V$
V_{CA} (eficaz)	$216{,}34\ V$	$218{,}77\ V$	$214{,}11\ V$	$214{,}36\ V$
V_1	$661{,}17\ V$	$665{,}78\ V$	$647{,}52\ V$	$662{,}76\ V$
V_2	$460{,}00\ V$	$460{,}03\ V$	$460{,}18\ V$	$459{,}94\ V$
$THDc_{máx}$	2,52%	0,52 %	1,03 %	1,43 %

Fonte: Produção do próprio autor.

6.3 Funcionamento como filtro ativo de harmônicos, balanceador de carga e compensador de reativos

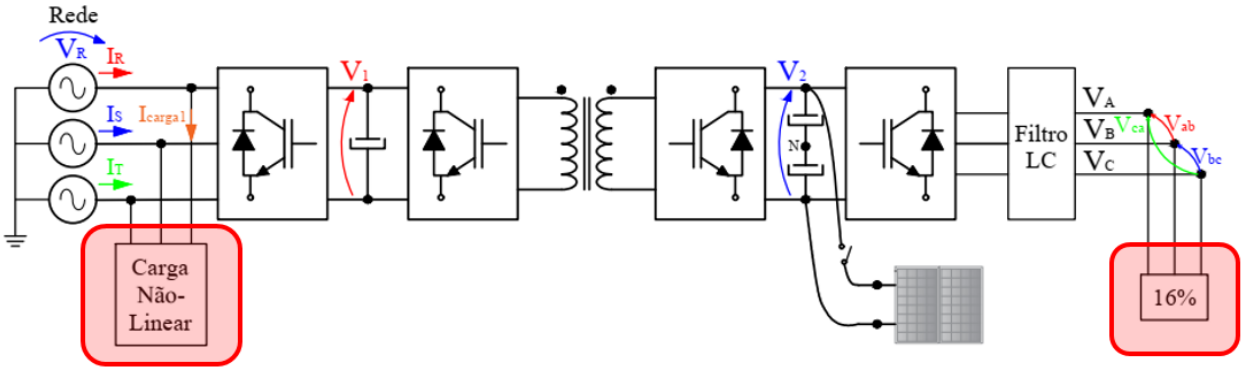
Nesse teste aprecia-se o funcionamento do SST como filtro ativo de harmônicos, balanceador de carga e compensador ativo de reativos. Apresenta-se duas simulações: com carga paralela indutiva e desbalanceada (3) e outra não linear (4). Apesar de termos uma carga em paralelo com o SST que absorve uma corrente senoidal desbalanceada e defasada (para carga indutiva trifásica) e uma corrente não-senoidal balanceada (que é o caso de uma carga não linear), as correntes da rede absorvidas para alimentar todo o sistema são senoidais. Portanto, a rede elétrica não enxerga todas esses desbalanços e não-linearidades de corrente. Isso ocorre pois, o controle de corrente do SST atua sobre as correntes absorvidas da rede em um ponto anterior às cargas em paralelo, como

apresentado na Figura 47. Obviamente a malha de corrente não consegue compensar toda e qualquer corrente, pois os controladores projetados não foram dimensionados para isso. Essa análise dos limites que o compensador de corrente consegue suprir foge do escopo desse trabalho. Objetivou-se apenas verificar o comportamento do SST para essa aplicação.

6.3.1 Com carga não-linear trifásica em paralelo

Para esse teste ativou-se o bloco numerado 1, que representa a carga não-linear trifásica em paralelo com o SST, conforme mostrado na Figura 47. O estado de carga do SST considerado foi 16% da carga nominal. No Gráfico 36 são expressas as formas de onda alcançadas e na Tabela 9 os valores de algumas grandezas de interesse.

