

EDWARD LEONARDO FUENTEALBA VIDAL

**NOVA TOPOLOGIA PARA REDUZIR O CONTEÚDO
HARMÔNICO, GERADO PELAS PONTES
RETIFICADORAS TRIFÁSICAS A DIODOS, POR
MEIO DO MÉTODO DE INJEÇÃO DA TERCEIRA
HARMÔNICA**

FLORIANÓPOLIS

2005

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**NOVA TOPOLOGIA PARA REDUZIR O CONTEÚDO
HARMÔNICO, GERADO PELAS PONTES
RETIFICADORAS TRIFÁSICAS A DIODOS, POR
MEIO DO MÉTODO DE INJEÇÃO DA TERCEIRA
HARMÔNICA**

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

EDWARD LEONARDO FUENTEALBA VIDAL

Florianópolis, Fevereiro 2005

NOVA TOPOLOGIA PARA REDUZIR O CONTEÚDO HARMÔNICO, GERADO PELAS PONTES RETIFICADORAS TRIFÁSICAS A DIODOS, POR MEIO DO MÉTODO DE INJEÇÃO DA TERCEIRA HARMÔNICA

EDWARD LEONARDO FUENTEALBA VIDAL

'Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de concentração de Eletrônica de Potência, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.'

Orientador

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Presidente

Prof. Enio V. Kassick, Dr.

Prof. Domingo Ruiz Caballero, Dr.

“La inteligencia consiste no sólo en el conocimiento, sino también en la destreza de aplicar los conocimientos en la práctica”

Aristóteles

A mi esposa Yeriza y mi hijo Matias.

A mis padres, hermana y Familiares

AGRADECIMENTOS

Meus agradecimentos são para todos àqueles que têm a intenção de difundir o conhecimento científico e tecnológico, melhorar a qualidade de vida e, principalmente, enriquecer a humanidade com saber e dignidade.

Agradeço a Deus por iluminar meu caminho, me dando forças para vencer todas as dificuldades.

Ao Professor Ivo Barbi, pelo seu incentivo, apoio e amizade desenvolvida no decorrer da orientação deste trabalho.

Aos Professores do Instituto de Eletrônica de Potência (INEP-UFSC): Arnaldo José Perin, Denizar Cruz Martins, Enio Valmor Kassick, João Carlos dos Santos Fagundes e Hari Bruno Mohr, pela notável dedicação a excelência do ensino e pesquisa praticada neste laboratório.

Aos membros da banca examinadora pela disposição em analisar, criticar e dar contribuições para a finalização deste trabalho.

Aos Mestrandos e Doutorandos: Ricardo Ferreira Filho, Fernando Gerent, Alceu André, Joabel Moia, Geraldo Sincero, Mateus, Jean P. Rodriguez, Clóvis Petry, José Flavio, Sergio Vidal, Carlos Ilha Font e Kefas Damazio.

Aos demais colegas bolsistas, mestrandos e doutorandos que sempre estiveram dispostos a dar apoio e incentivo.

Aos funcionários do INEP Patrícia Schmitt, Dulcemar Borges e aos técnicos Rafael, Antonio Luiz S. Pacheco e Luiz Marcellus Coelho pela amizade e auxílio.

À Universidade de Antofagasta por ter viabilizado economicamente minha estadia em Florianópolis por meio da bolsa do projeto Mecesup Ant-102.

SUMÁRIO

Resumo	IX
Abstract	X
Simbología	XI
Índice de figuras	XV
Introdução geral	XVIII

CAPITULO 1

PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DOS RETIFICADORES COM INJEÇÃO DE HARMÔNICA	1
1.1. Introdução [3]	1
1.2. Operação do circuito	2
1.3. Etapas de operação	3
1.4. Cálculo da corrente da terceira harmônica	12
1.5. Confirmação da análise por simulação	13
1.6. Conclusões	16

CAPITULO 2

CONEXÕES DE TRANSFORMADORES TRIFÁSICOS COM BAIXA IMPEDÂNCIA DE SEQÜÊNCIA ZERO	17
2.1. Introdução	17
2.2. Harmônicos de corrente em transformadores trifásicos [13]	18
2.3. Componentes simétricas [14]	20
2.4. Conexões mais utilizadas para aterrar transformadores trifásicos	23
2.5. Conclusões	28

CAPITULO 3

TOPOLOGIAS EXISTENTES	29
3.1. Introdução [1]	29
3.2. Primeira topologia	30
3.3. Segunda topologia	31
3.4. Terceira topologia.....	32
3.5. Quarta topologia.....	33
3.6. Quinta topologia	35
3.7. Conclusões	38

CAPITULO 4

DESCRIÇÃO DA TOPOLOGIA PROPOSTA	39
4.1. Introdução	39
4.2. Descrição do circuito e topologia.....	40
4.3. Etapas de operação do circuito	42
4.4. Projeto para simulação.....	44
4.5. Funcionamento do circuito através da simulação.....	44
4.6. Conclusões	48

CAPITULO 5

CONTROLE E SIMULAÇÃO DA INTERFACE.....	50
5.1. Introdução	50
5.2. Cálculo da função de transferência da interface	50
5.3. Análise da função de transferência e controle	55
5.4. Comprovação por simulação.....	57
5.5. Simulação e análise da interface com inversor como carga	60
5.6. Simulação do circuito	61
5.7. Conclusões	64

CAPITULO 6

ESPECIFICAÇÃO DOS COMPONENTES UTILIZADOS NO PROTÓTIPO	66
6.1. Introdução	66
6.2. Especificação dos indutores [13-16].....	66
6.3. Especificação dos transformadores [14], [15]	67
6.4. Especificação dos capacitores [17]	68
6.5. Especificação dos semicondutores [17], [18]	68
6.6. Especificação do controle	69

CAPITULO 7

RESULTADOS EXPERIMENTAIS	74
7.1. Introdução	74
7.2. Construção do protótipo e formas de onda	74
7.3. Conclusões	82
CONCLUSÕES GERAIS	83
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	85
APÊNDICES.....	87

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

NOVA TOPOLOGIA PARA REDUZIR O CONTEÚDO HARMÔNICO, GERADO PELAS PONTES RETIFICADORAS TRIFÁSICAS A DIODOS, POR MEIO DO MÉTODO DE INJEÇÃO DA TERCEIRA HARMÔNICA

EDWARD LEONARDO FUENTEALBA VIDAL

Fevereiro de 2005

Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr. Eng.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência.

Palavras-chave: Distorção Harmônica, Ponte Retificadora, THD, Terceira Harmônica.

Número de Páginas: 115

RESUMO: Este trabalho propõe um novo método para reduzir o conteúdo harmônico na entrada das pontes retificadoras trifásicas a diodos, por meio da utilização de uma interface composta de uma meia ponte com comando complementar utilizando capacitores em paralelo com os interruptores. Princípio de funcionamento, análise teórica, metodologia e exemplo de projeto são realizados, visando implementar um protótipo de laboratório de uma potência de 10 kW. Resultados experimentais são apresentados e discutidos, validando o estudo realizado. Apontam-se as contribuições e as possibilidades de continuidade do trabalho.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

**NEW TOPOLOGY FOR REDUCE THE HARMONIC
CONTENT GENERATED BY THREE-PHASE DIODE BRIDGE
RECTIFIERS BY MEANS OF THE THIRD HARMONIC
INJECTION METHOD**

EDWARD LEONARDO FUENTEALBA VIDAL

Fevereiro de 2005

Advisor: Prof. Ivo Barbi, Dr. Eng.

Area of Concentration: Power Electronic

Keywords: Harmonic distortion, Bridge Rectifiers, THD, Third Harmonica

Number of Pages: 115.

ABSTRACT: This work proposes a new method for reduce the harmonic content of three-phase diode bridge rectifiers by using an interface composed of a half-bridge converter with complementary drive signals and using capacitors in parallel with the switches. Operational principle, theoretical analyses, methodology and design procedure are developed in order to build a 10 kW prototype. Experimental results are presented and argued, validating the study carried through. The contributions and the possibilities of continuity of the work are pointed.

SIMBOLOGIA

Símbolo	Descrição	Unidade
a	: Razão de transformação do transformador trifásico	adimensional
a_h	: Constante de Fourier	adimensional
C_i	: Capacitor i-ésimo	μF
C_1	: Capacitor 1	μF
C_2	: Capacitor 2	μF
C_A	: Capacitor A para remover a componente cc	μF
C_B	: Capacitor B para remover a componente cc	μF
C_{even}	: Capacitor da componente par para remover a componente cc	μF
$C_{\text{odd A}}$: Capacitor A da componente impar	μF
$C_{\text{odd B}}$: Capacitor B da componente impar	μF
D_1	: Diodo 1 da ponte retificadora trifásica	adimensional
D_2	: Diodo 2 da ponte retificadora trifásica	adimensional
D_3	: Diodo 3 da ponte retificadora trifásica	adimensional
D_4	: Diodo 4 da ponte retificadora trifásica	adimensional
D_5	: Diodo 5 da ponte retificadora trifásica	adimensional
D_6	: Diodo 6 da ponte retificadora trifásica	adimensional
E_{na}	: Tensão fase - neutro	V
$E_{na'}$: Tensão neutro - fase a'	V
$E_{a'a}$: Tensão entre o enrolamento a'a	V
$E_{b'b}$: Tensão entre o enrolamento b'b	V
$E_{c'c}$: Tensão entre o enrolamento b'b	V
f	: Freqüência de operação	Hz
f_p	: Fator de potência	adimensional
f_d	: Fator de deslocamento	adimensional
f_s	: Freqüência de chaveamento	Hz
F	: Freqüência da rede	Hz
F_i	: Freqüência da corrente injetada ao transformador	Hz
$G(s)$: Função de transferência da planta	adimensional
$H(s)$: Função de transferência do controle	adimensional
I_{as}	: Corrente da fase A na entrada da ponte retificadora trifásica	A
I_{ar}	: Corrente que circula pelo diodo D_1	A
I_{aj}	: Corrente da terceira harmônica injetada na fase A, da ponte retificadora.	A
I_d	: Componentes cc da corrente na carga	A
I_3	: Corrente modulada da terceira harmônica	A
I_{3h}	: Corrente de terceira harmônica gerada pela interface	A
I_a	: Corrente na fase A da rede	A

I_b	: Corrente na fase B da rede	A
I_c	: Corrente na fase C da rede	A
I_0	: Corrente de seqüência zero	A
I_{a0}	: Componente de corrente de seqüência zero da fase A	A
I_{b0}	: Componente de corrente de seqüência zero da fase B	A
I_{c0}	: Componente de corrente de seqüência zero da fase C	A
I_{OUT}	: Corrente na saída (carga)	A
I_f	: Corrente da terceira harmônica	A
i_3	: Componente alternada da corrente da terceira harmônica	A
i_x	: Corrente de terceira harmônica injetada nas fases da rede	A
i_y	: Corrente de terceira harmônica injetada no neutro do transformador isolador	A
i_{even}	: Componente da corrente de terceira harmônica par	A
i_{odd}	: Componente da corrente de terceira harmônica impar	A
i_N	: Corrente de neutro do transformador	A
i_{nc}	: Componente de corrente de falha que circula pela fase C	A
i_{ca}	: Corrente da fase ac, no enrolamento delta do transformador	A
$i_{\varphi\Delta}$: Corrente de terceira harmônica circulante pela delta do transformador	A
$i_{\varphi A}$: Corrente de terceira harmônica que circula pela fase A	A
$i_{\varphi B}$: Corrente de terceira harmônica que circula pela fase B	A
$i_{\varphi C}$: Corrente de terceira harmônica que circula pela fase C	A
I_{an}	: Corrente circulante pelo enrolamento an	A
I_{bn}	: Corrente circulante pelo enrolamento bn	A
I_{cn}	: Corrente circulante pelo enrolamento cn	A
$I_{aa'}$: Corrente circulante pelo enrolamento aa'	A
$I_{nc'}$: Corrente circulante pelo enrolamento nc'	A
I_{Lmax}	: Corrente máxima no indutor	A
I_{Lef}	: Corrente eficaz no indutor	A
I_{Lmed}	: Corrente média no indutor	A
I_{pef}	: Corrente de terceira harmônica eficaz no primário	A
I_{sef}	: Corrente de terceira harmônica eficaz no secundário	A
k	: Constante de proporcionalidade entre a corrente da carga e a componente de terceira harmônica	adimensional
K_0	: Constante de proporcionalidade da corrente de carga empregada na análise	adimensional
K	: Ganho da função de transferência	
L	: Indutor de filtragem	mH

L_i	: Indutor i-ésimo	mH
L_{S1}	: Indutor 1 de entrada	mH
L_{S2}	: Indutor 2 de entrada	mH
L_f	: Indutor de filtragem	mH
L_s	: Indutância da linha	mH
N	: Ponto neutro do transformador isolador	adimensional
N_e	: Número de espiras de um enrolamento do transformador	adimensional
N_s	: Número de espiras no secundário	adimensional
N_p	: Número de espiras no primário	adimensional
P_L	: Potência do indutor	W
P_{max}	: Potência máxima ativa	W
Q_{cap}	: Capacidade total do ramo L_i , C_i	VAR
R_1	: Resistor para controlar a magnitude da corrente da terceira harmônica injetada na rede	Ω
R_2	: Resistor para controlar a magnitude de i_{even}	Ω
S_1	: Interruptor 1	adimensional
S_2	: Interruptor 2	adimensional
S_{1f}	: Potência aparente monofásica	VA
S_{3f}	: Potência aparente trifásica	VA
t	: Tempo	S
THD	: Distorção harmônica total	adimensional
V_{as}	: Tensão alternada fase A	V
\hat{V}_m	: Magnitude máxima da tensão	V
\hat{V}_n	: Tensão do ponto central n do barramento cc	V
V_a	: Modulo da tensão fase A	V
V_b	: Modulo da tensão fase B	V
V_c	: Modulo da tensão fase C	V
V_A	: Tensão positiva na interface	V
V_B	: Tensão negativa na interface	V
V_{AV}	: Valor médio da tensão V_A e V_B	V
V_{OUT}	: Tensão na saída (carga)	V
V_{pk}	: Tensão de pico da rede	V
V_{c1}	: Tensão no capacitor 1	V
V_{c2}	: Tensão no capacitor 2	V
V_d	: Tensão na carga	V
V_r	: Tensão na saída da ponte trifásica a diodos	V
V_{r1}	: Tensão do ponto positivo na saída da ponte ao ponto neutro dos interruptores	V
V_{r2}	: Tensão do ponto negativo na saída da ponte ao ponto neutro dos interruptores	V
V_{load}	: Tensão na carga do inversor	V
V_{Lmax}	: Tensão máxima no indutor	V
V_{Lef}	: Tensão eficaz no indutor	V
V_{pef}	: Tensão primária eficaz fase – neutro	V
V_{sef}	: Tensão secundária eficaz fase – neutro	V
Z_i	: Impedância i-ésima	Ω
ω	: Freqüência angular	Rad

ω_n	: Freqüência natural do ramo $L_i - C_i$	Rad
ω_0	: Freqüência fundamental	Rad
ϕ_1	: Ângulo de defasagem da corrente e tensão na entrada da ponte	Rad
ϕ_3	: Ângulo de defasagem da componente da terceira harmônica em graus	Rad
θ	: Ângulo da terceira harmônica	Rad
$\Delta i(s)$: Variação da corrente pelo indutor de filtragem	adimensional
$\Delta d(s)$: Variação da razão cíclica	adimensional

INDICE DE FIGURAS

Fig. 1.1. Representação simplificada do método de injeção de terceira harmônica.	2
Fig. 1.2. Circuito utilizado para a análise da primeira etapa.....	3
Fig. 1.3. Circuito utilizado para a análise da segunda etapa.....	4
Fig. 1.4. Circuito utilizado para a análise da terceira etapa.....	4
Fig. 1.5. Circuito utilizado para a análise da quarta etapa.....	5
Fig. 1.6. Circuito empregado para a análise da quinta etapa.....	6
Fig. 1.7. Circuito empregado para a análise da sexta etapa.....	6
Fig. 1.8. Circuito empregado para a análise da sétima etapa.....	7
Fig. 1.9. Circuito empregado para a análise da oitava etapa.....	8
Fig. 1.10. Circuito empregado para a análise da nona etapa.....	8
Fig. 1.11. Circuito empregado para a análise da décima etapa.....	9
Fig. 1.12. Circuito empregado para a análise da décima primeira etapa.....	10
Fig. 1.13. Circuito empregado para a análise da décima segunda etapa.....	10
Fig. 1.14. Formas de ondas de corrente do circuito simplificado.....	11
Fig. 1.15. Formas de onda das tensões na entrada da ponte retificadora.....	11
Fig. 1.16. Circuito usado na simulação.....	14
Fig. 1.17. Formas de onda da corrente na entrada.....	14
Fig. 1.18. Formas de onda da corrente de entrada na ponte retificadora.....	15
Fig. 1.19. Formas de onda das tensões e correntes na entrada com interface, nas três fases.....	15
Fig. 2.1. Diagrama fasorial.....	19
Fig. 2.2. Falha de linha à terra no primário de um banco estrela-delta com neutro no primário aterrado.....	21
Fig. 2.3. Circuito equivalente para seqüência zero em um banco de transformadores estrela-delta com neutro aterrado.....	22
Fig. 2.4. Banco estrela-delta de transformadores com o delta aberto em um vértice.....	23
Fig. 2.5. Banco estrela-delta com neutro aterrado.....	24
Fig. 2.6. Conexão em ziguezague e diagramas vetoriais de correntes e tensões.....	25
Fig. 2.7. Circuito para medir a impedância de seqüência zero de um autotransformador ziguezague.....	27
Fig. 3.1. Representação da primeira interface [2], [7].....	30
Fig. 3.2. Representação da segunda interface [9].....	32
Fig. 3.3. Representação da terceira interface [11].....	33
Fig. 3.4. Representação da quarta interface [8].....	34

Fig. 3.5. Representação da quinta interface [10].	35
Fig. 3.6. Circuito com rede de injeção de corrente.	36
Fig. 3.7. Rede de injeção de corrente utilizando dois capacitores [10].	37
Fig. 3.8. Rede de injeção de corrente modificada utilizando dois capacitores [10].	37
Fig. 4.1. Circuitos da topologia proposta (a) com transformador e (b) sem transformador.	39
Fig. 4.2. Circuito empregado, com sensores de corrente.	41
Fig. 4.3. Diagrama de Blocos do controle dos interruptores.	41
Fig. 4.4. Primeira etapa de operação do circuito.	42
Fig. 4.5. Segunda etapa de operação do circuito.	42
Fig. 4.6. Terceira etapa de operação do circuito.	42
Fig. 4.7. Quarta etapa de operação do circuito.	43
Fig. 4.8. Quinta etapa de operação do circuito.	43
Fig. 4.9. Sexta etapa de operação do circuito.	43
Fig. 4.10. Correntes com interface e sem interface, nas três fases da entrada da ponte retificadora a diodos.	45
Fig. 4.11. Espectro harmônico da corrente da fase A, (a) sem interface, (b) zoom (a), (c) com interface, (d) zoom (c).	45
Fig. 4.12. Tensões na carga e nos capacitores.	46
Fig. 4.13. Correntes na saída do transformador monofásico e nos capacitores C_1 e C_2 .	46
Fig. 4.14. Correntes nos indutores.	47
Fig. 4.15. Correntes de carga pelo neutro e corrente injetada na fase A do circuito de potência.	47
Fig. 4.16. Tensões e correntes de entrada da ponte retificadora.	48
Fig. 5.1. Circuito empregado na análise.	51
Fig. 5.2. Representação da Fig. 5.1 depois de realizadas as simplificações.	51
Fig. 5.3. Circuito representativo considerando $\omega t = 30^\circ$.	52
Fig. 5.4. Simplificação dos interruptores e transformador.	53
Fig. 5.5. Circuito para perturbação sem variação nos capacitores.	53
Fig. 5.6. Circuito empregado para o cálculo da função de transferência.	53
Fig. 5.7. Diagrama de Bode da planta.	56
Fig. 5.8. Lugar das raízes e diagrama de Bode em malha aberta para a função da planta, mais o controlador.	56
Fig. 5.9. Resposta no tempo para $k=0,3$.	57
Fig. 5.10. Circuito a simular.	57
Fig. 5.11. Comparação da corrente no indutor de filtragem e referência de controle.	58
Fig. 5.12. Tensão e corrente na entrada do retificador.	58