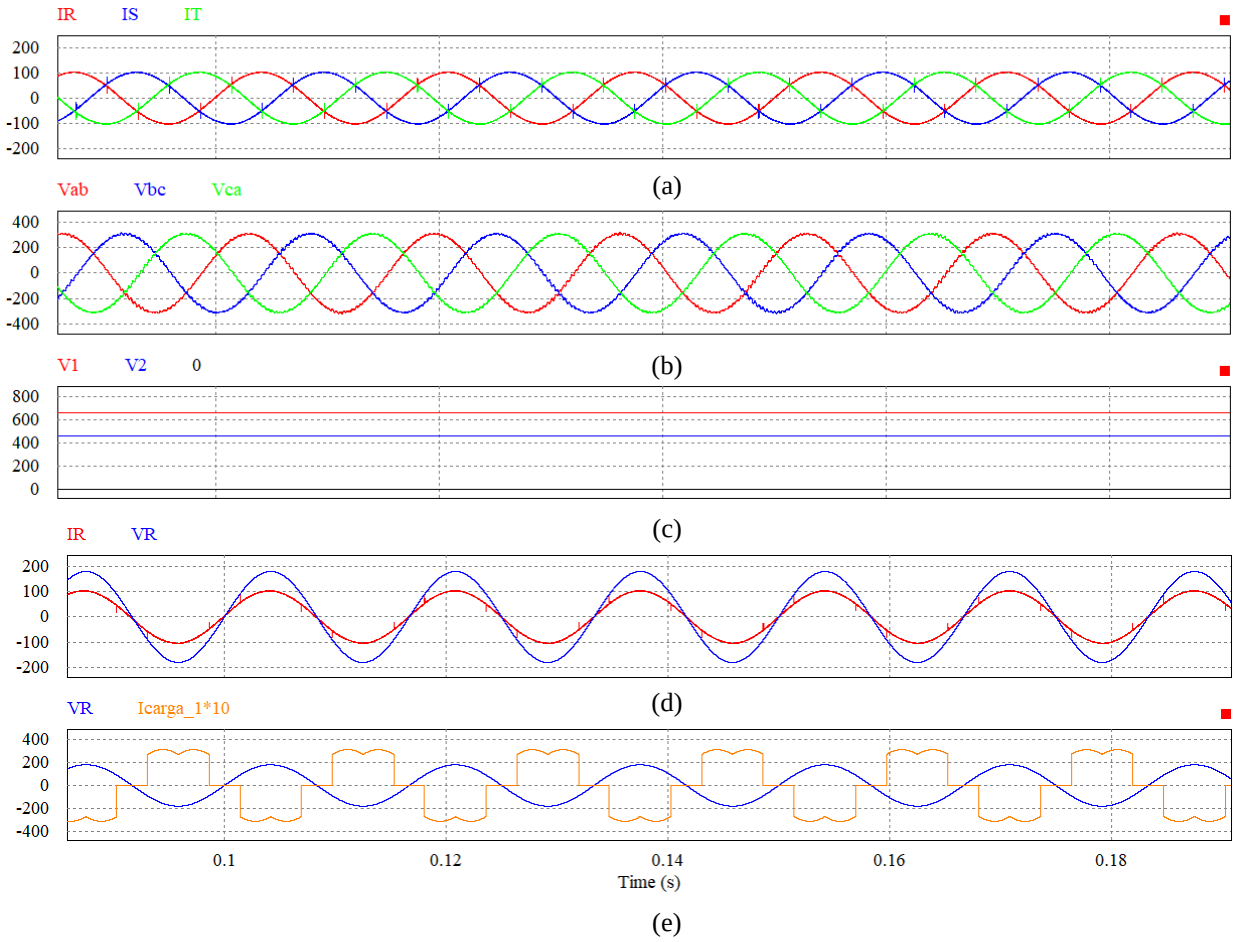
Figura 47 – Circuito elétrico para a simulação com carga não-linear trifásica em paralelo com o SST



Fonte: Produção do próprio autor.

É interessante salientar, observando as formas de onda, que apesar da não linearidade da carga em paralelo mostrada no Gráfico 36e, a corrente consumida pelo sistema como um todo (carga não linear + SST) é senoidal, equilibrada e em fase com a tensão de fase indicado no Gráfico 36d. Na Tabela 9 são evidenciados os valores das variáveis apresentadas no Gráfico 36.

Gráfico 36 – Formas de onda obtidas com o SST atuando como filtro ativo de harmônicos (a) Correntes de entrada, (b) tensões de linha de saída, (c) tensão nos barramentos CC (d) corrente e tensão de fase de entrada e (e) tensão de entrada e corrente de fase da carga não-linear I_{carga1}



Fonte: Produção do próprio autor.

Tabela 9 – Resultados obtidos via simulação quando insere-se uma carga não-linear trifásica em paralelo com o SST

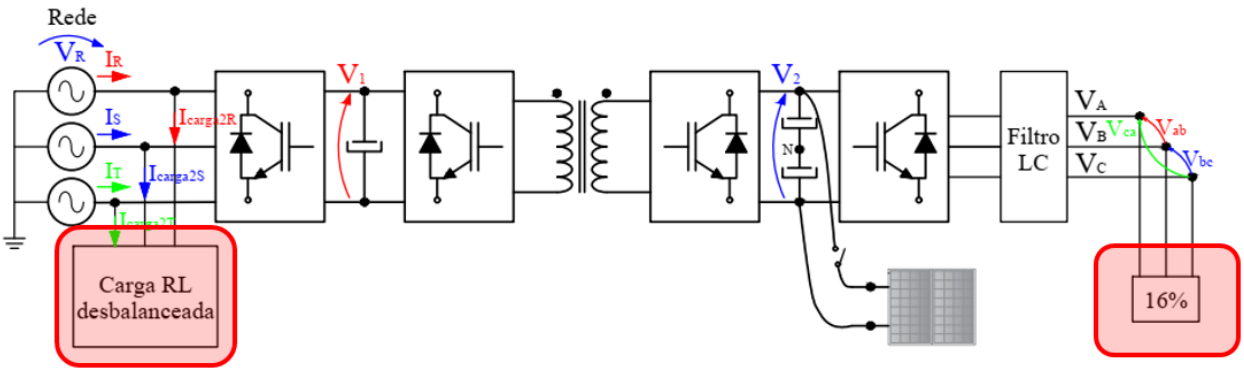
Grandeza	**Valor**
I_R (eficaz)	73,35 A
I_S (eficaz)	71,86 A
I_T (eficaz)	72,84 A
V_{AB} (eficaz)	217,01 V
V_{BC} (eficaz)	214,64 V
V_{CA} (eficaz)	219,13 V
V_1	660,29 V
V_2	459,99 V
$THDc_{máx}$	1,41%

Fonte: Produção do próprio autor.

6.3.2 Com carga trifásica indutiva desbalanceada em paralelo

Para essa simulação, foi presumida a carga indutiva trifásica desbalanceada (2) e carga de 16% da nominal conforme apresentado na Figura 48. No Gráfico 37 são retratadas as formas de onda resultantes e na Tabela 10 os seus respectivos valores.