Fig. 5.13. Corrente e tensão instantânea na carga.	59
Fig. 5.14. Tensão nos interruptores S1 e S2.	59
Fig. 5.15. Circuito com inversor como carga.	60
Fig. 5.16. Correntes de referência e medida no indutor L_f	62
Fig. 5.17. Tensões e correntes de entrada da ponte retificadora.	62
Fig. 5.18. Tensão de linha VAB e corrente na fase A da carga indutiva.	63
Fig. 5.19. Potência de saída da interface e entrada no inversor.	63
Fig. 7.1. Circuito empregado.	75
Fig. 7.2. Corrente na Fase A.	76
Fig. 7.3. Corrente na Fase B.	76
Fig. 7.4. Corrente na Fase C.	76
Fig. 7.5. Percentagem harmônica da corrente da fase A, a) sem interface e b) com interface.	77
Fig. 7.6. Percentagem harmônica da corrente da fase B, a) sem interface e b) com interface.	77
Fig. 7.7. Percentagem harmônica da corrente da fase C, a) sem interface e b) com interface.	78
Fig. 7.8. Tensão e corrente na fase A.	79
Fig. 7.9. Tensão e corrente na fase B.	79
Fig. 7.10. Tensão e corrente na fase C.	79
Fig. 7.11. Fator de potência versus potência na saída.	80
Fig. 7.12. Rendimento versus potência na saída.	81
Fig. 7.13. THD de corrente na entrada versus potência na saída.	81
Fig. 7.14. Protótipo implementado no laboratório.	81

INTRODUÇÃO GERAL

A qualidade da energia tem sido alvo de muito interesse e discussão nos últimos anos. Cada vez mais, plantas industriais têm descoberto que devem lidar com o problema da "energia suja". Essa é a expressão popular usada para descrever uma grande variedade de contaminações na corrente e na tensão elétrica.

Entre os principais equipamentos causadores de contaminações de correntes harmônicas estão: inversores de frequência, variadores de velocidade, acionamentos tiristorizados, acionamentos em corrente contínua ou alternada, retificadores, "drivers", conversores eletrônicos de potência, fornos de indução e a arco, "no-breaks" e máquinas de solda a arco.

As harmônicas de corrente sobrepostas, na componente fundamental, produzem efeitos combinados em equipamentos e dispositivos ligados à rede de alimentação aumentando a distorção harmônica. A distorção harmônica é um tipo específico de contaminação elétrica, que é normalmente associada com a crescente quantidade de acionamentos estáticos, fontes chaveadas e outros dispositivos eletrônicos nas plantas industriais.

Distorções harmônicas causam muitos prejuízos às plantas industriais. As de maior importância são as perdas de produtividade, de vendas, devido a paradas de produção, causadas por inesperadas falhas em motores, acionamentos, fontes ou simplesmente "repicar" de disjuntores.

Um dos equipamentos mais empregados no processamento da energia, por meio da Eletrônica de Potência, atualmente, é a ponte retificadora trifásica a diodos. Essa provoca elevados níveis de distorção harmônica na corrente, submetendo a rede a esforços e contaminação elétrica onde é ligada.

Confiante em uma possível contribuição à comunidade científica-tecnológica, propõe-se o estudo e implementação de uma nova interface para diminuir o conteúdo harmônico gerado pelas pontes retificadoras trifásicas a diodos, por meio da injeção da corrente de terceira harmônica.

O capítulo I deste trabalho apresenta o princípio de funcionamento dos retificadores com injeção de corrente de terceira harmônica, indicando as etapas de operação e as formas de onda das correntes corrigidas por este método.

O capítulo II é dedicado à descrição das conexões dos transformadores trifásicos mais empregados, com baixa impedância de seqüência zero, descrevendo e justificando a utilização da conexão estrela-triângulo.

O capítulo III descreve os principais tipos de topologias empregadas até agora, descrevendo as datas e os autores destas.

O capítulo IV é dedicado à descrição da topologia proposta, ressaltando o emprego de cada componente e as etapas de operação do circuito elétrico.

O capítulo V deste trabalho apresenta o cálculo da função de transferência da planta e a interface, propondo o controle a ser utilizado posteriormente. Além disso, descreve a simulação e análise da topologia, com inversor como carga para observar o funcionamento com cargas não lineares.

O capítulo VI descreve a especificação dos componentes utilizados na implementação do protótipo.

O capítulo VII é dedicado à implementação de um protótipo nos laboratórios do Instituto de Eletrônica de Potência – INEP, da Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC, ressaltando seus resultados experimentais e comprovando o funcionamento da topologia proposta neste trabalho.

CAPITULO 1

PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DOS RETIFICADORES COM INJEÇÃO DE HARMÔNICA

1.1. INTRODUÇÃO [3]

Atualmente, a maioria das cargas dos sistemas elétricos é do tipo não-linear, comportando-se como fontes de correntes e produzindo harmônicas as quais provocam um mau aproveitamento das instalações elétricas, elevando sua temperatura e provocando falhas.

Entre esses sistemas não-lineares estão, principalmente, acionamentos de velocidade ajustável, que são usados para conservação de energia e automatização de processos. Esses acionamentos empregam pontes retificadoras trifásicas a diodos como interface entre o conversor ou inversor que controlam a energia entregue a carga. Tal interface provoca alta distorção nas correntes de linha na entrada da ponte retificadora. Esse problema é ainda agravado pela utilização de vários sistemas similares, conectados em paralelo. A rápida proliferação desses sistemas, com corrente de entrada distorcida, gera efeitos adversos nos sistemas elétricos, degradando a qualidade da energia que alimenta outras cargas. Para amenizar esses problemas existem várias normas e recomendações, tais como: IEEE-519 e IEC-61000-3-4, que definem limites permissíveis para as correntes harmônicas.

Neste capítulo aborda-se a filosofia da topologia, em forma ideal, para compreender o funcionamento e operação da injeção de terceira harmônica em retificadores trifásicos a diodos.

1.2. OPERAÇÃO DO CIRCUITO

A forma utilizada para conseguir reduzir as harmônicas, por meio do método da injeção da corrente de terceira harmônica, é ilustrada com ajuda da Fig. 1.1.

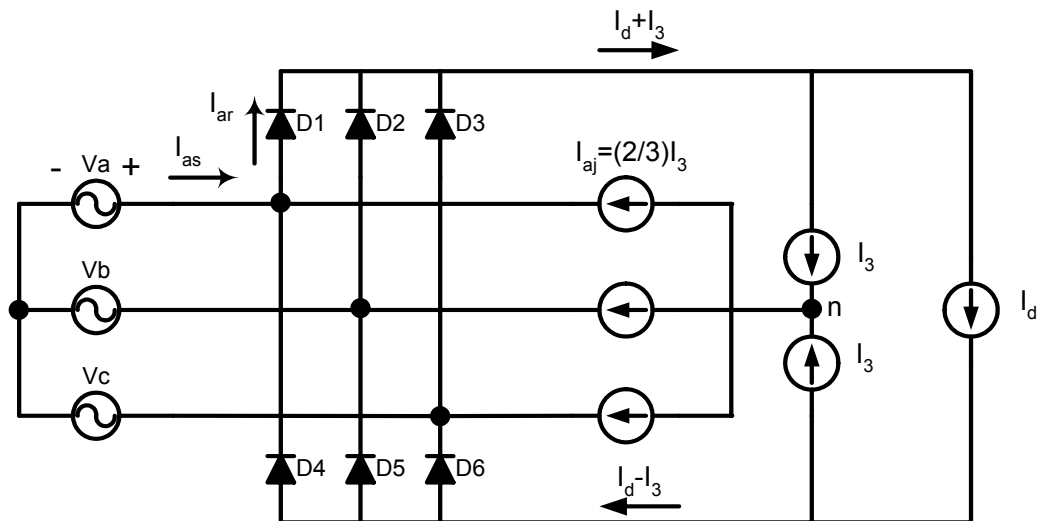


Fig. 1.1. Representação simplificada do método de injeção de terceira harmônica.

A interface modula a corrente em $(I_d + I_3)$ e $(I_d - I_3)$, como mostra a Fig. 1.1, na qual I_d é a componente CC da corrente da carga e I_3 é a corrente modulada da terceira harmônica.

As fontes de terceira harmônica da Fig. 1.1 representam a interface as quais serão apresentadas nos capítulos seguintes. As correntes dessas duas fontes encontram-se no ponto n , somando $2I_3$ a qual é dividida em três partes iguais, as quais são injetadas na entrada da ponte retificadora a diodos.

1.3. ETAPAS DE OPERAÇÃO

PRIMEIRA ETAPA $0 \leq \omega t < \frac{\pi}{6}$

- ✓ As tensões V_a e V_c são positivas e V_b é negativa, o diodo D1 entra em condução e os diodos D3 e D5 estão conduzindo. No final dessa etapa o diodo D3 bloqueia.
- ✓ A corrente I_{aj} é injetada nos nós 1, 2 e 3. Aplicando a lei de kirchhoff de correntes, obtém-se que $I_a = -\frac{2}{3}I_3$; $I_b = I_d - \frac{1}{3}I_3$; $I_c = I_d + \frac{1}{3}I_3$.

Na Fig. 1.2 tem-se o circuito representativo dessa etapa.

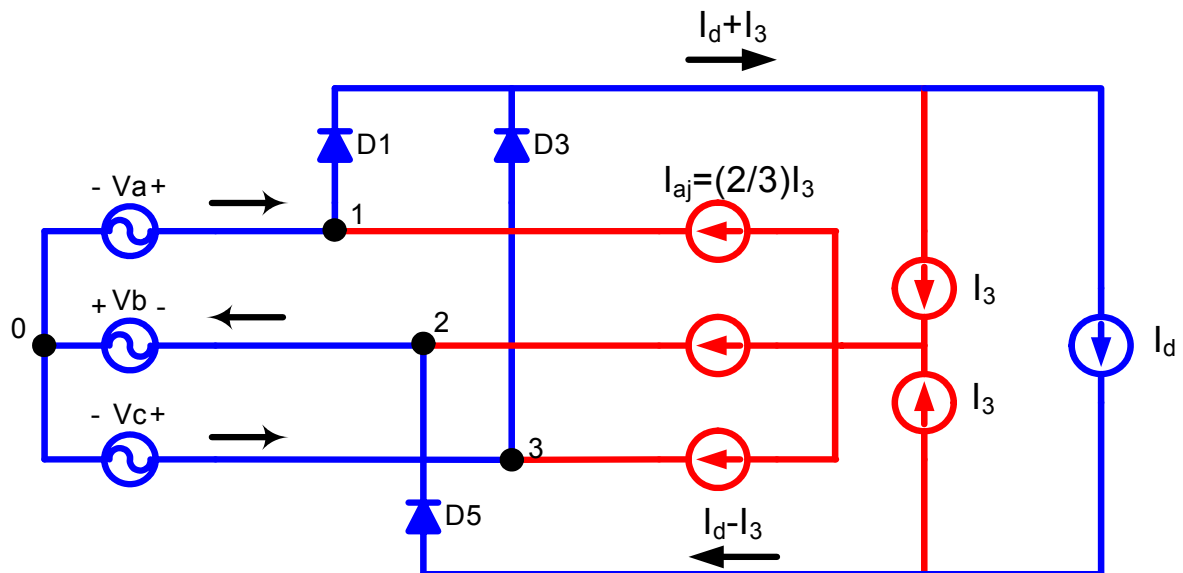


Fig. 1.2. Circuito utilizado para a análise da primeira etapa.

SEGUNDA ETAPA $\frac{\pi}{6} \leq \omega t < \frac{\pi}{3}$

- ✓ As tensões V_a e V_c são positivas e V_b é negativa, conduzindo os diodos D1 e D5.
- ✓ A corrente I_{aj} é injetada nos nós 1, 2 e 3. Aplicando a lei de kirchhoff de correntes, obtém-se que $I_a = I_d + \frac{1}{3}I_3$; $I_b = I_d - \frac{1}{3}I_3$; $I_c = -\frac{2}{3}I_3$.

Na Fig. 1.3 tem-se o circuito representativo desta etapa.

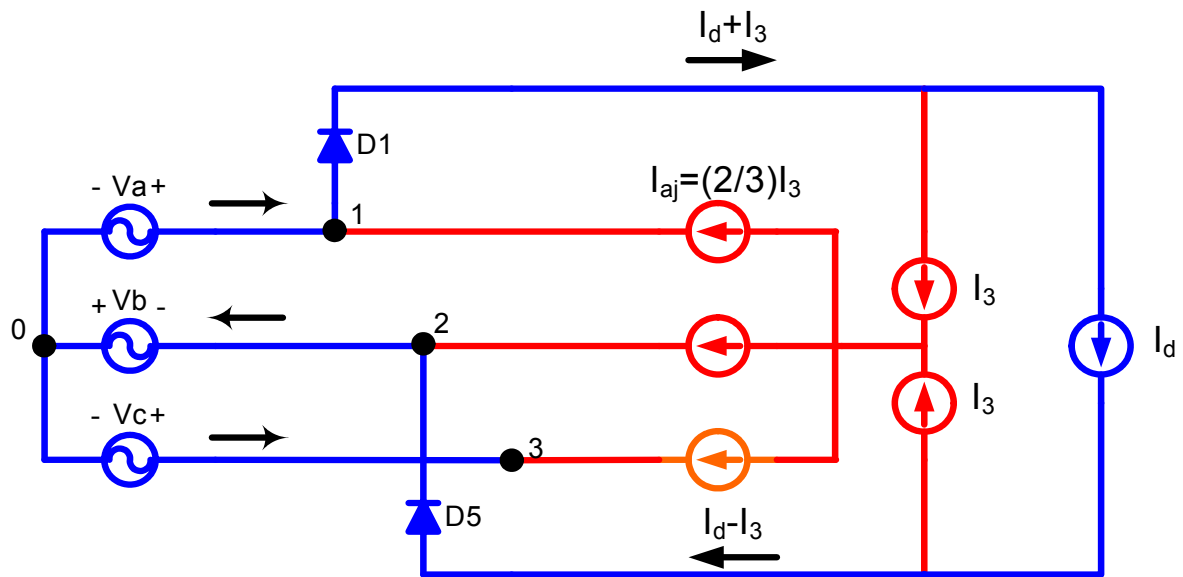


Fig. 1.3. Circuito utilizado para a análise da segunda etapa.

TERCEIRA ETAPA $\frac{\pi}{3} \leq \omega t < \frac{\pi}{2}$

- ✓ As tensões V_b e V_c são negativas e V_a é positiva, o diodo D_6 entra em condução e os diodos D_1 e D_5 estão conduzindo. No final dessa etapa o diodo D_5 bloqueia.
- ✓ A corrente I_{aj} é injetada nos nós 1, 2 e 3. Aplicando a lei de Kirchhoff de correntes, obtém-se que $I_a = I_d + \frac{1}{3}I_3$; $I_b = I_d - \frac{1}{3}I_3$; $I_c = \frac{2}{3}I_3$.

Na Fig. 1.4 tem-se o circuito representativo dessa etapa.

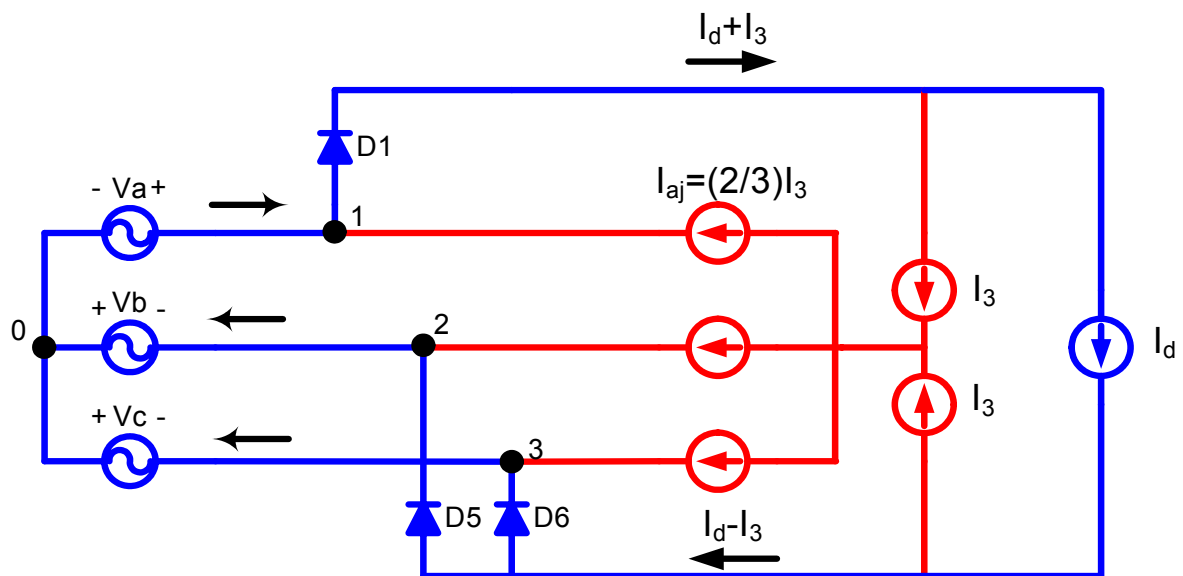


Fig. 1.4. Circuito utilizado para a análise da terceira etapa.

QUARTA ETAPA $\frac{\pi}{2} \leq \omega t < \frac{2\pi}{3}$

- ✓ As tensões V_b e V_c são negativas e V_a é positiva, conduzindo os diodos D1 e D6.
- ✓ A corrente I_{aj} é injetada nos nós 1, 2 e 3. Aplicando a lei de Kirchhoff de correntes, obtém-se que $I_a = I_d + \frac{1}{3}I_3$; $I_b = \frac{2}{3}I_3$; $I_c = I_d - \frac{1}{3}I_3$.

Na Fig. 1.5 tem-se o circuito representativo dessa etapa.