Figura 48 – Circuito elétrico para a simulação com carga trifásica indutiva desbalanceada em paralelo com o SST



Fonte: Produção do próprio autor.

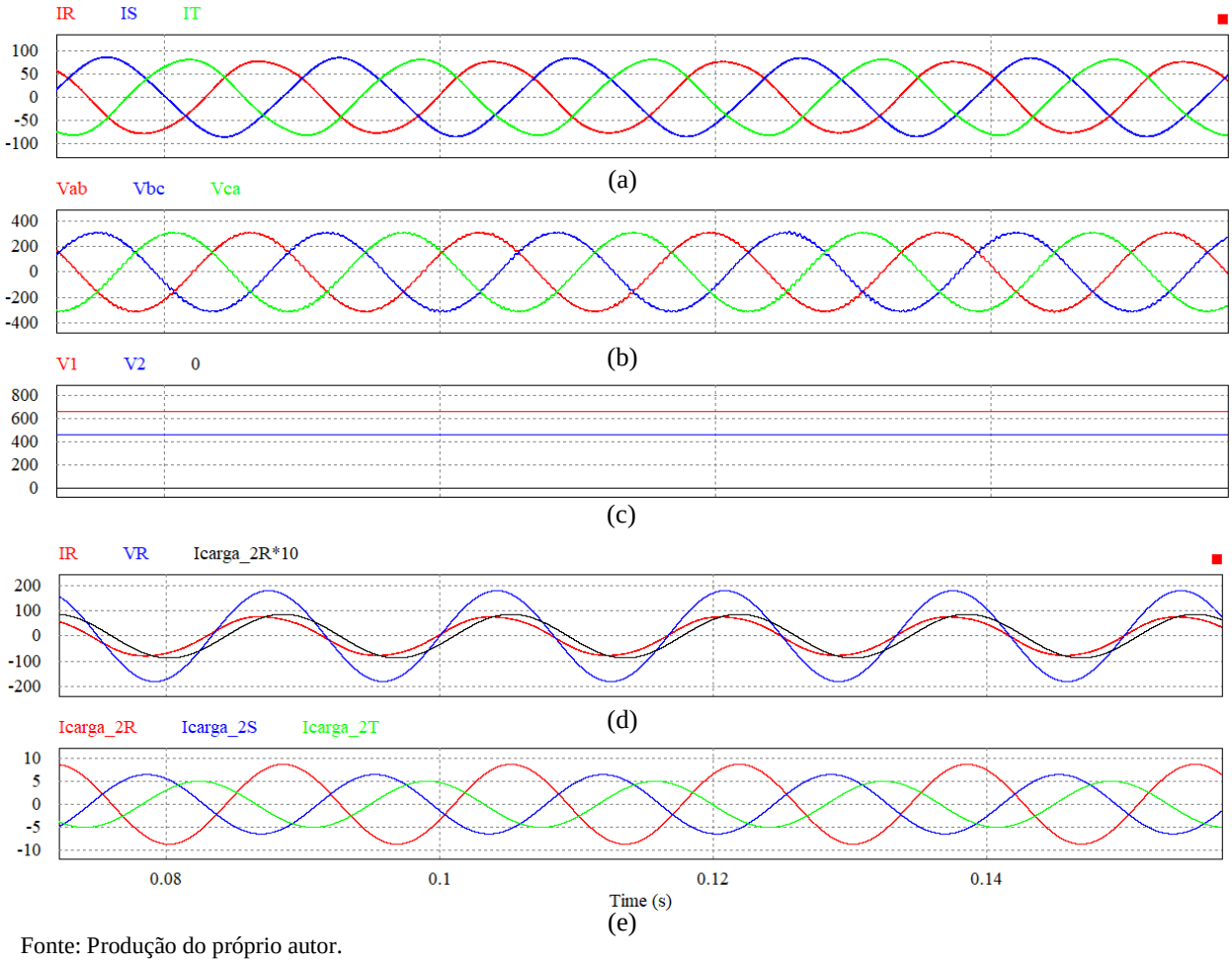
Tabela 10 – Resultados obtidos via simulação quando insere-se uma carga trifásica indutiva desbalanceada em paralelo com o SST

Grandeza	Valor
I_R (eficaz)	$55{,}15\ A$
I_S (eficaz)	$57{,}96\ A$
I_T (eficaz)	$57{,}31\ A$
V_{AB} (eficaz)	$215{,}23\ V$
V_{BC}(eficaz)	$216{,}84\ V$
V_{CA}(eficaz)	$218{,}68\ V$
V_1	$660{,}66\ V$
V_2	$460{,}00\ V$
$THDc_{máx}$	$3{,}32\%$

Fonte: Produção do próprio autor.

Conforme pode ser observado no Gráfico 37e, as correntes absorvidas pela carga em paralelo ($I_{carga2R}$, $I_{carga2S}$), $I_{carga2S}$) são desbalanceadas. Além disso, de acordo com o Gráfico 37d elas ainda são atrasadas da tensão. Apesar disso, esse comportamento não se propaga pela rede elétrica pois as correntes da rede estão em fase com as suas respectivas tensões de fase como é mostrado no Gráfico 37d.