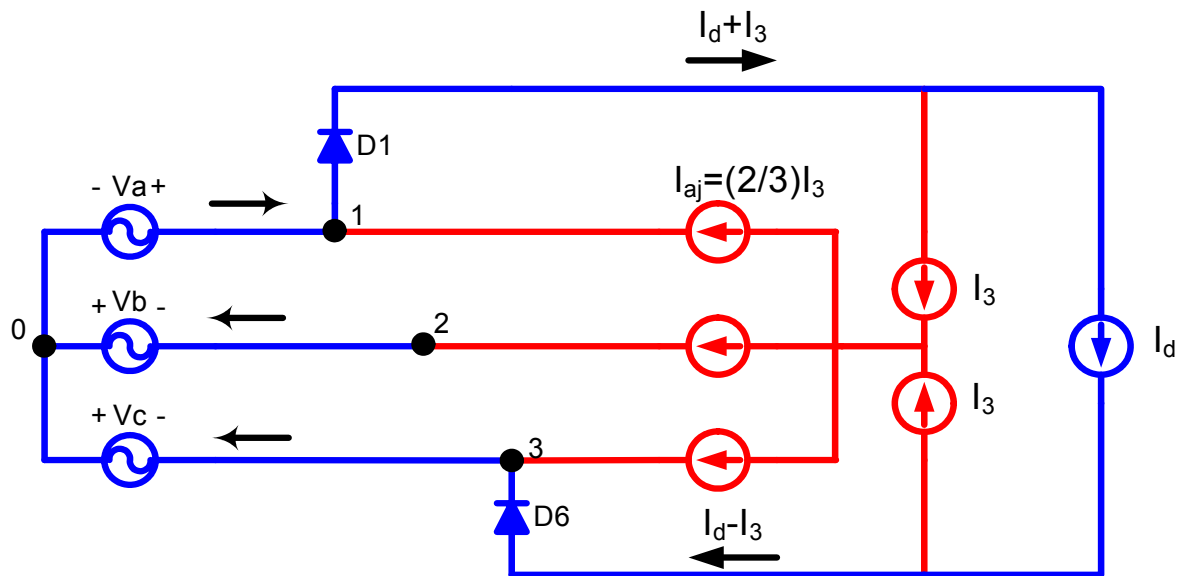


Fig. 1.5. Circuito utilizado para a análise da quarta etapa.

QUINTA ETAPA $\frac{2\pi}{3} \leq \omega t < \frac{5\pi}{6}$

- ✓ As tensões V_a e V_b são positivas e V_c é negativa, o diodo D2 entra em condução e os diodos D1 e D6 estão conduzindo. No final dessa etapa o diodo D1 bloqueia.
- ✓ A corrente I_{aj} é injetada nos nós 1, 2 e 3. Aplicando a lei de Kirchhoff de correntes, obtém-se que $I_a = I_d + \frac{1}{3}I_3$; $I_b = -\frac{2}{3}I_3$; $I_c = I_d - \frac{1}{3}I_3$.

Na Fig. 1.6 tem-se o circuito representativo dessa etapa.

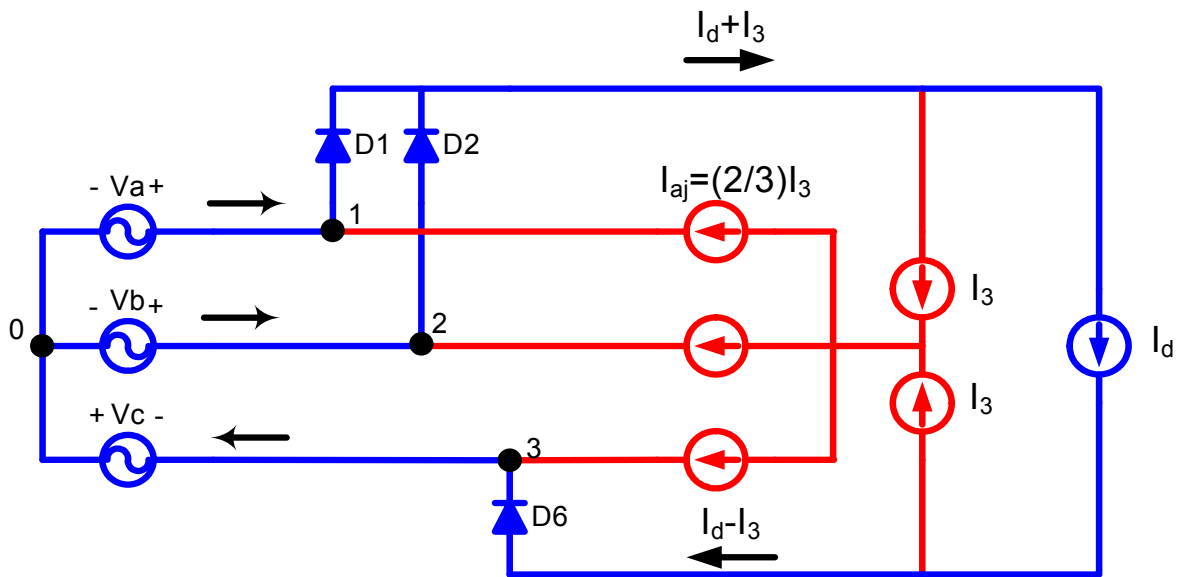


Fig. 1.6. Circuito empregado para a análise da quinta etapa.

SEXTA ETAPA $\frac{5\pi}{6} \leq \omega t < \pi$

- ✓ As tensões V_a e V_b são positivas e V_c é negativa, conduzindo os diodos D_2 e D_6 .
- ✓ A corrente I_{aj} é injetada nos nós 1, 2 e 3. Aplicando a lei de Kirchhoff de correntes, obtém-se que $I_a = -\frac{2}{3}I_3$; $I_b = I_d + \frac{1}{3}I_3$; $I_c = I_d - \frac{1}{3}I_3$.

Na Fig. 1.7 tem-se o circuito representativo dessa etapa.

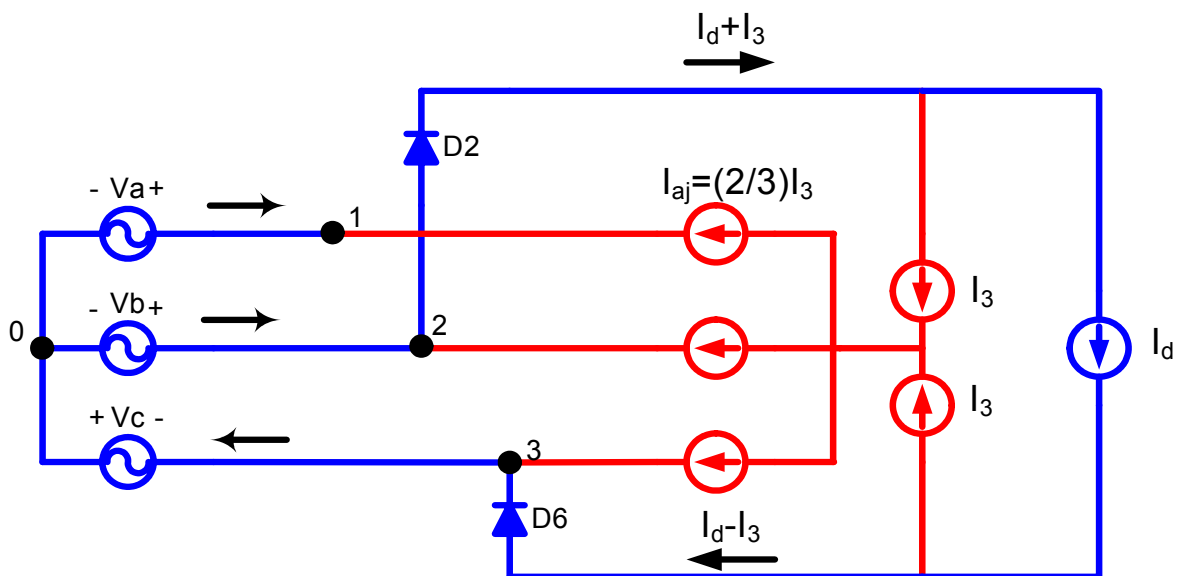


Fig. 1.7. Circuito empregado para a análise da sexta etapa.

SÉTIMA ETAPA $\pi \leq \omega t < \frac{7\pi}{6}$

- ✓ As tensões V_a e V_c são negativas e V_b é positiva, o diodo D_4 entra em condução e os diodos D_2 e D_6 estão conduzindo. No final dessa etapa o diodo D_6 bloqueia.
- ✓ A corrente I_{aj} é injetada nos nós 1, 2 e 3. Aplicando a lei de Kirchhoff de correntes, obtém-se que $I_a = \frac{2}{3}I_3$; $I_b = I_d + \frac{1}{3}I_3$; $I_c = I_d - \frac{1}{3}I_3$.

Na Fig. 1.8 tem-se o circuito representativo dessa etapa.

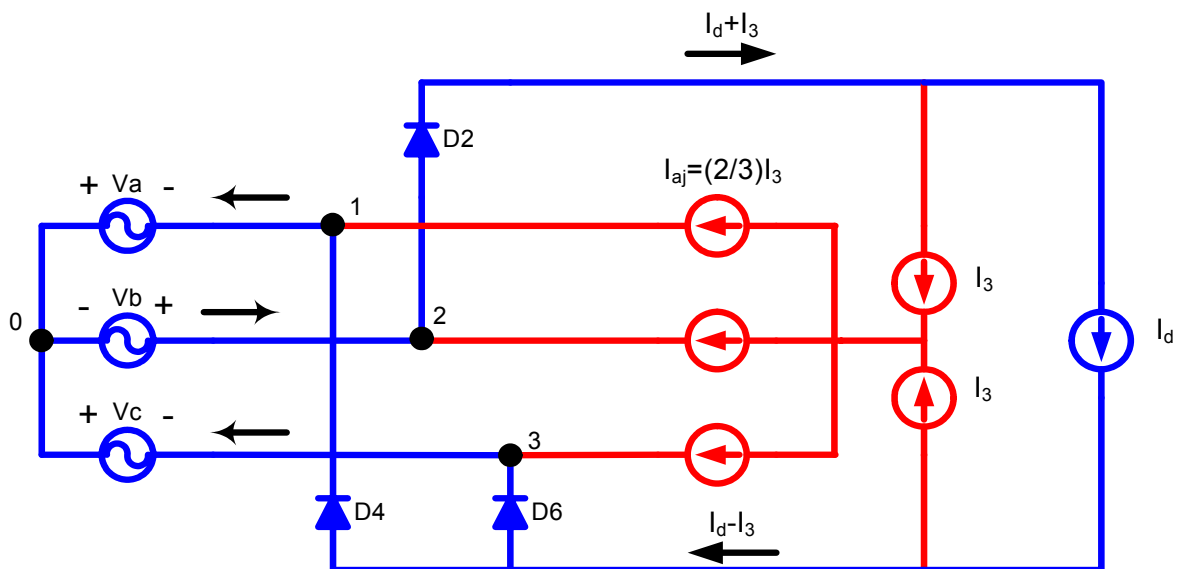


Fig. 1.8. Circuito empregado para a análise da sétima etapa.

OITAVA ETAPA $\frac{7\pi}{6} \leq \omega t < \frac{4\pi}{3}$

- ✓ As tensões V_a e V_c são negativas e V_b é positiva, conduzindo os diodos D_2 e D_4 .
- ✓ A corrente I_{aj} é injetada nos nós 1, 2 e 3. Aplicando a lei de Kirchhoff de correntes, obtém-se que $I_a = I_d - \frac{1}{3}I_3$; $I_b = I_d + \frac{1}{3}I_3$; $I_c = \frac{2}{3}I_3$.

Na Fig. 1.9 tem-se o circuito representativo dessa etapa.

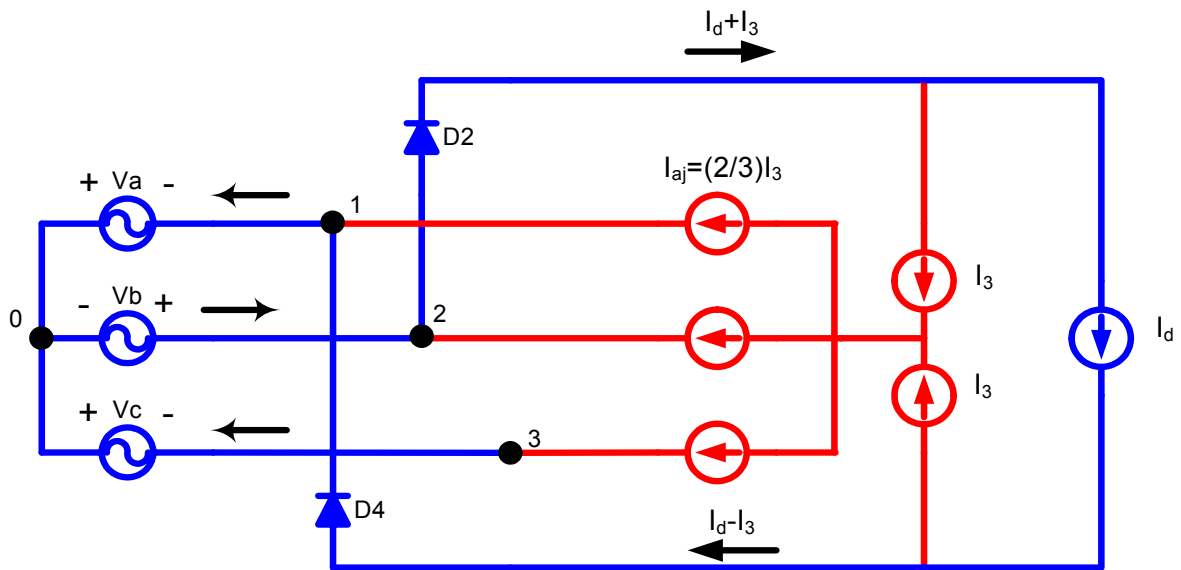


Fig. 1.9. Circuito empregado para a análise da oitava etapa.

NONA ETAPA $\frac{4\pi}{3} \leq \omega t < \frac{3\pi}{2}$

- ✓ As tensões V_b e V_c são positivas e V_a é negativa, o diodo D_3 entra em condução e os diodos D_2 e D_4 estão conduzindo. A final dessa etapa o diodo D_2 bloqueia.
- ✓ A corrente I_{aj} é injetada nos nós 1, 2 e 3. Aplicando a lei de Kirchhoff de correntes, obtém-se que $I_a = I_d - \frac{1}{3}I_3$; $I_b = I_d + \frac{1}{3}I_3$; $I_c = -\frac{2}{3}I_3$.

Na Fig. 1.10 tem-se o circuito representativo dessa etapa.

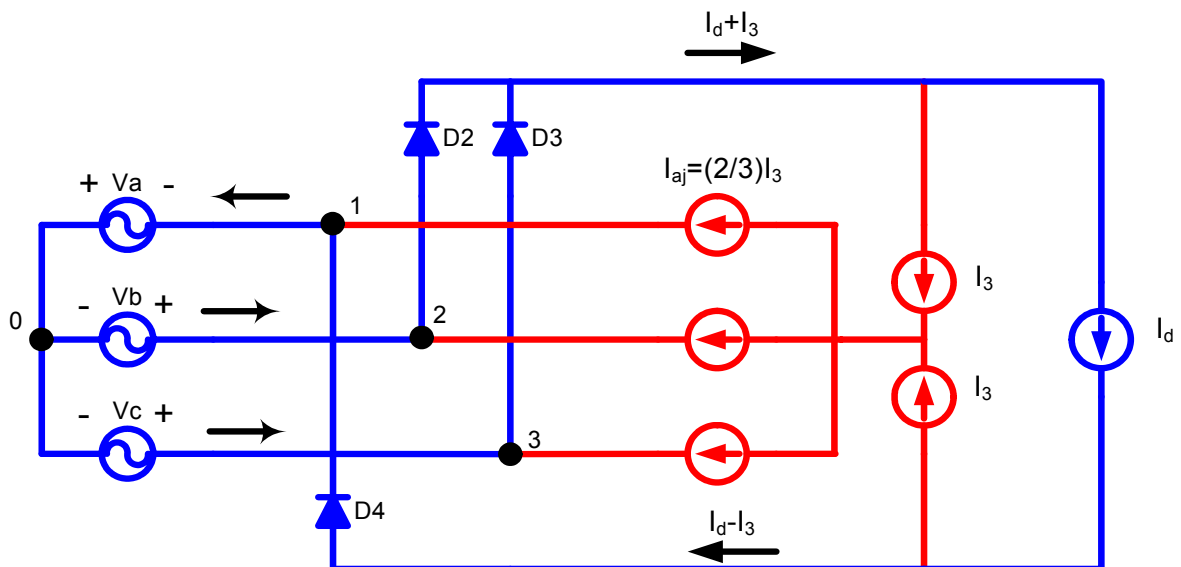


Fig. 1.10. Circuito empregado para a análise da nona etapa.

DÉCIMA ETAPA $\frac{3\pi}{2} \leq \omega t < \frac{5\pi}{3}$

- ✓ As tensões V_b e V_c são positivas e V_a é negativa, conduzindo os diodos D3 e D4.
- ✓ A corrente I_{aj} é injetada nos nós 1, 2 e 3. Aplicando a lei de Kirchhoff de correntes, obtém-se que $I_a = I_d - \frac{1}{3}I_3$; $I_b = -\frac{2}{3}I_3$; $I_c = I_d + \frac{1}{3}I_3$.

Na Fig. 1.11 tem-se o circuito representativo dessa etapa.

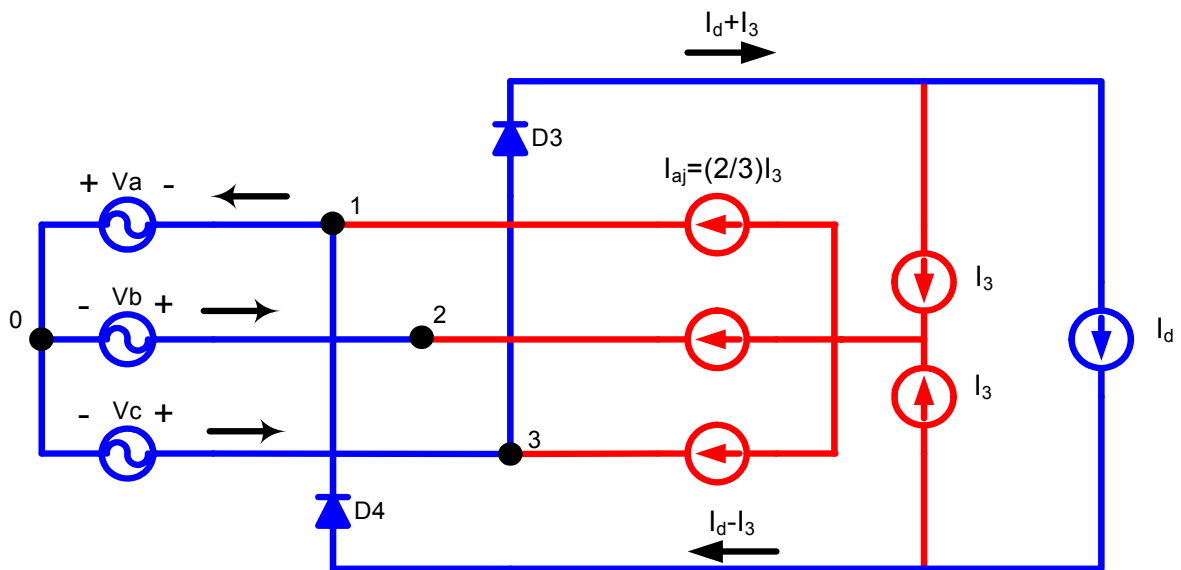


Fig. 1.11. Circuito empregado para a análise da décima etapa.