Gráfico 37 – Formas de onda obtidas com o SST atuando como balanceador de carga e compensador estático de reativos. (a) Correntes de entrada, (b) tensões de linha de saída, (c) tensão nos barramentos CC, (d) defasamento entre V_R, I_R e $I_{R,carga2}$ e (e) correntes senoidais debalanceadas absorvidas pela carga indutiva em paralelo

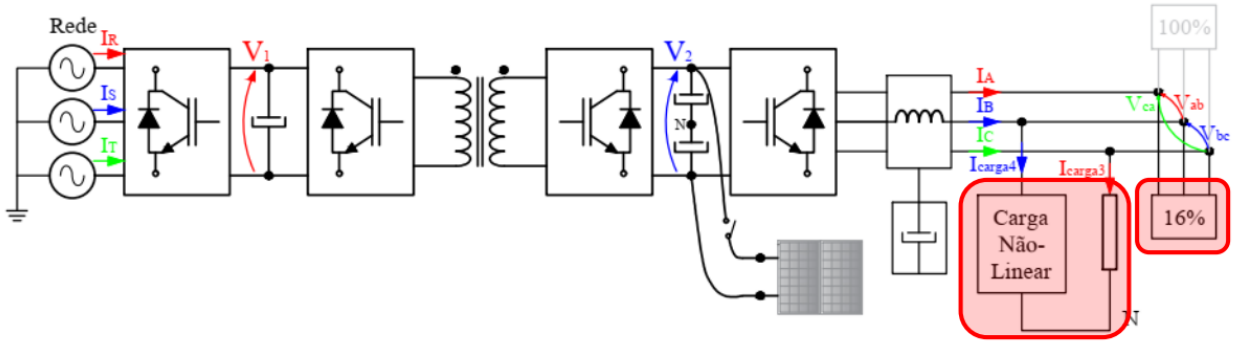


Fonte: Produção do próprio autor.

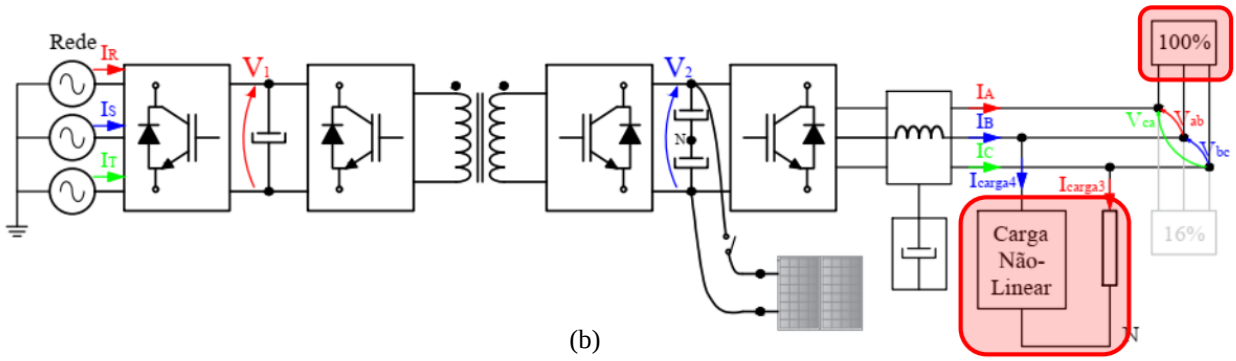
6.4 Com variação da carga e Cargas não-linear resistiva monofásicas

Nessa tentativa observou-se o comportamento do sistema quando as cargas 4 e 5 estão ativadas. O cirtuito elétrico para essa simulação é apresentado na Figura 49. No Quadro 14 é evidenciada a divisão de tempo feita para essa simulação. No Gráfico 38 e Tabela 11 apresentam-se as formas de onda e valores das grandezas observadas. Para facilitar a visualização da corrente absorvida pela carga resistiva (I_{carga3}), o valor dessa grandeza foi multiplicado por 5.

Figura 49 – Circuito elétrico para a simulação com cargas não-linear e resistiva monofásicas (a) com 16% e (b) 100% da carga nominal



(a)



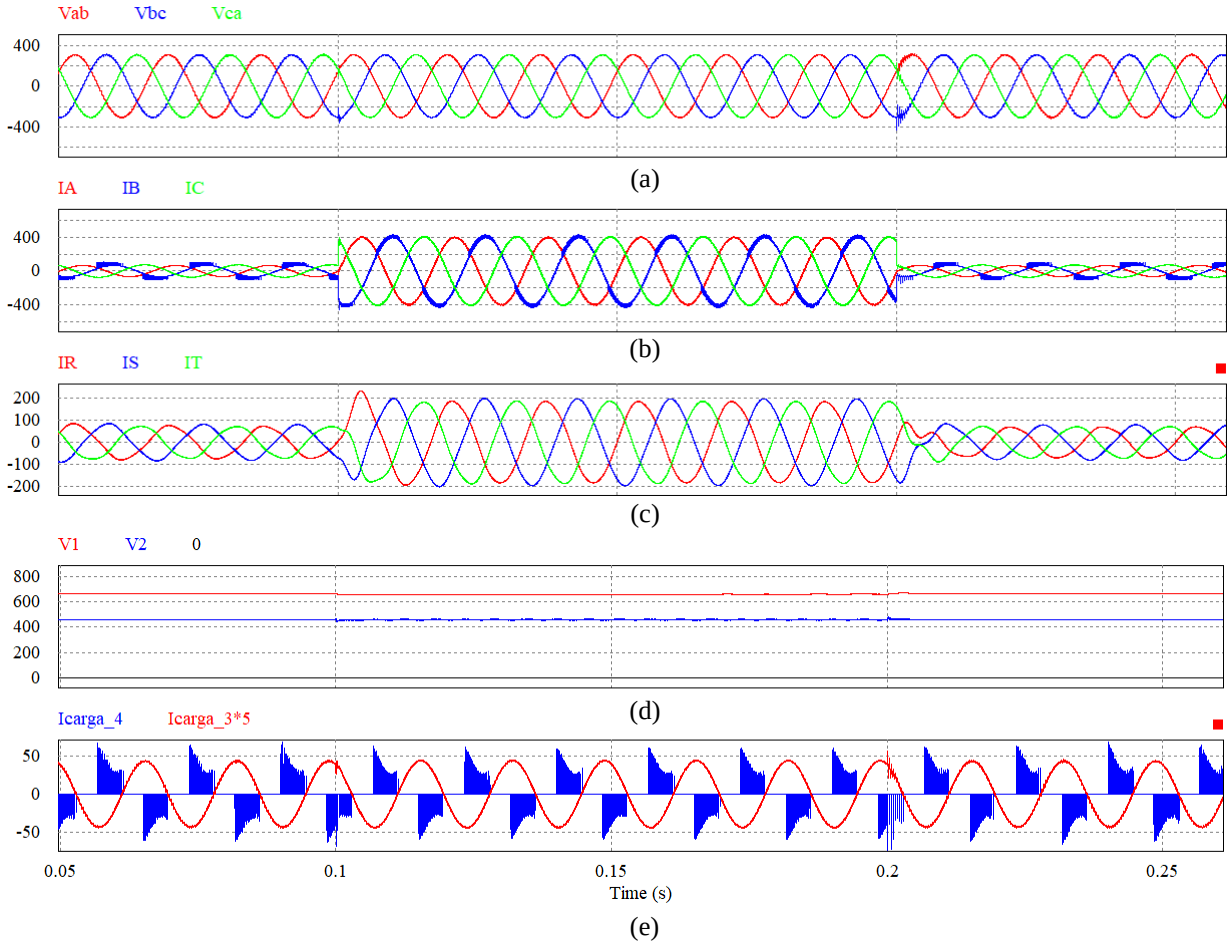
(b)

Quadro 14 – Divisão do tempo para a simulação com outras cargas (não linear e resistiva) interligadas na saída

	Intervalo de tempo de simulação	**16% da carga nominal** $(2,7\Omega)$	**100% da carga nominal** $(0,45\Omega)$	**Carga não-linear + resistiva monofásicas**
Intervalo 1	Até 0,10s	X		X
Intervalo 2	De 0,10 a 0,20		X	X
Intervalo 3	Acima de 0,20	X		X

Fonte: Produção do próprio autor.

Gráfico 38 – Formas de onda obtidas com o SST atuando com carga monofásica não linear e resistiva. (a) Tensões de linha de saída, (b) corrente de saída, (c) correntes de entrada, (d) tensão de entrada e (e) correntes nas cargas monofásicas



Fonte: Produção do próprio autor.

Tabela 11 – Resultados obtidos via simulação quando interliga-se uma carga monofásica não-linear e outra resistiva na saída do SST

Grandeza	**Com 16% da carga nominal**	**Com 100% da carga nominal**
I_R (eficaz)	55,56 A	136,43 A
I_S (eficaz)	59,76 A	135,49 A
I_T (eficaz)	54,86 A	130,92 A
V_{AB} (eficaz)	216,03 V	219, ,83 V
V_{BC} (eficaz)	215,83 V	213,27 V
V_{CA} (eficaz)	218,89 V	217,84 V
V_1	661,19 V	657,54 V
V_2	460,00 V	459,80 V
$THD_{máx}$	4,98%	2,60%

Fonte: Produção do próprio autor.

O mais importante a ser destacado aqui é que o desbalanceio das correntes de saída ($I_A, I_B\ e\ I_C$) não se propaga pela rede elétrica, conforme mostrado no Gráfico 38.

6.5 Funcionamento com todas as cargas e com e sem geração

Nessa simulação observou-se o comportamento do sistema quando o gerador fotovoltaico entra e sai de operação, todas as cargas estão ativas e o banco resistivo de número 5 é equivalente à 16% da carga nominal. No Quadro 15 é evidenciada a divisão de tempo feita.

Quadro 15 – Divisão do tempo para a simulação com todas as cargas e com e sem geração fotovoltaica

	Intervalo de tempo de simulação	**Geração**	**Todas as cargas**
Intervalo 1	Até 0,15s		X
Intervalo 2	De 0,15 a 0,25	X	X
Intervalo 3	Acima de 0,25		X

Fonte: Produção do próprio autor.