DÉCIMA PRIMEIRA ETAPA $\frac{5\pi}{3} \leq \omega t < \frac{11\pi}{6}$

- ✓ As tensões V_a e V_b são negativas e V_c é positiva, o diodo D5 entra em condução e os diodos D3 e D4 estão conduzindo. A final dessa etapa o diodo D4 bloqueia.
- ✓ A corrente I_{aj} é injetada nos nós 1, 2 e 3. Aplicando a lei de Kirchhoff de correntes, obtém-se que $I_a = I_d - \frac{1}{3}I_3$; $I_b = \frac{2}{3}I_3$; $I_c = I_d + \frac{1}{3}I_3$.

Na Fig. 1.12 tem-se o circuito representativo dessa etapa.

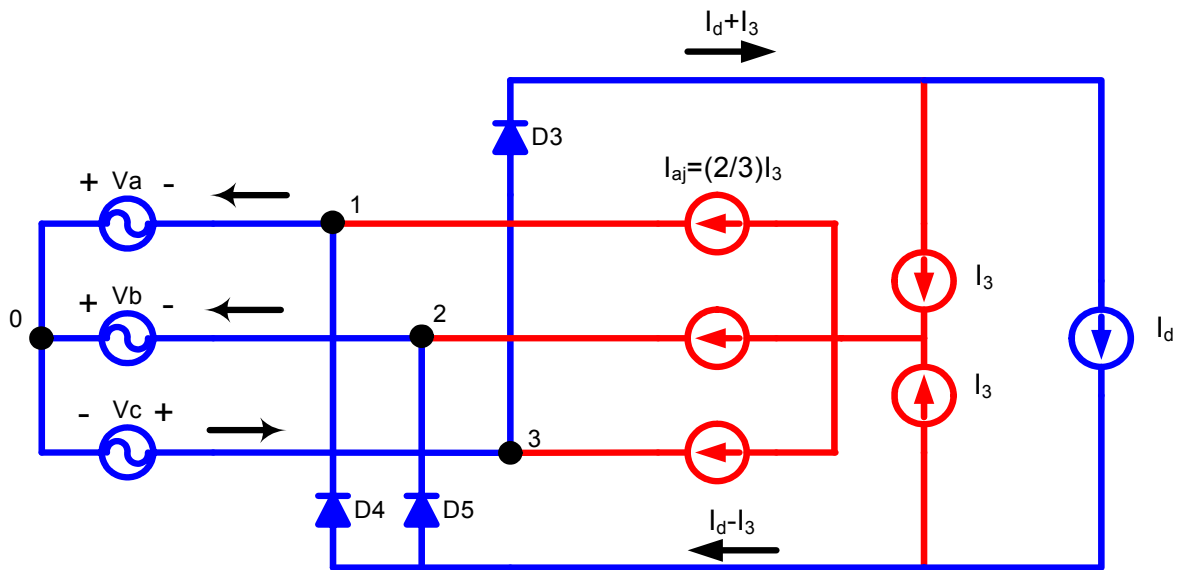


Fig. 1.12. Circuito empregado para a análise da décima primeira etapa.

DÉCIMA SEGUNDA ETAPA $\frac{11\pi}{6} \leq \omega t < 2\pi$

- ✓ As tensões V_a e V_b são negativas e V_c é positiva, conduzindo os diodos D_3 e D_5 .
- ✓ A corrente I_{aj} é injetada nos nós 1, 2 e 3. Aplicando a lei de Kirchhoff de correntes, obtém-se que $I_a = \frac{2}{3}I_3$; $I_b = I_d - \frac{1}{3}I_3$; $I_c = I_d + \frac{1}{3}I_3$.

Na Fig. 1.13 tem-se o circuito representativo dessa etapa.

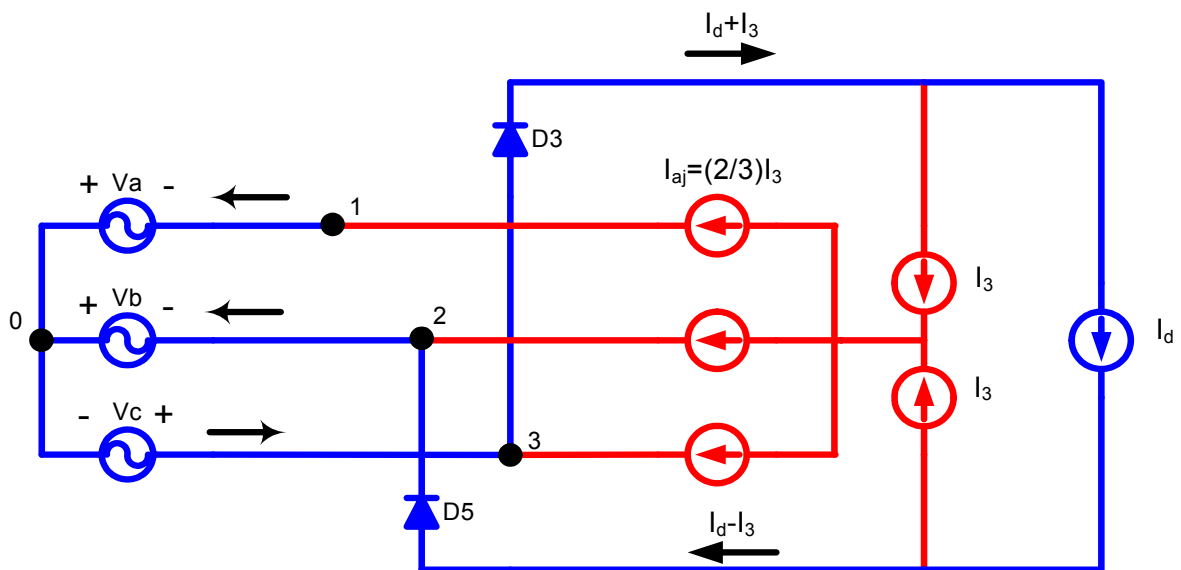


Fig. 1.13. Circuito empregado para a análise da décima segunda etapa.

A Fig. 1.14 mostra a forma de onda das correntes de entrada no retificador, de acordo com a Fig. 1.1. A Fig. 1.15 apresenta as tensões de entrada na ponte retificadora a diodos.

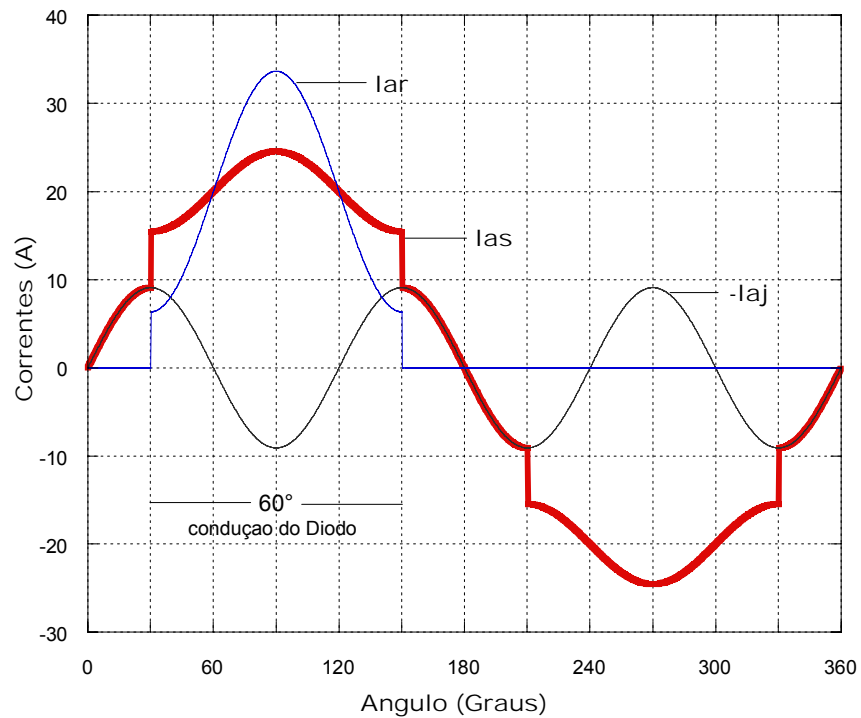


Fig. 1.14. Formas de ondas de corrente do circuito simplificado.

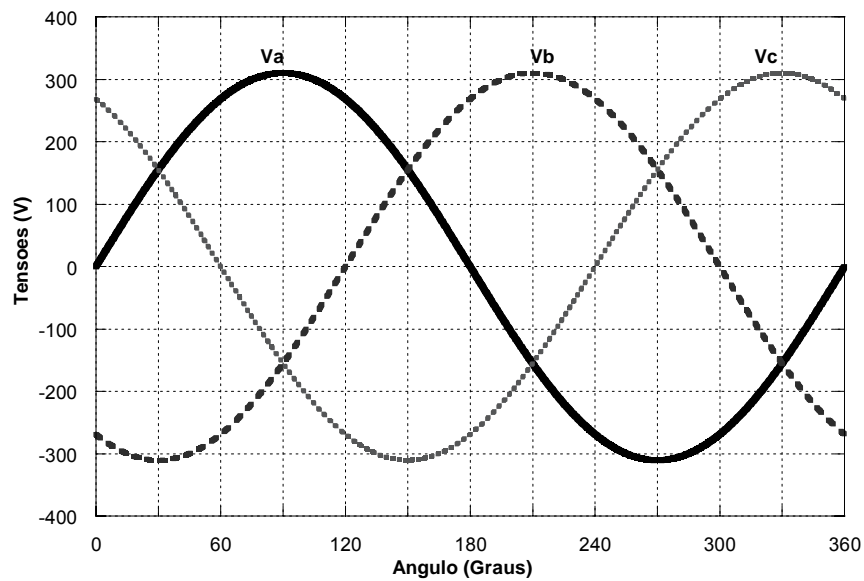


Fig. 1.15. Formas de onda das tensões na entrada da ponte retificadora.

1.4. CÁLCULO DA CORRENTE DA TERCEIRA HARMÔNICA

Seja a corrente da terceira harmônica, i_3 , proporcional à corrente de carga, i_d , de acordo com a equação (1.1).

$$\hat{i}_3 = k \cdot i_d \quad (1.1)$$

Considerando que a indutância do sistema é zero, podemos considerar as seguintes relações, representadas pelas equações. (1.2) e (1.3) .

$$V_{as} = \hat{V}_m \cos(\omega t + 0^\circ) \quad (1.2)$$

$$i_3 = \hat{i}_3 \cos(3\omega t + \phi_3) \quad (1.3)$$

Para determinar o valor de k , calculam-se as constantes de Fourier da corrente de saída do retificador ($i_d + \hat{i}_3 \cos(3\theta)$), de acordo com a equação (1.4). Mudando a variável de integração de $\omega t \rightarrow \theta$, obtêm-se as expressões (1.4) e (1.5).

$$a_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} [i_d + \hat{i}_3 \cos(3\theta)] \cos(n\theta) \cdot d\theta \quad (1.4)$$

$$f = \sqrt{(a_5^2 + a_7^2 + a_{11}^2 + a_{17}^2 + \dots)} \quad (1.5)$$

A ponte retificadora não gera as harmônicas múltiplas de três. Pela simetria da função de corrente, $b_n=0$. Substituindo a equação (1.4) e considerando $k = \frac{\hat{i}_3}{i_d}$, pode-se minimizar f . Derivando com relação à k , obtêm-se os valores da Tabela 1.1.

A distorção harmônica Total (THD) na corrente de linha depende da fase e amplitude da terceira harmônica de corrente, i_3 . O fator de potência é definido pela equação (1.6),

Tabela 1.1 Relação de k e harmônicos.

N° Harmônicos incluídos	K
5	0,6667
5 e 7 [1]	0,6824
5 a 11	0,6992
5 a 13	0,7103
5 a 17	0,7167
5 a 19	0,7220
5 a 23	0,7252
⋮	⋮
5 a 49 [3]	0,7417

$$fp = \cos(\phi_1) \frac{1}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad (1.6)$$

onde ϕ_1 é o ângulo entre a tensão de fase e a componente fundamental da corrente de linha. Como exemplo, no caso ideal onde $\cos(\phi_1) = 1$ e considerando um THD de 5%, o fator de potência calculado é 0,9988 [4].

1.5. CONFIRMAÇÃO DA ANÁLISE POR SIMULAÇÃO

Realiza-se uma simulação com parâmetros ideais, considerando a carga como uma fonte de corrente. A indutância do sistema considera-se zero. A injeção da terceira harmônica é representada por fontes de correntes ideais. O circuito utilizado mostra-se na Fig. 1.16.

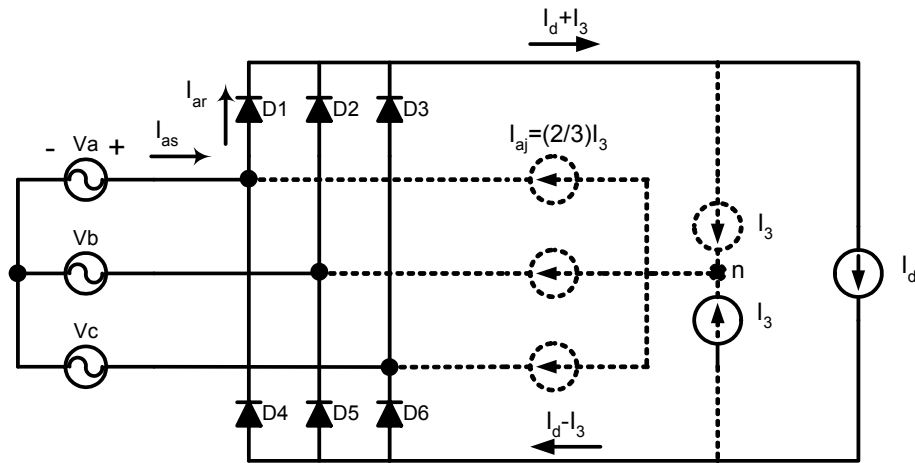


Fig. 1.16. Circuito usado na simulação.

Realizam-se duas simulações para obter uma comparação da melhoria na operação do sistema. Primeiro simula-se o circuito sem a interface e depois incluindo esta.

As Fig. 1.17, Fig. 1.18 e Fig. 1.19 apresentam as formas de onda das correntes com interface e sem a interface.

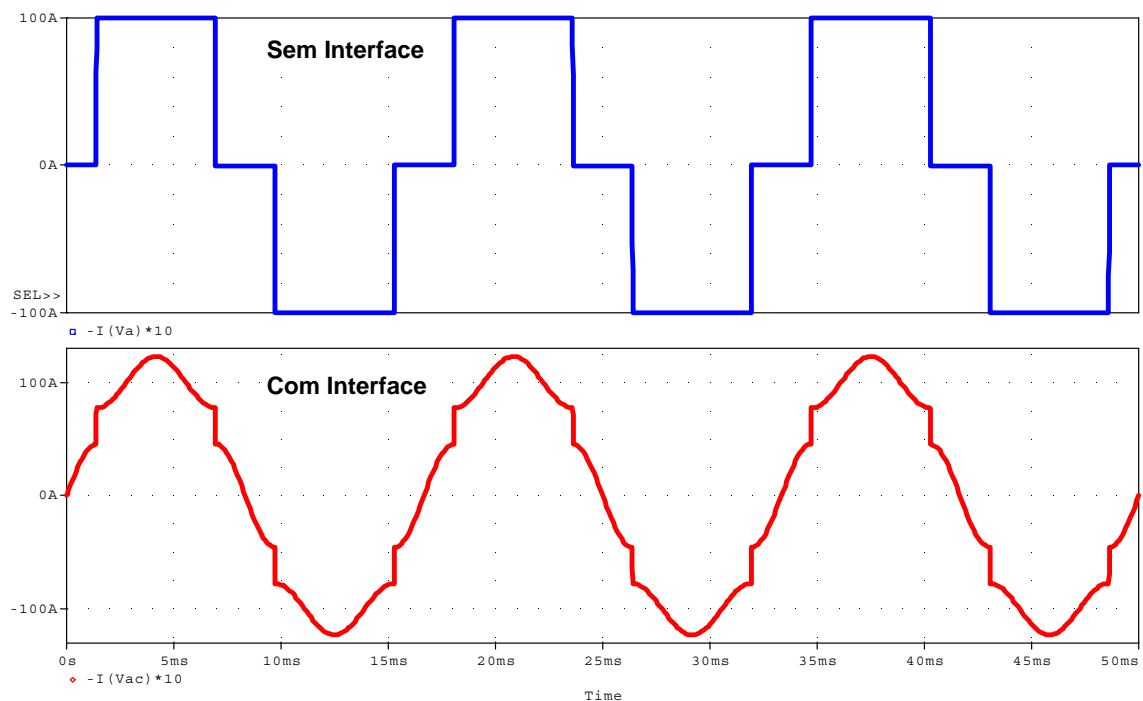


Fig. 1.17. Formas de onda da corrente na entrada.

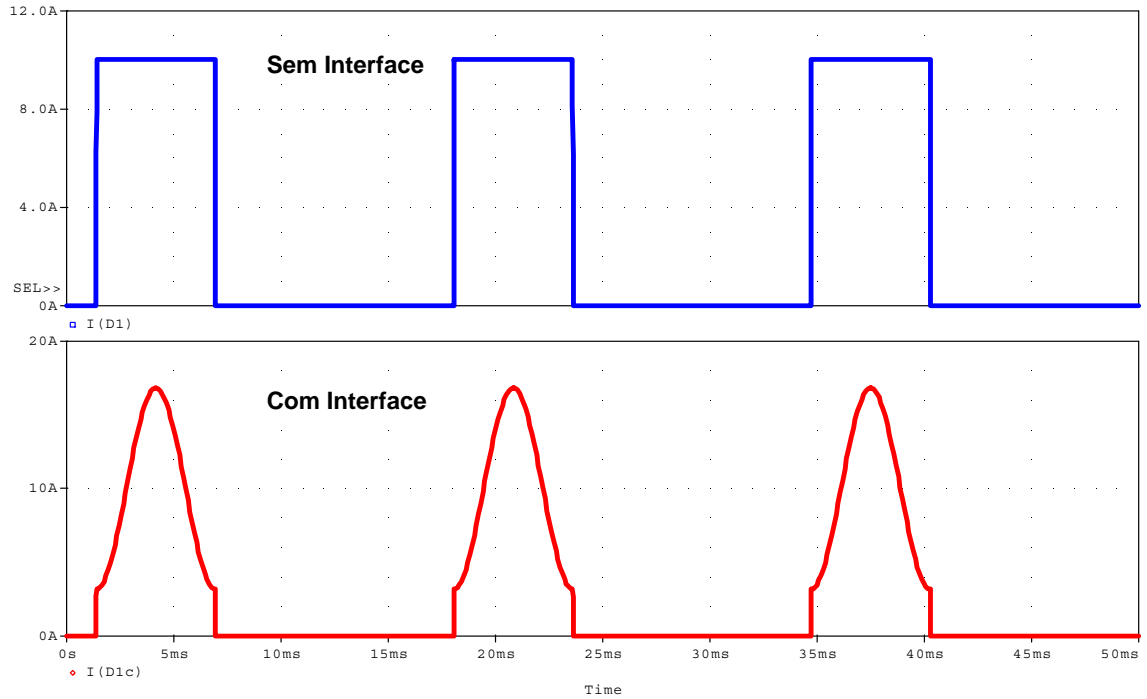


Fig. 1.18. Formas de onda da corrente de entrada na ponte retificadora.

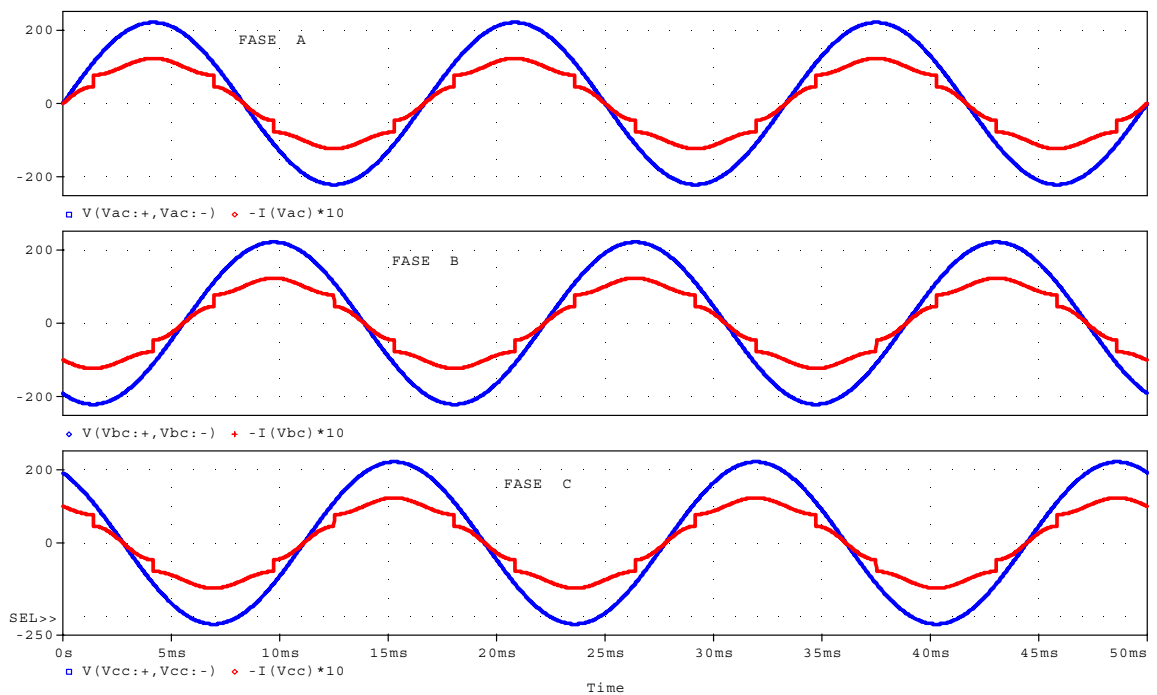


Fig. 1.19. Formas de onda das tensões e correntes na entrada com interface, nas três fases.

1.6. CONCLUSÕES

Da análise é possível extrair as conclusões seguintes:

- ✓ O fato de se adicionar uma interface, a qual insere uma corrente de terceira harmônica na entrada da ponte retificadora, resulta em uma boa solução para diminuir as harmônicas e com isso as perdas, sem alterar a topologia da ponte retificadora a diodos.
- ✓ A corrente da terceira harmônica é proporcional à corrente da carga, pela constante k , a qual é definida pela quantidade de harmônicos incluídos na análise. Para futuros cálculos, recomenda-se incluir até a harmônica 49, com $k=0,7417$.
- ✓ As variáveis que participam na atenuação do THD do conversor são a magnitude e o ângulo da terceira harmônica (\hat{I}_3 e ϕ_3). Na análise ideal só se faz menção a \hat{I}_3 , dado que se considera a indutância de entrada igual a zero.

CAPITULO 2

CONEXÕES DE TRANSFORMADORES TRIFÁSICOS COM BAIXA IMPEDÂNCIA DE SEQÜÊNCIA ZERO

2.1. INTRODUÇÃO

Nos sistemas elétricos de potência empregam-se diversas formas de aterrar os equipamentos e instalações elétricas. Uma delas é através de algumas conexões particulares de bancos de transformadores, tais como: a conexão estrela-delta com a estrela aterrada ou conectada a um gerador e a conexão zigzague, as quais são mais utilizadas por apresentar baixa impedância para correntes de seqüência zero.

O transformador trifásico é utilizado como um divisor de correntes de terceira harmônica ao injetar pelo neutro a corrente gerada pela interface proposta. Esta é dividida em três correntes iguais, as quais são injetadas em cada fase da entrada da ponte retificadora trifásica a diodos.

Neste capítulo apresenta-se uma descrição do funcionamento das conexões propostas aplicadas em aterramento de sistemas elétricos. O funcionamento dos transformadores, na aplicação de aterramento de sistemas elétricos, é análogo à operação utilizada na interface.

2.2. HARMÔNICOS DE CORRENTE EM TRANSFORMADORES TRIFÁSICOS [13]

A representação de tensões e correntes em circuitos trifásicos não considera o efeito das harmônicas sempre que os dispositivos magnéticos são usados. Se o dispositivo magnético for simetricamente magnetizado como é o caso mais freqüente, somente as harmônicas ímpares estão presentes. As harmônicas de correntes de excitação de um dispositivo trifásico podem ser representadas em uma série de Fourier como segue:

$$i_a = A_1 \sin(\theta) + B_1 \cos(\theta) + A_3 \sin(3\theta) + B_3 \cos(3\theta) + A_5 \sin(5\theta) + B_5 \cos(5\theta) + \dots \quad (2.1)$$

$$i_b = A_1 \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + B_1 \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + A_3 \sin\left(3\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + B_3 \cos\left(3\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + A_5 \sin\left(5\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + B_5 \cos\left(5\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + \dots \quad (2.2)$$

$$i_c = A_1 \sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) + B_1 \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) + A_3 \sin\left(3\theta + \frac{4\pi}{3}\right) + B_3 \cos\left(3\theta + \frac{4\pi}{3}\right) + A_5 \sin\left(5\theta + \frac{4\pi}{3}\right) + B_5 \cos\left(5\theta + \frac{4\pi}{3}\right) + \dots \quad (2.3)$$

Esse peculiar efeito resulta da soma das correntes. Considerando, por exemplo, uma conexão estrela com neutro no primário. A corrente que flui pelo neutro é igual à soma das correntes das fases de acordo com a lei de Kirchhoff. A soma é:

$$i_a + i_b + i_c = A_1 \left[\sin(\theta) + \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \right] + B_1 \left[\sin(\theta) + \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \right] + A_3 \left[\sin(3\theta) + \sin\left(3\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(3\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \right] + B_3 \left[\sin(3\theta) + \sin\left(3\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(3\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \right] + A_5 \left[\sin(5\theta) + \sin\left(5\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(5\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \right] + B_5 \left[\sin(5\theta) + \sin\left(5\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(5\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \right] + \dots \quad (2.4)$$

Na equação (2.4) a soma dos termos fundamentais é igual a zero desde que esses termos representem três correntes iguais defasadas em 120° apresentado na Fig. 2.1. A soma do quinto harmônico é zero pela mesma razão, apresentado em (2.5).

$$\begin{aligned}\sin 5\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) &= \sin\left(5\theta + 2\pi + \frac{4\pi}{3}\right) = \sin\left(5\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin 5\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) &= \sin\left(5\theta + 6\pi + \frac{2\pi}{3}\right) = \sin\left(5\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(5\theta) &= \sin(5\theta)\end{aligned}\quad (2.5)$$

A soma do termo da terceira harmônica não é zero. O valor dessa soma é apresentado em (2.6).

$$\begin{aligned}\sin(3\theta) + \sin 3\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + \sin 3\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ = \sin(3\theta) + \sin(3\theta + 2\pi) + \sin(3\theta + 4\pi) \\ = 3\sin(3\theta)\end{aligned}\quad (2.6)$$

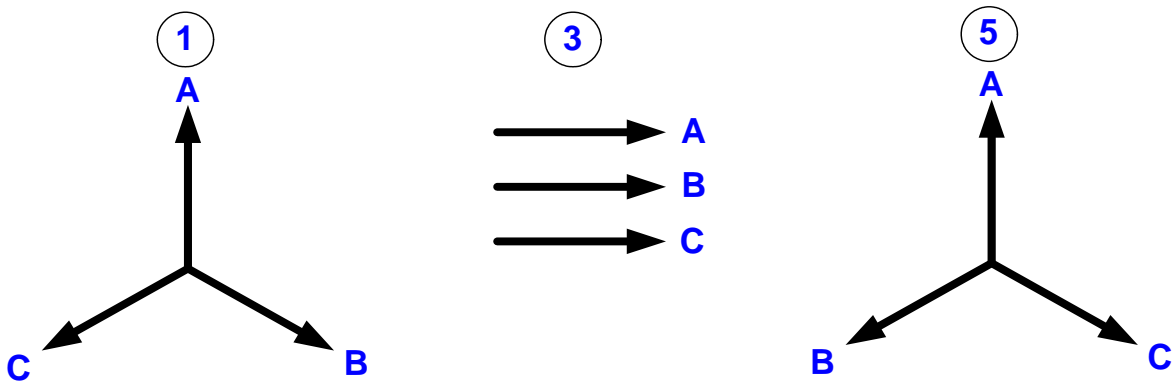


Fig. 2.1. Diagrama fasorial.

O termo da terceira harmônica de cada fase está em fase com os termos das terceiras harmônicas das outras duas fases. A terceira harmônica é típica das harmônicas ímpares que são múltiplos de três. A quinta harmônica é típica das harmônicas ímpares que não são múltiplos de três. A corrente da terceira harmônica pode fluir pelo condutor neutro, o que é prejudicial para as instalações.

Portanto, quando os transformadores são iguais e estão equilibradas as tensões, a corrente que circula pelo neutro só tem as harmônicas ímpares de frequências múltiplas da terceira harmônica. As harmônicas, a partir da nona, são muito fracas, por isso a corrente que circula pelo neutro é aproximadamente uma onda senoidal, na frequência da terceira harmônica com intensidade eficaz igual a três vezes o valor eficaz da terceira harmônica das correntes de excitação dos transformadores [14].

2.3. COMPONENTES SIMÉTRICAS [14]

A análise se limita ao estudo das condições de desequilíbrio resultantes de cargas desequilibradas ou de curto-circuito em um ou mais pontos de um sistema que de outra maneira seria simétrico. Em um sistema, não há diferença entre uma fase e outra, exceto, nos pontos de desequilíbrio, quer dizer, as impedâncias das três fases do sistema são iguais. Em conseqüência, ao separar as tensões e correntes desequilibradas em três sistemas equilibrados (sistemas de seqüência zero, positiva e negativa) pode-se analisar o sistema como um problema de circuitos equilibrados sobre uma base por fase para cada sistema.

Se as tensões e correntes existentes, antes de aplicar o desequilíbrio, têm a ordem de fases abc, as componentes de seqüência positiva das tensões e correntes nas três fases para condições de desequilíbrio formam sistemas equilibrados cuja ordem de fases é abc. As impedâncias de máquinas rotativas, linhas de transmissão e bancos de transformadores, em condições de equilíbrio, são as mesmas para as seqüências positiva e negativa.

As componentes de seqüência negativa das tensões e correntes nas três fases formam sistemas equilibrados cuja ordem de fases é acb. A única diferença entre os sistemas de seqüência positiva e negativa é sua ordem de fases.

As componentes de seqüência zero das tensões e correntes nas três fases formam também sistemas simétricos, mas com uma forma de simetria diferente da existente para as componentes de seqüências positiva e negativa. Por definição, o vetor representativo da componente I_0 da seqüência zero dos vetores

I_a , I_b , I_c representativos das correntes nas fases de um sistema trifásico é representado pela equação (2.7).

$$I_0 = \frac{1}{3} \cdot (I_a + I_b + I_c) \quad (2.7)$$

As componentes de seqüência zero das três correntes são iguais e estão em concordância de fase entre si, em contraste com as componentes de seqüência positiva ou negativa que são de igual magnitude, mas estão defasadas 120° , quer dizer, para as componentes de seqüência zero de I_a , I_b e I_c são representadas em (2.8):

$$I_{a0} = I_{b0} = I_{c0} = I_0 \quad (2.8)$$

Isso significa que não poderão existir correntes de seqüência zero em máquinas rotativas simétricas conectadas em estrela, bancos de transformadores, ou linhas de transmissão a menos que se aterrem o interconectem um ou mais pontos neutros. Por exemplo, não poderão existir correntes de seqüência zero nos primários dos transformadores da Fig. 2.2 se não estivesse aterrado o ponto neutro n .

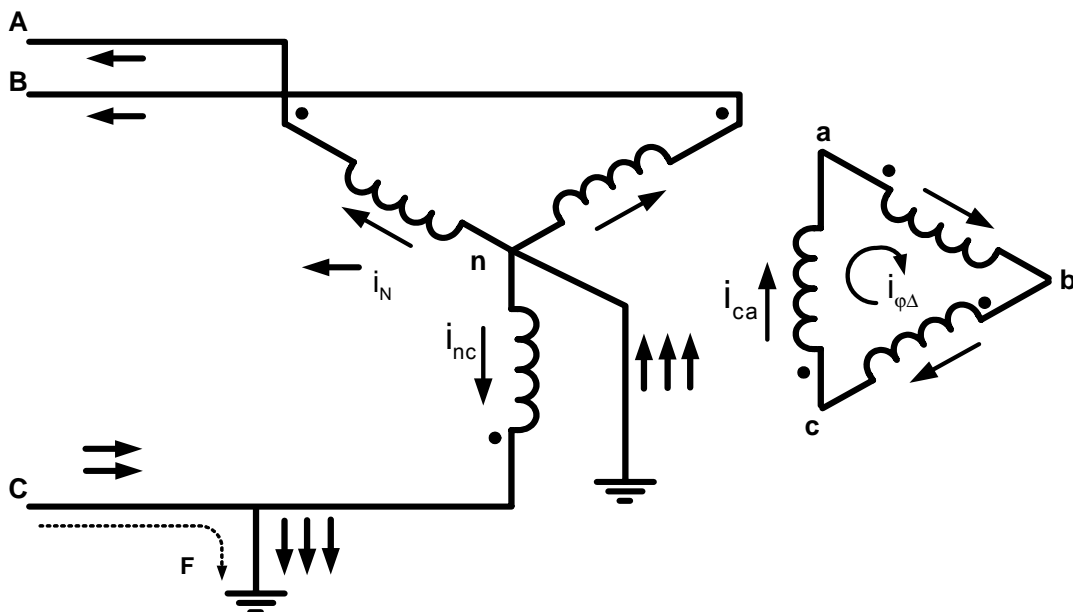


Fig. 2.2. Falha de linha à terra no primário de um banco estrela-delta com neutro no primário aterrado.

Como os caminhos das correntes de seqüência zero são distintos das correntes de seqüência positiva ou negativa, as impedâncias e as correntes de seqüência zero em máquinas rotativas e linhas de transmissão são distintas das impedâncias e das correntes de outra seqüência.

Entretanto, podem existir correntes de seqüência zero nas fases dos circuitos conectados em delta. Nesta disposição as componentes de seqüência zero das três correntes do delta ao serem iguais e estar em fase, só circulam pelo delta, mas não pelas linhas a ele conectadas como acontece na Fig. 2.2, portanto, atua como um circuito aberto para as correntes de seqüência zero.

Se os circuitos forem dispostos de maneira que existam correntes de seqüência zero nos enrolamentos primário e secundário, as correntes de seqüência zero de um lado induzem no outro lado correntes de seqüência zero que criam forças magnetomotrizes iguais e opostas (sem considerar as correntes de magnetização). A impedância de seqüência zero introduzida pelo banco de transformadores é a impedância equivalente ou em curto-circuito, por fase como apresenta a Fig. 2.3. Se existissem correntes de seqüência zero nos enrolamentos conectados em estrela de um banco estrela-delta cujo neutro da estrela este aterrado, as correntes de seqüência zero que circulam pelo lado conectado em estrela induzem no delta correntes de seqüência zero que só circulam por ela, como mostra a Fig. 2.2.

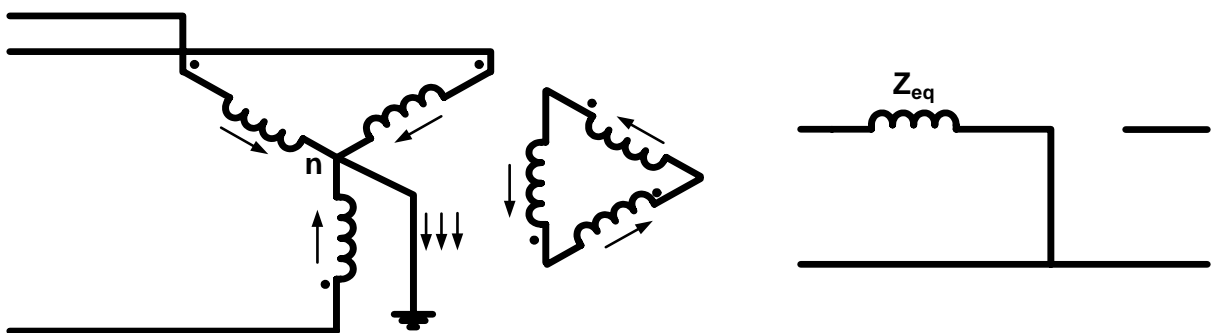


Fig. 2.3. Circuito equivalente para seqüência zero em um banco de transformadores estrela-delta com neutro aterrado.

2.4. CONEXÕES MAIS UTILIZADAS PARA ATERRAR TRANSFORMADORES TRIFÁSICOS.

Entre as conexões mais utilizadas para aterrar transformadores trifásicos têm-se as conexões estrela-delta e zigzague por ambas apresentarem baixa impedância para correntes de seqüência zero. Continuando, apresenta-se uma descrição de operação de cada uma delas [15].

Considerando um banco de três transformadores iguais com os primários conectados em estrela e os secundários conectados em série sem fechar a delta, como apresenta a Fig. 2.4.