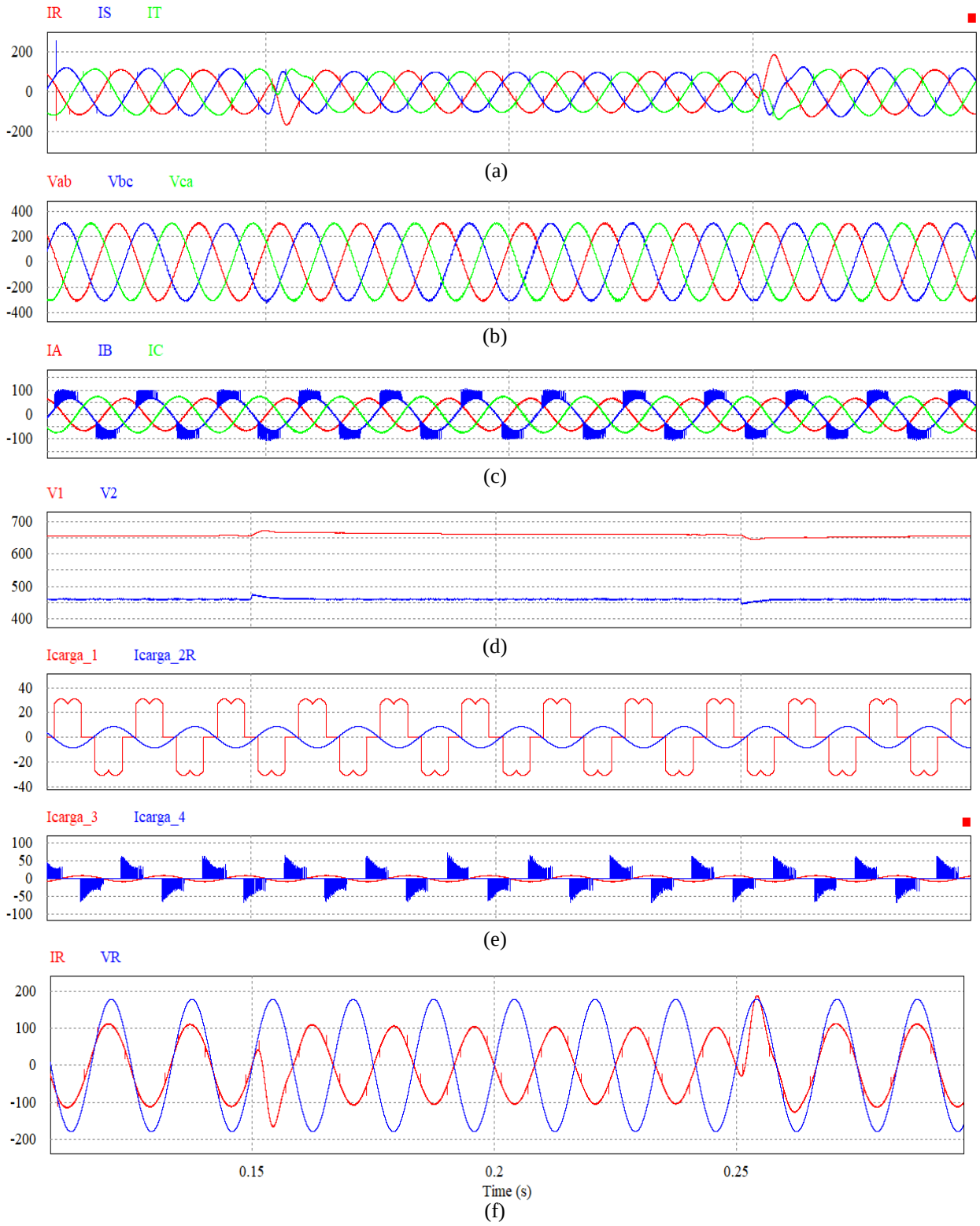
A partir da análise dos resultados apresentados no Gráfico 39 percebe-se que, quando a geração começa a injetar potência no barramento CC (intervalo 2), o defasamento entre a tensão e corrente de fase de entrada passa de 0 graus para 180 graus. Isso indica que a corrente elétrica de fase de entrada mudou de sentido e, portanto, a rede passa a receber potência. Na Figura 50 demonstra-se o fluxo de potência durante os intervalos considerados. Outra evidência que comprova que a fonte fotovoltaica está inserindo potência na rede elétrica, é o fato de que as correntes médias que fluem pelos barramentos do DAB são negativas, conforme apresentado na Tabela 12.

Tabela 12 – Correntes no barramentos do DAB

Grandeza	**Sem geração**	**Com geração**
I_1	$35{,}36\ A$	$-52{,}23\ A$
I_2	$49{,}78\ A$	$-70{,}03\ A$