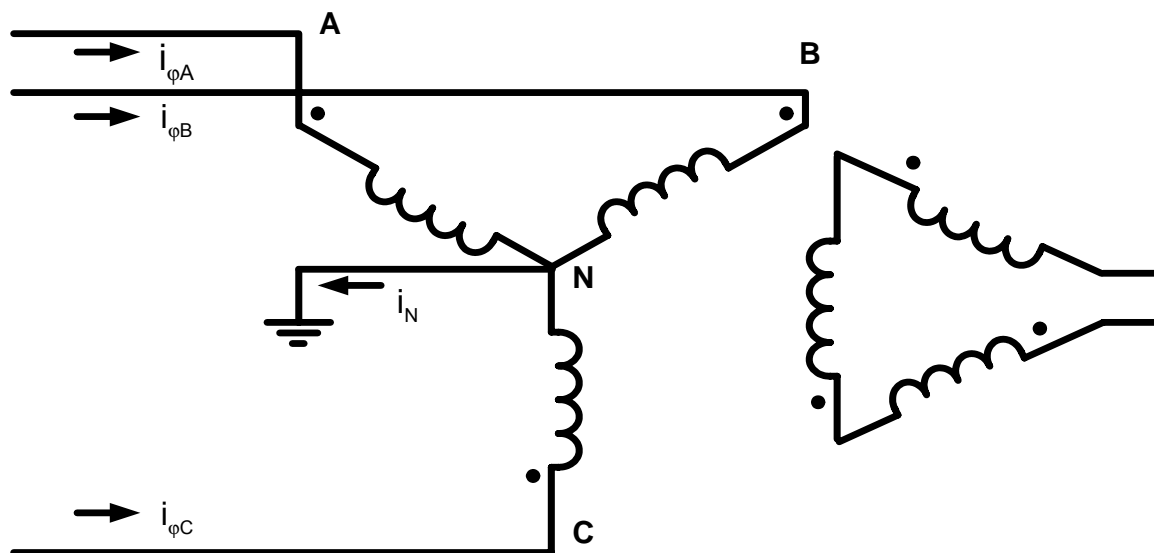


Fig. 2.4. Banco estrela-delta de transformadores com o delta aberto em um vértice.

O neutro dos primários é aterrado, as tensões dos primários variam senoidalmente. Cada transformador recebe sua corrente de excitação das linhas da rede e as terceiras harmônicas voltam pelo fio neutro. As terceiras harmônicas das correntes de excitação criam pequenas quedas de tensão da frequência das terceira harmônicas nas impedâncias de dispersão dos transformadores e, portanto, as forças eletromotrizes induzidas pelo fluxo mútuo contêm terceiras harmônicas fracas que aparecem como componentes pequenos das tensões dos secundários dos transformadores. Como as forças eletromotrizes das frequências das terceiras harmônicas estão em fase nos três transformadores, a tensão no

vértice aberto do delta do secundário contém uma terceira harmônica tripla da força eletromotriz induzida em cada secundário. Como as harmônicas fundamentais quinta, sétima etc., das tensões nos três secundários são de igual magnitude e estão defasadas 120° , suas somas são nulas e, portanto, nos extremos do vértice do triângulo não existem tensões dessas freqüências. Logo, ao desprezar as harmônicas de ordem superior à sétima, a tensão no vértice aberto do triângulo será uma tensão de freqüência da terceira harmônica, quando sejam iguais os transformadores e as tensões aplicadas estejam equilibradas.

Ao fechar a delta do secundário como mostra a Fig. 2.5, as forças eletromotrizes dos secundários na freqüência da terceira harmônica criam uma corrente que circula pelo triângulo dos secundários.

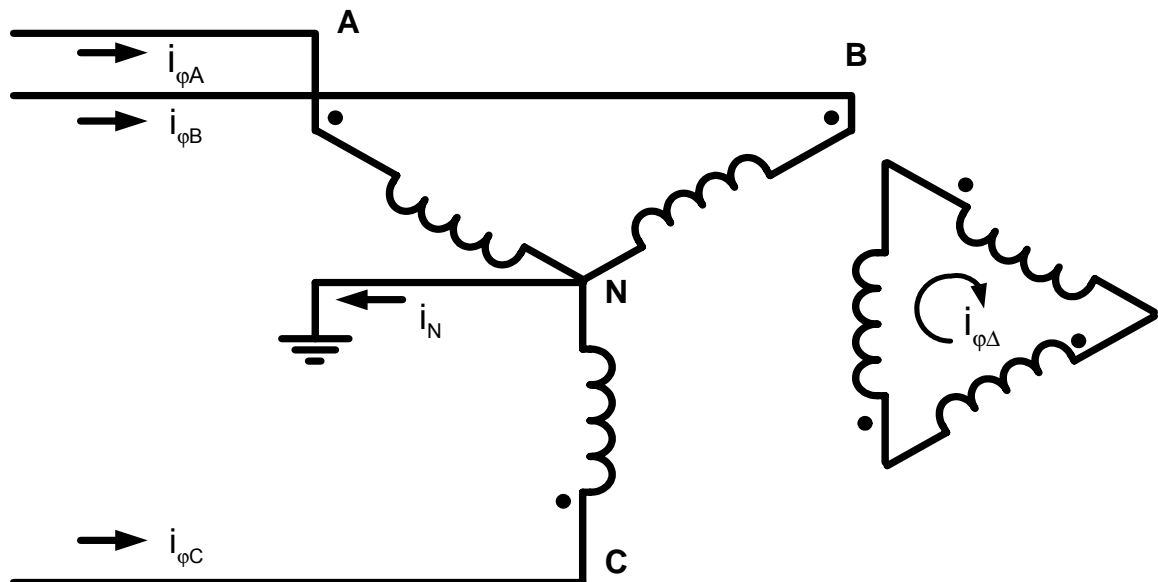


Fig. 2.5. Banco estrela-delta com neutro aterrado.

A ação combinada das correntes de excitação, na freqüência da terceira harmônica, que circulam pelo primário e pelo secundário, cria as forças magneto motrizes, na freqüência da terceira harmônica necessárias para permitir variações quase senoidais do fluxo nos três transformadores.

A impedância introduzida pelo banco estrela-delta que se opõe à circulação das terceiras harmônicas das correntes não é mais que a impedância equivalente, na freqüência tripla do banco estrela-delta referida a seu primário, a qual é relativamente pequena.

Às vezes, o banco estrela-delta alimenta uma segunda carga, mas outras vezes não se conecta nenhuma carga o delta e o único fim do banco estrela-delta é eliminar as terceiras harmônicas das correntes.

Os transformadores de grupos polifásicos podem ser obtidos por meio de enrolamentos de diferentes transformadores conectados em série. Na Fig. 2.6, apresenta-se um desses tipos de interconexão que podem representar autotransformadores. Os enrolamentos primários de transformadores de três enrolamentos com secundários são mostrados na Fig. 2.6. Os enrolamentos paralelos entre si correspondem a um mesmo transformador, por exemplo, os enrolamentos aa' e nc' . Todos os enrolamentos têm iguais números de espiras.

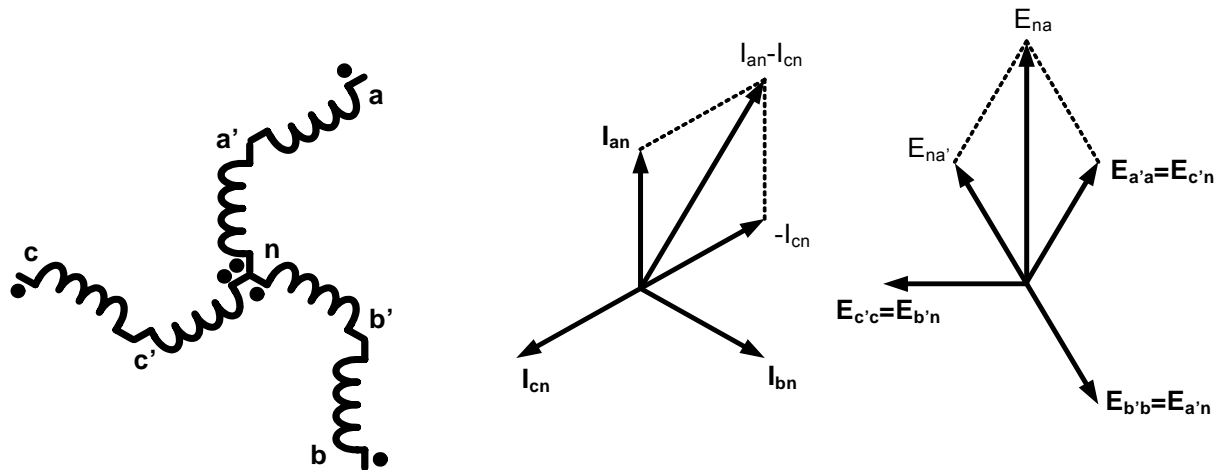


Fig. 2.6. Conexão em zigzag e diagramas vetoriais de correntes e tensões.

Se pelos terminais a, b, c penetram correntes I_{an}, I_{bn}, I_{cn} no transformador, cujos enrolamentos são aa' e nc' os ampères-espira totais. Devido a essas correntes, cumprem a relação vetorial (2.9).

$$N_e (I_{aa'} + I_{nc'}) = N_e (I_{an} - I_{cn}) \quad (2.9)$$

N_e é o número de espiras de um enrolamento. Na Fig. 2.6 pode-se observar essas relações vetoriais para a ordem de fases abc, como segue:

$$N_e (I_{an} - I_{cn}) = \sqrt{3} \cdot N_e \cdot I_{an} \angle -30^\circ \quad (2.10)$$

Se forem conectados em série os enrolamentos de um mesmo transformador, como na conexão estrela, os amperes-espira do transformador na fase *a* seriam $2N_e I_{an}$. Na conexão zigzague a força magnetomotriz total é $\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot N_e \cdot I_{an}$, se estivessem conectados em série os enrolamentos de um mesmo transformador.

Além disso, as tensões aplicadas estão equilibradas e também o estão as tensões induzidas nos enrolamentos pelos fluxos resultantes nos núcleos, como mostra a Fig. 2.6. Os vetores representam as forças eletromotrizes e as elevações de potencial nos sentidos indicados pela ordem dos índices.

$$E_{na} = E_{na'} + E_{a'a} \quad (2.11)$$

$$E_{na} = -E_{an} + E_{a'a} \quad (2.12)$$

$$E_{na} = \sqrt{3} \cdot E_{a'a} \angle 30^\circ \quad (2.13)$$

Se forem conectados em série os enrolamentos de um mesmo transformador, a tensão induzida E_{na} entre linha e neutro seria $2E_{a'a}$. Na conexão zigzague, a tensão induzida entre linha e neutro para um fluxo dado no núcleo é de $\frac{\sqrt{3}}{2}$. Em conseqüência, para uma tensão dada E_{na} entre linha e neutro são necessárias $1,15 \left(1/\left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\right)$ vezes mais espiras na conexão zigzague que na conexão em estrela, caso se requeira a mesma magnitude do fluxo magnético no núcleo. Na conexão zigzague existe uma defasagem de 30° entre as tensões de fase a neutro e as tensões induzidas nos enrolamentos correspondentes de cada núcleo.

Se as tensões aplicadas estão equilibradas e se conecta o neutro **n** ao neutro de um gerador, podem existir terceiras harmônicas iguais nas correntes que incidem nos transformadores pelos terminais **a**, **b**, **c**. Não obstante, as terceiras harmônicas não criam nenhum efeito magnetizante total, já que circulam em sentidos opostos pelos enrolamentos de cada núcleo, quer dizer, a terceira harmônica da corrente da fase **a** circula no sentido **aa'**, enquanto que pelo sentido oposto **c'n** circula uma terceira harmônica da corrente da fase **c** igual e em

concordância de fase com a anterior. Os enrolamentos **aa'** e **nc'** acham-se sobre o mesmo núcleo. A força eletromotriz total devido às terceiras harmônicas, que atuam sobre o núcleo é nula.

Se ligar à terra o ponto neutro **n** da Fig. 2.6, os transformadores interconectados recebem o nome de transformadores aterrados. Se o sistema for simétrico, as tensões entre linha e neutro estarão equilibradas e as correntes que penetram nos transformadores serão suficientes para excitá-los. Se no sistema houvesse uma assimetria, produto de uma falha, as tensões entre linha e neutro nos transformadores não estariam equilibradas. Pelas fases **na**, **bn** e **cn**, dos transformadores aterrados, podem circular correntes de componentes que sejam iguais entre si e estejam em concordância de fase. Analisa-se o sistema assimétrico pelo método das componentes simétricas das correntes de componentes que sejam iguais entre si e estejam em concordância de fase. As correntes de seqüência zero que circulam de **a** a **a'** e de **c'** a **n** no mesmo transformador não criam fluxo total no núcleo, já que aquelas correntes circulam em sentidos contrários em relação ao neutro. Em conseqüência, a tensão entre fase e neutro necessária para manter essa corrente de seqüência zero é igual ao produto da corrente pela soma das impedâncias de fuga dos enrolamentos **aa'** e **a'n**. Quando os transformadores são exatamente iguais, é possível medir essa impedância conectando em oposição série os dois enrolamentos de um transformador, como mostra a Fig. 2.7, aplicando uma tensão baixa e medindo a tensão, corrente e potência.

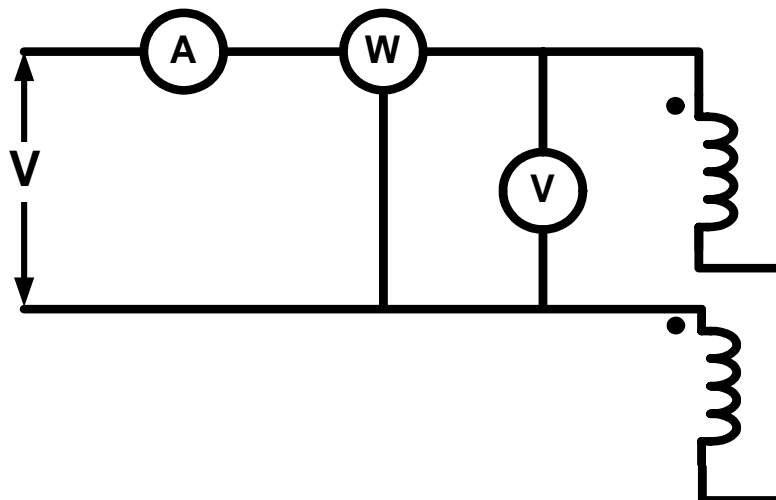


Fig. 2.7. Circuito para medir a impedância de seqüência zero de um autotransformador ziguezague.

Por ser a impedância de fuga combinada dos enrolamentos da ordem 0,2% da impedância de excitação, os transformadores oferecem uma impedância muito menor para correntes de seqüência zero de que para as correntes de excitação equilibradas que circulam quando o sistema completo está equilibrado.

2.5. CONCLUSÕES

É possível empregar qualquer das duas conexões propostas neste capítulo, dado que ambas têm a propriedade de possuir impedância baixa para correntes de seqüência zero. Portanto, podem dividir a corrente injetada pelo neutro, em partes iguais, sem provocar defasagem.

Por motivos de simplicidade, opta-se por empregar a conexão estrela-delta ou estrela-triângulo, com a estrela aterrada. Pelo neutro será injetada a corrente de seqüência zero. O delta está sem carga, portanto, circulará pelo enrolamento em delta a mesma corrente injetada pelo neutro da estrela.

O transformador empregado não consumirá potência ativa, por estar a delta sem carga, mas processará potência reativa pela circulação da corrente, logo o transformador deverá ser especificado a partir da potência reativa.

CAPITULO 3

TOPOLOGIAS EXISTENTES

3.1. INTRODUÇÃO [1]

A forma mais comum de retificar a tensão é através de uma ponte retificadora a diodos, onde um grande capacitor é conectado na saída do retificador para diminuir a ondulação na tensão da carga. Tal interface tem dois inconvenientes: a corrente da linha é altamente distorcida e a tensão contínua não é regulada. Seu valor médio depende da magnitude da tensão na entrada e da carga na saída. Como consequência, para potências maiores, o custo do equipamento de eletrônica de potência é elevado.

A rápida proliferação desses sistemas com corrente de entrada distorcida, gera efeitos adversos nos sistemas elétricos, degradando a qualidade da energia que alimenta outras cargas. Existem várias normas e recomendações, tais como: IEEE-519 e IEC- 61000-3-4 as quais definem limites máximos para as correntes harmônicas em nós da rede e em equipamentos de eletrônica de potência. Em antecipação a futuras normas, estão sendo desenvolvidas técnicas para melhorar a qualidade da corrente de linha no emprego de pontes retificadoras a diodos, considerando a regulação da tensão de saída.

As técnicas desenvolvidas podem ser separadas em dois grupos:

1. Filtros para prevenir as harmônicas de correntes de linha gerados pela interface de eletrônica de potência empregada no sistema.
2. Melhoramento da forma de onda da corrente através de uma interface de eletrônica de potência que reduz a geração de componentes harmônicas.

No primeiro grupo têm-se os filtros passivos e ativos. O problema desses dispositivos é que não regulam a tensão cc na saída.

No segundo grupo a interface empregada não altera a topologia existente e é possível controlar a tensão cc na saída.

Este capítulo aborda as diferentes topologias do segundo item empregadas para diminuir o conteúdo harmônico em pontes retificadoras trifásicas a diodos. O conceito de redução da distorção harmônica associada com injeção da corrente da terceira harmônica em retificadores trifásicos a diodos foi abordado, inicialmente, por Bird et al. [5], Amentani et al. [6], e Mohan et al. [1].

3.2. PRIMEIRA TOPOLOGIA

A primeira topologia, proposta por Rastogi, Naik e Mohan, no ano 1992, é ilustrada na Fig. 3.1.

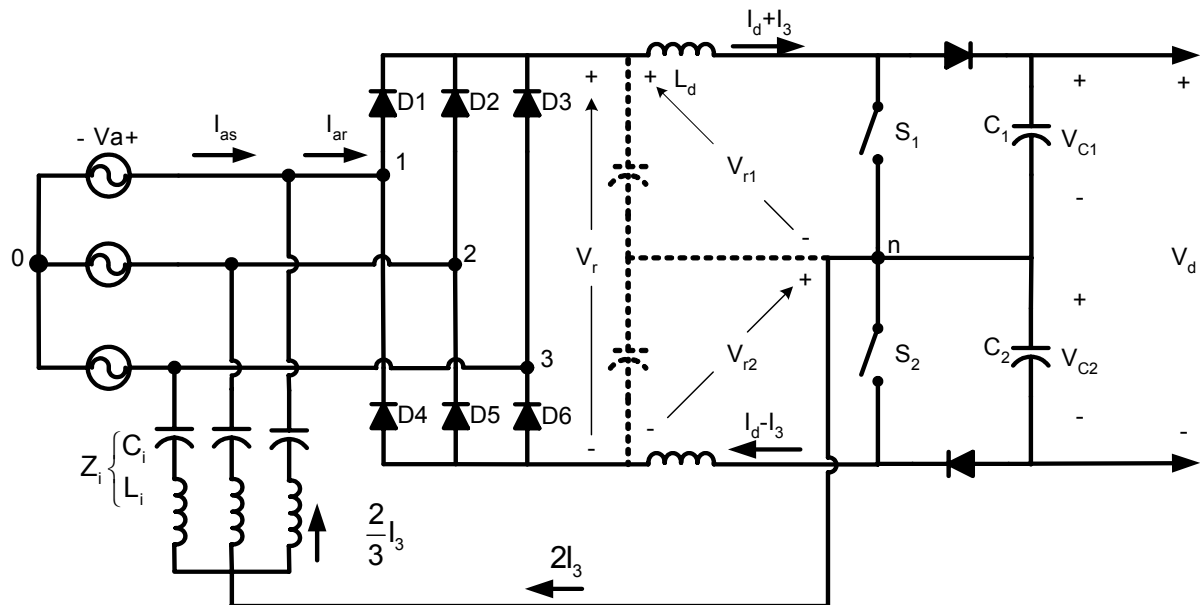


Fig. 3.1. Representação da primeira interface [2], [7].