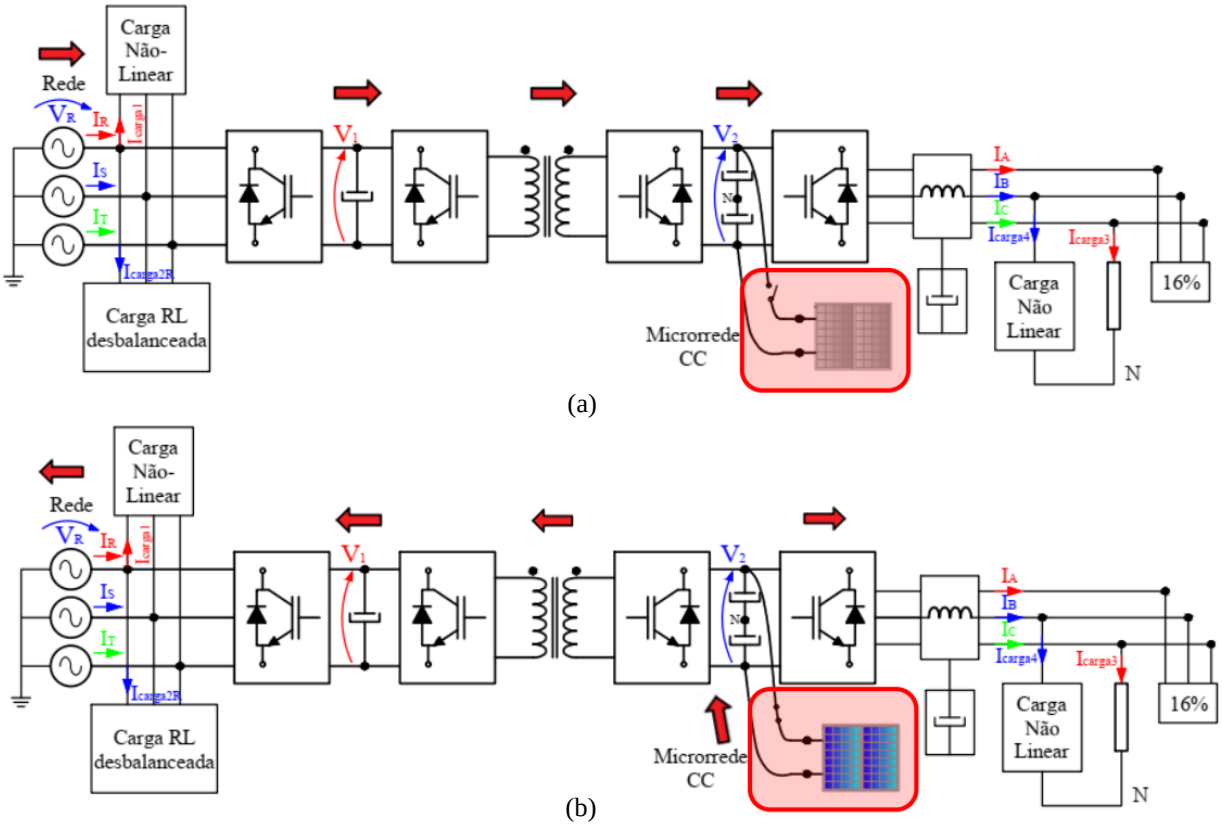
Fonte: Produção do próprio autor.

Gráfico 39 – Formas de onda obtidas com o SST atuando a geração fotovoltaica e todas as cargas. (a) Corrente de entrada, (b) tensões de linha de saída, (c) correntes de fase de saída, (d) tensões nos barramentos CC, (e) correntes nas cargas 1, 2, 3 e 4 e (f) defasamento entre a tensão e a corrente de entrada.



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 50 – Fluxos de potência (a) para os intervalos 1 e 3 e (b) para o intervalo 2



Fonte: Produção do próprio autor.

CONCLUSÕES E SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS

Nesse trabalho foi apresentada uma metodologia de projeto de um transformador de estado sólido de 107kW que pode ser aplicado à sistemas de baixa tensão comerciais e residenciais. O SST foi dividido em 3 partes: retificador, DAB e inversor.

Tanto o retificador quanto o conversor DAB apresentaram respostas aceitáveis quando operam tanto com 10% quanto com 100% da carga nominal. Em se tratando do inversor, as correntes drenadas da rede principal, apresentaram distorção harmônica dentro dos padrões estabelecidos pela EDP. As tensões dos barramentos CC (um controlado pelo retificador e outro pelo conversor DAB) variaram em +-0,5% do valor desejado.

O inversor trifásico, último bloco do SST, apresentou tensões de saída com variação de 5% em relação ao valor especificado e taxa de distorção harmônica (THD) dentro das normas. Todavia, a THD aumenta consideravelmente para cargas abaixo de 16% da nominal.

Para carregamentos baixos do inversor, a margem de fase da planta compensada fica próximo da instabilidade. Para o compensador projetado, o limite de operação estável é de cerca de 16% da carga nominal. A operação em baixo carregamento, é um grande desafio para conversores eletrônicos, merecendo pesquisa no assunto.

Quando operando com todos os seus blocos, em todos os testes com o SST, foram alcançados resultados satisfatórios com baixa distorção harmônica total de corrente de entrada, mesmo o inversor alimentando cargas que demandam correntes com alto THD.

Apesar de não ter sua malha de controle projetada para balancear as cargas da rede e/ou operar como filtro de harmônico e compensador estático de potência reativa, mostrou-se nas simulações que o SST pode desempenhar esse papel para uma faixa de potência de cargas próximas ao ponto de conexão deste com a rede.

Desta maneira, apesar de ter uma operação mais complexa, um custo de operação e manutenção mais elevado, o SST pode oferecer uma gama maior de funcionalidade que o transformador convencional, tornando-o um dispositivo atrativo para as redes elétricas urbanas do futuro.

Após a realização do trabalho, levantou-se os seguintes aspectos que ainda podem ser estudados a partir do modelo de SST simulado. A seguir são listadas algumas sugestões:

- Investigar soluções de partida para o SST
- Aplicar um algoritmo de rastreamento da máxima potência mais preciso ao sistema fotovoltaico
- Inserir braço de neutro ativo no inversor
- Fazer os equacionamentos das plantas de controle do retificador e do inversor somente em dq0 ou $\alpha\beta$ e comparar os resultados
- Fazer estudo com microrrede DC
- Considerar a estrutura de SST apresentada como um bloco e avaliar a associação de vários desses blocos, quer seja paralelo, série ou mista
- Aplicar ao SST outras topologias de conversores CA/CC e CC/CA tais como *T-type*, *fly capacitor*, MMC, *cascade*, NPC, DAB trifásico, dentre outros
- Controle do fator de potência da rede elétrica
- Explorar outros métodos de controle para o SST
- Dimensionar os capacitores de barramento a partir da análise de estabilidade

REFERÊNCIAS

ANEEL. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional 2018.** Disponivel em: < https://bit.ly/2KIYlOF>. Acesso em: 15 Junho 2018.