O circuito apresentado na Fig. 3.1 mostra as correntes cc moduladas como $(I_d + I_3)$ e $(I_d - I_3)$ por meio de dois conversores Boost. A corrente modulada $2I_3$ é injetada no circuito de potência da ponte retificadora através de três ramos $L_i - C_i$. Para prover um caminho para a ondulação da corrente, utilizam-se pequenos capacitores entre a saída da ponte retificadora a diodos e o ponto médio n ou em paralelo com os ramos $L_i - C_i$ [7].

Cada ramo por onde se injeta a corrente de terceira harmônica é composto por uma impedância serie $L_i - C_i$, sintonizada com a frequência da terceira

harmônica. A corrente da terceira harmônica injetada é dividida igualmente entre os três ramos.

Outro ponto importante é que não há nenhuma componente da terceira harmônica na linha, I_{as} , porque a corrente de terceira harmônica em I_{ar} é exatamente igual às injetadas pela corrente da terceira harmônica ($2/3I_3$).

A tensão de entrada para os dois conversores Boost sempre tem de permanecer positiva para assegurar a operação adequada. A tensão do ponto central n do barramento cc é determinada em forma fasorial pela expressão (3.1).

$$\hat{V}_n = \frac{2}{3} \hat{Z}_i \hat{I}_3 \quad (3.1)$$

\hat{Z}_i é a impedância do ramo $L_i - C_i$, para frequência da terceira harmônica.

A corrente da terceira harmônica afeta as tensões de entrada e cada um dos conversores Boost. É importante limitar \hat{Z}_i para que cada ramo fique sintonizado com a frequência ω_n , perto de três vezes a frequência fundamental ω_0 . Porém, não deve ficar sintonizada exatamente na frequência da terceira harmônica. Caso contrário, uma pequena mudança em qualquer parâmetro do ramo pode causar um desequilíbrio nas correntes injetadas.

3.3. SEGUNDA TOPOLOGIA

A segunda topologia, proposta por Rastogi, Naik, Mohan, *et al.*, no ano 1993, é ilustrada na Fig. 3.2.

O circuito completo da interface com transformador estrela-triângulo para injeção de corrente mostra-se na Fig. 3.2. A corrente modulada é injetada no ponto neutro do enrolamento em estrela. A corrente modulada de terceira harmônica é dividida de forma igual entre as três fases, através da conexão estrela do transformador. A conexão do enrolamento secundário provê um caminho para a corrente de terceira harmônica (corrente de seqüência zero circulante). Então, a impedância da terceira harmônica tem como origem a indutância de magnetização do transformador, que é usualmente baixa.

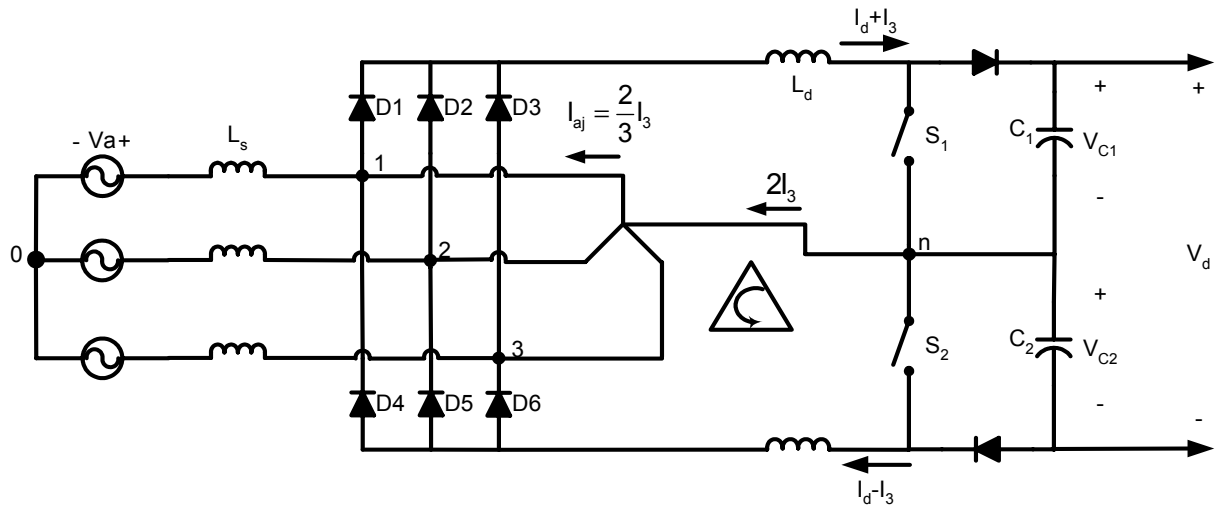


Fig. 3.2. Representação da segunda interface [9].

Para a tensão de freqüência fundamental, o transformador encontra-se em vazio, apenas a corrente magnetizante flui através do enrolamento conectado em estrela.

A potência do transformador estrela-triângulo é aproximadamente 40% do total da carga. A eliminação do enrolamento secundário na Fig. 3.2 reduz a quantidade de cobre e aço requerida. O transformador sem enrolamento triângulo pode se considerar como um sistema de três indutores acoplados [9].

3.4. TERCEIRA TOPOLOGIA

A terceira topologia, proposta por Kim, Prasad, Enjeti, *et al.*, no ano 1994, é ilustrada na Fig. 3.3.

A Fig. 3.3 apresenta um transformador estrela-triângulo conectado entre o circuito ca e a saída cc. O capacitor no circuito cc, provê um ponto médio para a saída cc V_0 . O secundário do transformador é conectado em triângulo, sem carga. A interconexão dos pontos **N** e **e** via o indutor L resulta na circulação da corrente " I_f " da terceira harmônica. O indutor L é do tipo de núcleo saturável, cujo valor pode regular a magnitude " I_f ".

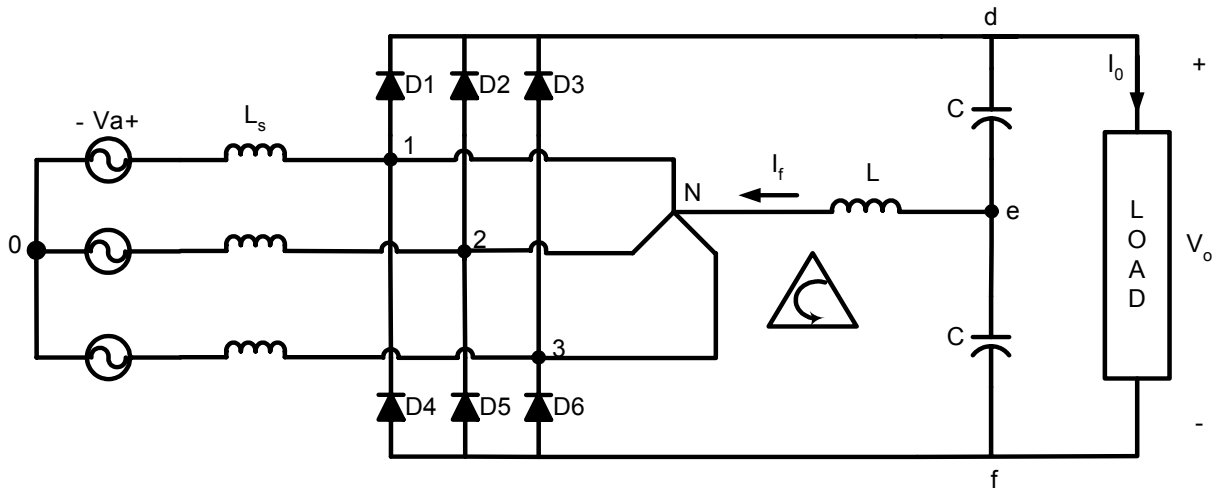


Fig. 3.3. Representação da terceira interface [11].

A corrente I_f é dividida igualmente nos três ramos do transformador. O fluxo de seqüência zero em cada ramo do transformador é unido, e a soma deve buscar um caminho através do ar ou do núcleo do transformador. Ambos apresentam alta relutância. Isso resulta em uma baixa impedância de excitação de seqüência zero. A impedância de dispersão de seqüência zero, porém, é aproximadamente a mesma que a impedância de seqüência positiva que também é baixa em um transformador típico. Então, a circulação da corrente da terceira harmônica " I_f " tem um caminho de baixa impedância através do transformador. Deve-se notar que o transformador consome uma corrente fundamental desprezível da fonte de entrada (dado que a conexão do secundário está sem carga). As correntes da terceira harmônica no primário são balanceadas pela corrente circulante no enrolamento triângulo.

3.5. QUARTA TOPOLOGIA

A quarta topologia, proposta por Naik, Rastogi e Mohan, no ano 1995, é ilustrada na Fig. 3.4.

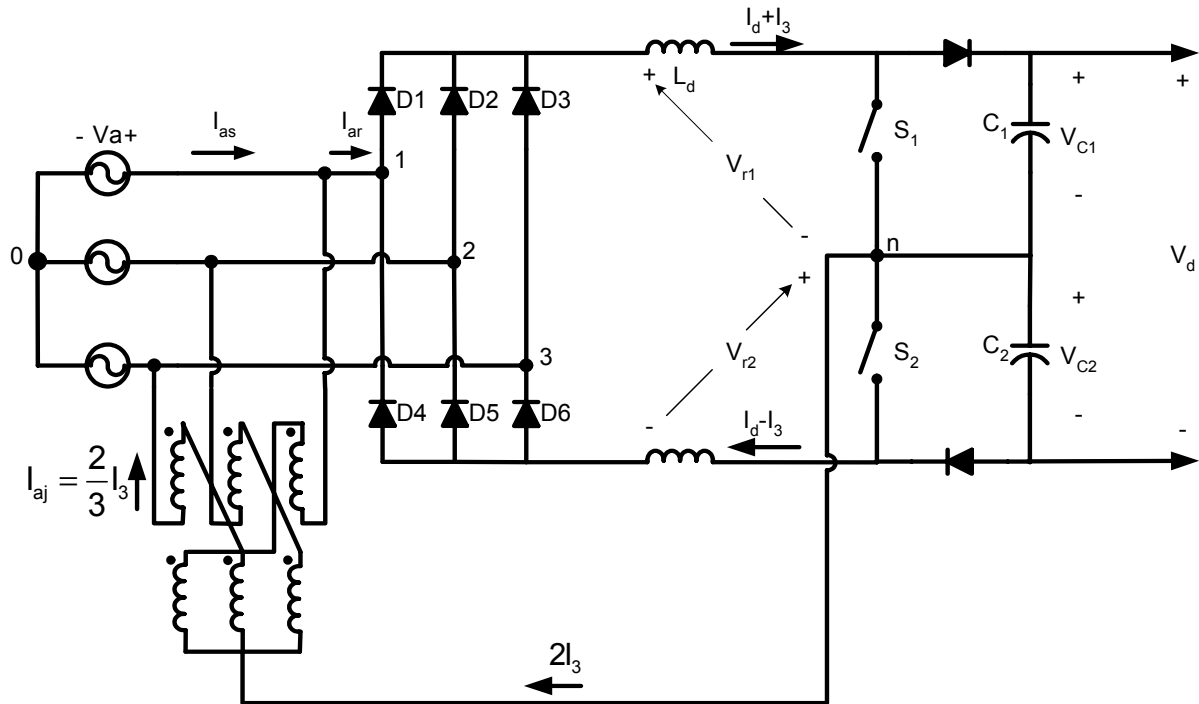


Fig. 3.4. Representação da quarta interface [8].

A Fig. 3.4 mostra a quarta topologia utilizada para injetar corrente de terceira harmônica em retificadores trifásicos a diodos. Esta consiste em dois estágios. O primeiro estágio é uma ponte retificadora trifásica a diodos. O segundo estágio consiste de dois conversores Boost que modulam a corrente no barramento cc, como $(I_d + I_3)$ e $(I_d - I_3)$ como mostra a Fig. 3.4. I_d é a componente cc da corrente e I_3 é a terceira harmônica de corrente modulada que flui pelos indutores.

A conexão zigzag apresenta alta impedância para a tensão de frequência fundamental e baixa impedância para a corrente da terceira harmônica (seqüência-zero).

A conexão estrela dos ramos $L_i - C_i$ da primeira topologia, utilizada para fazer circular a corrente da terceira harmônica através do estágio de potência, possui a desvantagem do emprego de ramos $L_i - C_i$ sintonizados, onde pode ocorrer uma condição de ressonância devido à interação entre as impedâncias das fontes e os ramos $L_i - C_i$. Essa possibilidade de ressonância é evitada utilizando um autotransformador zigzag para dividir a corrente de terceira harmônica. A razão é que o autotransformador zigzag é de alta impedância (magnetizante) para as tensões de seqüência positiva e negativa. Por essa razão,

torna-se um circuito aberto para essas componentes. Se a distorção da tensão resultante utilizada eleva o potencial do ponto médio n , na Fig. 3.4 com respeito ao ponto neutro, a corrente de seqüência zero flui devido a essa tensão. Subseqüentemente, a corrente no neutro do autotransformador zigzague é forçada a ser $2I_3$. Os dois fatores anteriores asseguram que o transformador zigzague, nessa aplicação, não resulte em uma condição de ressonância com a impedância empregada [8].

Por outro lado, tem-se uma redução no conteúdo harmônico da corrente de linha. O circuito mostrado na Fig. 3.4 tem a vantagem de prover regulação de tensão na saída.

3.6. QUINTA TOPOLOGIA

A quinta topologia, proposta por Pejović e Janda, no ano 1999, é ilustrada na Fig. 3.5.

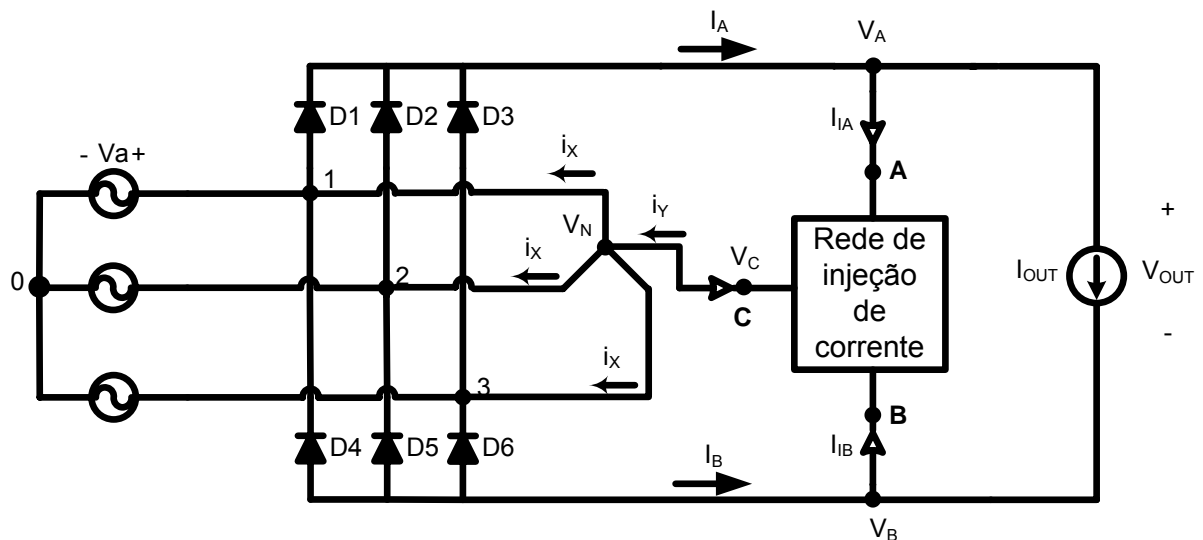


Fig. 3.5. Representação da quinta interface [10].

O retificador da Fig. 3.5 consiste de uma ponte retificadora a diodos, uma rede de injeção de corrente e um dispositivo de injeção de corrente. Considera-se a corrente da carga constante no tempo. A Fig. 3.6 mostra o circuito incluindo a rede de injeção de corrente, a qual consiste de um caminho para as harmônicas

de terceira ordem da freqüência de linha (C_{even} e R_2) e um caminho para as harmônicas ímpares da freqüência de linha ($C_{\text{odd A}}$, $C_{\text{odd B}}$, o transformador, e R_1).

A corrente i_{even} flui entre a saída dos terminais do retificador não afetando a corrente injetada i_Y . O capacitor C_{even} remove a componente cc da tensão de saída do resistor R_2 e sua capacidade é irrelevante dado que as variações de tensão são pequenas comparadas à tensão de saída ca. O resistor R_2 é colocado para controlar a magnitude de i_{even} .

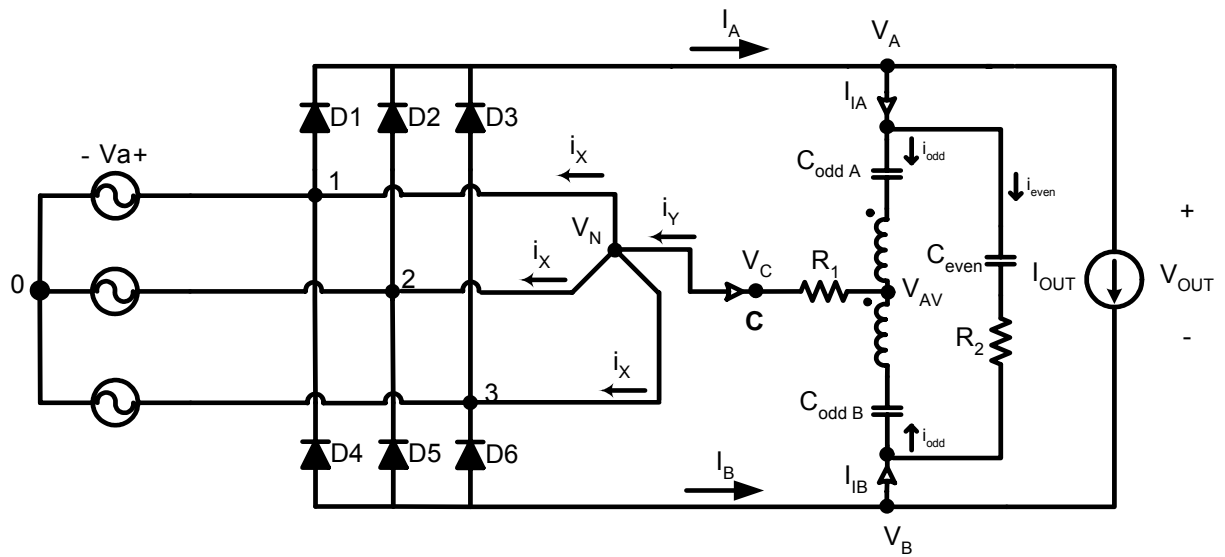


Fig. 3.6. Circuito com rede de injeção de corrente.