ASHOK, S. **Solid State Transformer (SST):** Concepts, Modeling, Applications, Advantages & Challenges. Calicute: [s.n.], 2015.

BARBI, I. **Projetos de Inversores**. Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis.

BARBI, I. **Retificadores Trifásicos PWM**. Florianópolis: [s.n.], 2009.

BARBOSA, W. P.; AZEVEDO, A. C. S. Geração Distribuída: Vantagens e Desvantagens. **II Simpósio de Estudos e Pesquisas em Ciências Ambientais na Amazônia**, 2013.

CUI, Y. **Three-Phase Dual Active Bridge Converter:** Design Considerations and Planar Transformer Design. 2017. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica e Engenharia da Computação) – Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica e Engenharia da Computação, Universidade McMaster, Hamilton, 2017.

DEUS, R. N. **Tecnologia de Transformadores de Estado Sólido Aplicado à Redes Elétricas Inteligentes:** Estado da Arte e Perspectivas de Implantação Prática. 2016. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) – Colegiado do Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2016.

DIAS, T. L. **Estudo de Transformadores de Estado Sólido para Conexão de Sistemas de Geração Distribuída à Rede de Distribuição de Energia Elétrica.** 2013. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2013.

EDP. **Conexão de Microgeradores ao Sistema de Distribuição em Baixa Tensão, 2018.** Disponivel em: < https://bit.ly/307IOMs>. Acesso em: 28 Abril 2018.

FALCONES, S.; MAO, X.; AYYANAR, R. Topology Comparison for Solid State Transformer Implementation. **Power and Energy Society General Meeting (IEEE)**, Providence, jul. 2010.

GUEDES, S. D. **Projeto de Inversor Trifásico Aplicado ao Acionamento de Motor de Indução.** 2015. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) – Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2015.

HUBER, J. E.; KOLAR, J. W. Applicability of Solid-State Transformers. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 00, p. 1-11, 2017.

INFINEON. **XC164 Different PWM Waveforms Generation for 3-Phase AC Induction Motor with XC167CS**. Munique: [s.n.], 2006.

JUNQUEIRA, A. **Retificador Trifásico com Elevado Fator de Potência.** 2004. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, 2004.

KNAESEL, C. **Transformador de Estado Sólido Monofásico Utilizando o Conversor Dual Active Bridge (DAB):** Estudo do Bloco DAB+Inversor. 2016. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) – Colegiado do Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2016.

LEITE, A. C. **Rastreamento da Máxima POtência Utilizando o Método Baseado na Medição de Temperatura com Modulação OCC Digital.** 2017. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2017.

MAMEDE, H. R. **Interligação de Conversores DAB para Aplicação em Transformadores de Estado Sólido.** 2005. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2005.

MCMURRAY, W. The Thyristor Electronic Transformer: a Power Converter Using a High-Frequency Link. **IEEE Transactions on Industry and General Applications**, v. IGA-7, p. 451-457, ago. 1971.

MERTENS, K. **Photovoltaik:** Lehrbuch zu Grundlagen, Technologien und Praxis. 2. ed. Regensburg: Carl Hanser Verlag, 2013.

MOHAN, N.; UNDERLAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics:** Converters, Applications and Design. 2. ed. Nova Iorque: John Wiley & Sons, Inc., 1995.

MOIA, J. **Sistema de Conversão Estática CA-CC Aplicado à Microrredes CC Bipolares.** 2016. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2016.

MORA, J. C. **Conversores CA-CC Boost PWM Bidirecionais Conectados em Rede com Distúrbios Pré Exixtentes.** 2014. Disseração (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2014.

POLYTECHNIC HUB. **Advantages and Disadvantages of Solid State Transformer**. 2017. Disponivel em: <https://goo.gl/Ur978Q>. Acesso em: 9 Abril 2018.

POMILIO, J. A. Técnicas de Modulação de Potência. In: POMILIO, J. A. **Eletrônica de Potência**. Campinas: [s.n.], 2014. Cap. 2.

RASHID, M. H. **Eletrônica de Potência:** Circuitos, Dispositivos e Aplicações. 2. ed. [S.l.]: Makron Books, 1999.

RECH, C. **Inversores Trifásicos**. Universidade do Estado de Santa Catarina. Florianópolis.

RODRIGUES, W. A. et al. Aplicação do Transformador de Estado Sólido em Sistemas de Distribuição. **Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos**, 2016.

RODRIGUES, W. A. et al. Aplicação do Transformador de Estado Sólido em Sistemas de Distribuição. **Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos**, Natal, jan. 2016.

SHOJAEI, A.; JOÓS, G. A Topology for Three-Stage Solid State Transformer. **Power and Energy Society General Meeting (PES)**, Vancouver, jul. 2013.

STATISTA. **Cumulative Installed PV Capacity by End-Use Sector from 2010 with Projections to 2050 (in Gigawatts), 2017.** Disponivel em: <https://goo.gl/A3b4My>. Acesso em: 5 Abril 2018.