Para se obter a corrente i_Y , é construído um circuito para a circulação das harmônicas ímpares múltiplos de três da freqüência da rede. O circuito consiste de dois capacitores, $C_{\text{odd A}}$ e $C_{\text{odd B}}$, um transformador e um resistor R_1 . Os capacitores são utilizados para remover a componente cc da tensão de saída dos terminais do retificador e suas capacitâncias são irrelevantes dado que as variações de tensão são pequenas comparadas a componente ca de V_A e V_B . O transformador é utilizado para prover uma tensão, V_{AV} , igual ao valor médio de V_A e V_B . A razão de transformação é 1:1, resultando na mesma corrente no primário e secundário. O resistor R_1 é utilizado para controlar a magnitude de i_Y .

Para reduzir o tamanho do circuito têm-se duas variações da rede de injeção de corrente apresentada na Fig. 3.5.

Na primeira variação, apresentada na Fig. 3.7, em comparação com a Fig. 3.6, o capacitor C_{even} é omitido e essa função é transferida aos capacitores

C_A e C_B . Dessa maneira, o número de elementos é reduzido, podendo ter um aumento leve da corrente que flui pelos capacitores.

Outra modificação da rede de injeção de corrente é apresentada na Fig. 3.8. No lugar de um resistor R_1 , são utilizadas três resistências as quais podem ser convenientes para retificadores de alta potência. Essa estrutura também é útil para modelar perdas no transformador e o dispositivo de injeção de corrente. O parâmetro “a” está na faixa de $0 \leq a \leq 1$.

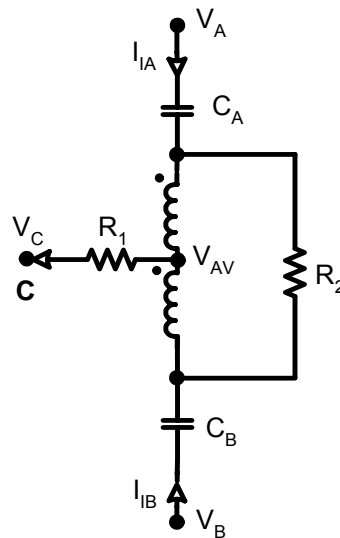


Fig. 3.7. Rede de injeção de corrente utilizando dois capacitores [10].

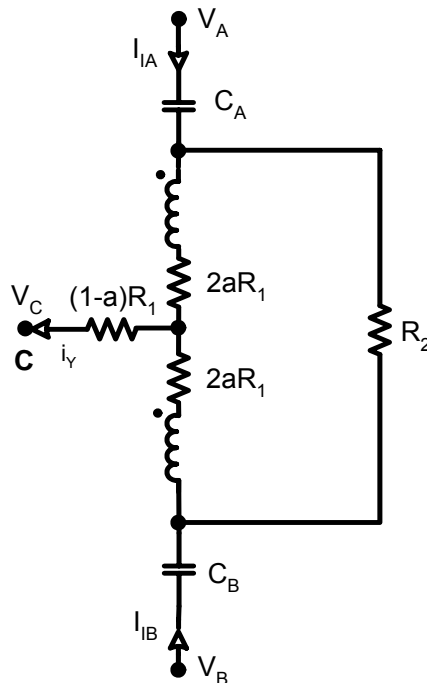


Fig. 3.8. Rede de injeção de corrente modificada utilizando dois capacitores [10].

3.7. CONCLUSÕES

As topologias apresentadas utilizam o método de injeção de terceira harmônica em pontes retificadoras trifásicas a diodos para reduzir o conteúdo harmônico gerado por essas. As características mais relevantes são: buscar uma forma de dividir a corrente de terceira harmônica injetada na entrada da ponte retificadora, a utilização reduzida de dispositivos semicondutores e o controle da tensão na saída. O método mais utilizado para dividir a corrente de terceira harmônica é a utilização de transformadores trifásicos com baixa impedância de seqüência zero. Para obter controle na tensão de saída é preciso utilizar um número maior de semicondutores com o qual a topologia encarece seu custo.

CAPITULO 4

DESCRIÇÃO DA TOPOLOGIA PROPOSTA

4.1. INTRODUÇÃO

Procurando uma nova interface que diminua o conteúdo harmônico provocado pelas pontes retificadoras trifásicas a diodos e que utilizem um número reduzido de semicondutores, emprega-se a idéia geral proposta por Enjeti [12], adicionando um transformador e um par de IGBT'S comandados a dois níveis, (IGBT'S são modelados como interruptores ideais para simplificar a análise) como mostram as Fig. 4.1.a e Fig. 4.1.b.

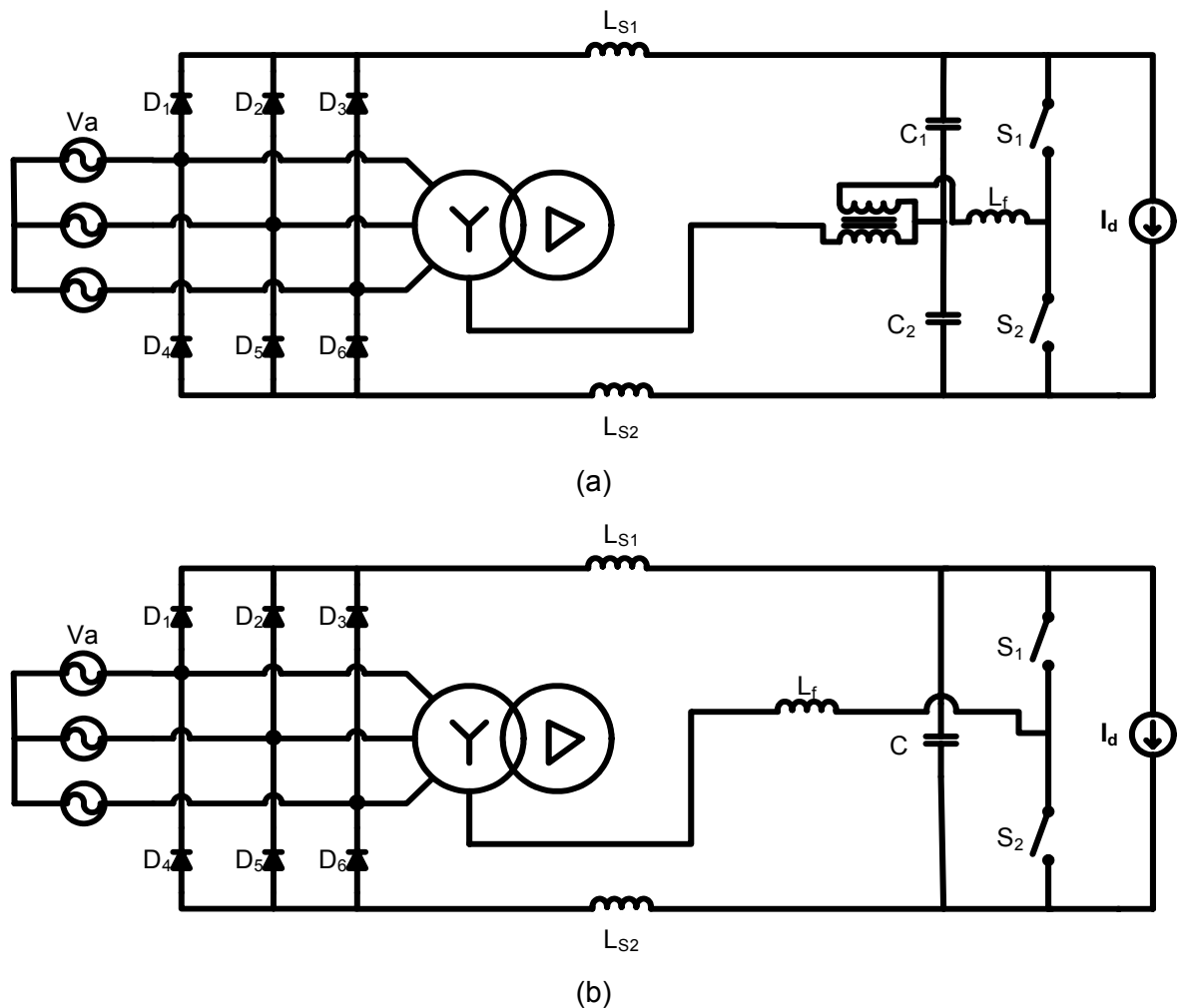


Fig. 4.1. Circuitos da topologia proposta (a) com transformador e (b) sem transformador.

A idéia geral é diminuir o conteúdo harmônico que a ponte retificadora gera para a rede elétrica, sem alterar a topologia do retificador. Neste capítulo mostra-se a operação da topologia com ajuda de simulador.

4.2. DESCRIÇÃO DO CIRCUITO E TOPOLOGIA

O circuito da Fig. 4.1.a mostra um par de capacitores C_1 e C_2 que tem as funções de permitirem a circulação da componente alternada da corrente e diminuir a ondulação da tensão na carga. As correntes I_d e I_{3h} são, respectivamente, a corrente de carga e a corrente da terceira harmônica. A tensão da carga tem uma ondulação de seis vezes a frequência da rede e os capacitores C_1 e C_2 permitem dividir essa ondulação em três vezes a frequência da rede em cada um deles. O indutor L_f atua como um filtro para a corrente da terceira harmônica. O transformador permite controlar a magnitude da corrente da terceira harmônica que é injetada no circuito de potência, bem como diminuir os esforços nos interruptores. O transformador trifásico permite distribuir a corrente em três partes iguais, através da conexão estrela. A conexão estrela-triângulo apresenta alta impedância para a frequência da rede e baixa impedância para a componente de terceira harmônica. A corrente de terceira harmônica que circula pelo neutro do transformador é distribuída pelas fases (Lei de Kirchhoff de correntes) e o secundário do transformador é conectado em triângulo, sem carga.

A operação do circuito da Fig. 4.1.b é similar ao circuito da Fig. 4.1.a, em que somente foi eliminado o transformador e os capacitores C_1 e C_2 seriam reduzidos a um só capacitor C . A análise será feita para a topologia da Fig. 4.1.a, sendo esta a que tem mais elementos. Como o transformador somente representa um ganho para as variáveis elétricas, a eliminação desse não altera o comportamento das equações e a operação do circuito em geral.

Os interruptores são controlados por um circuito de controle apresentado na Fig. 4.3. Da Fig. 4.2 são registrados os valores de I_d e $2I_{3h}$ os quais são necessários para realizar o controle dos interruptores.

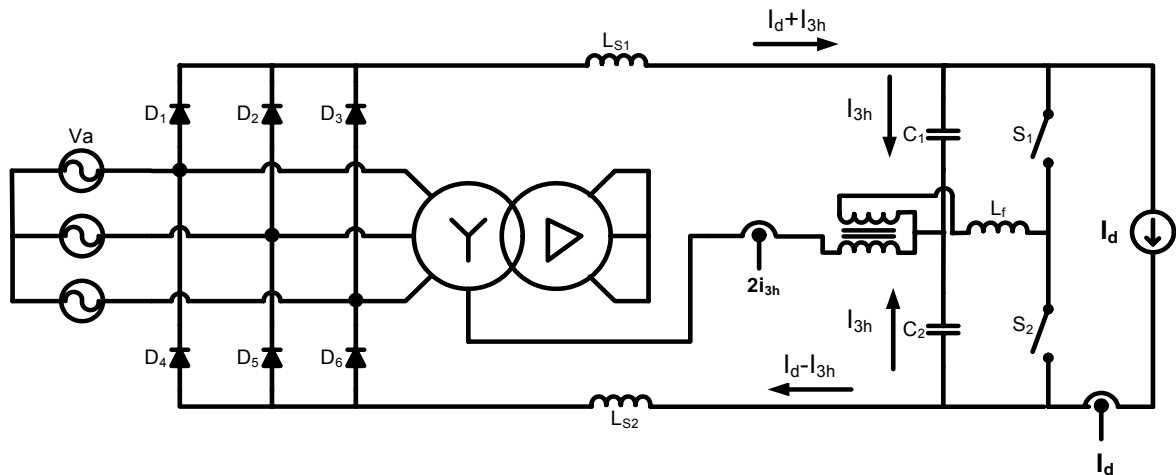


Fig. 4.2. Circuito empregado, com sensores de corrente.

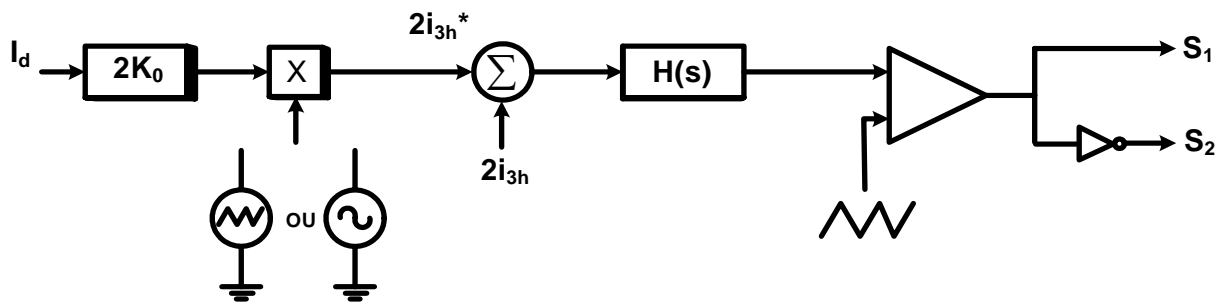


Fig. 4.3. Diagrama de Blocos do controle dos interruptores.

O diagrama de blocos da Fig. 4.3 mostra a corrente I_d multiplicada pela constante K_0 a qual representa a relação da corrente de carga com a corrente da terceira harmônica [1], considerando as primeiras 49 harmônicas $K_0 \approx 0,74$. $2K_0$ representa a amplitude da referência. A referência pode ser triangular ou senoidal com uma frequência de três vezes a frequência da rede e deve estar em sincronismo com a tensão da fase a da rede elétrica. Essa é comparada com a corrente que circula pelo neutro do transformador Trifásico ($2i_{3h}$). O erro gerado é multiplicado por $H(s)$, função de transferência do controle, a qual é comparada com um sinal triangular para gerar o comando dos interruptores S_1 e S_2 .

4.3. ETAPAS DE OPERAÇÃO DO CIRCUITO

As Fig. 4.4 à Fig. 4.9 mostram a operação do circuito da ponte retificadora trifásica a diodos. Cada etapa tem chaveamento de S_1 e S_2 comandado pelo circuito da Fig. 4.3, em dois níveis.

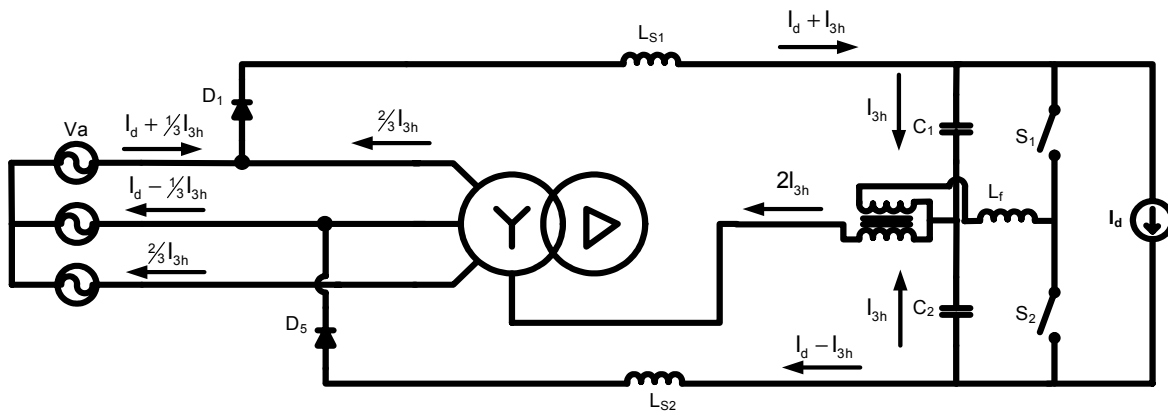


Fig. 4.4. Primeira etapa de operação do circuito.

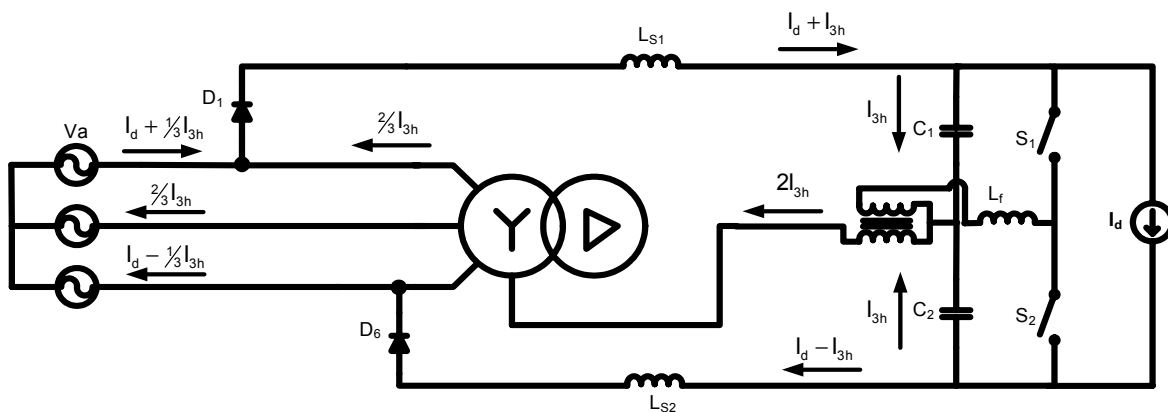


Fig. 4.5. Segunda etapa de operação do circuito.

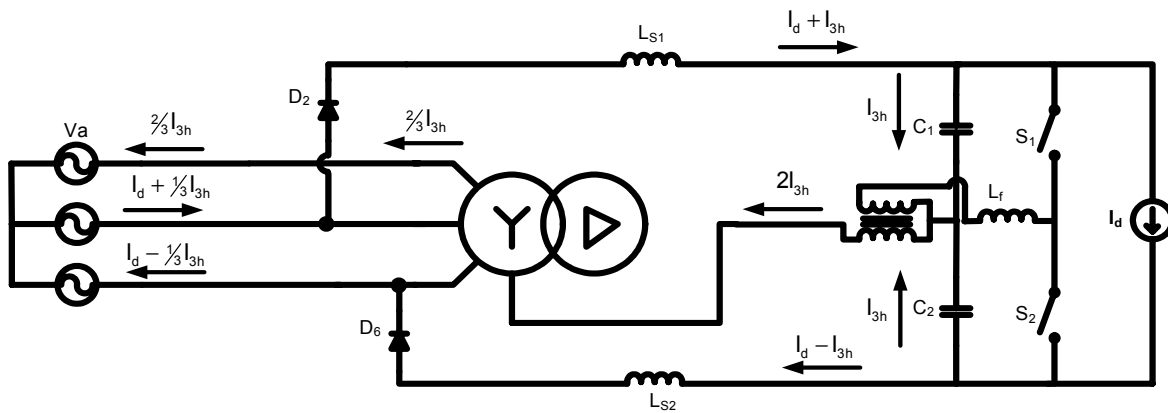


Fig. 4.6. Terceira etapa de operação do circuito.

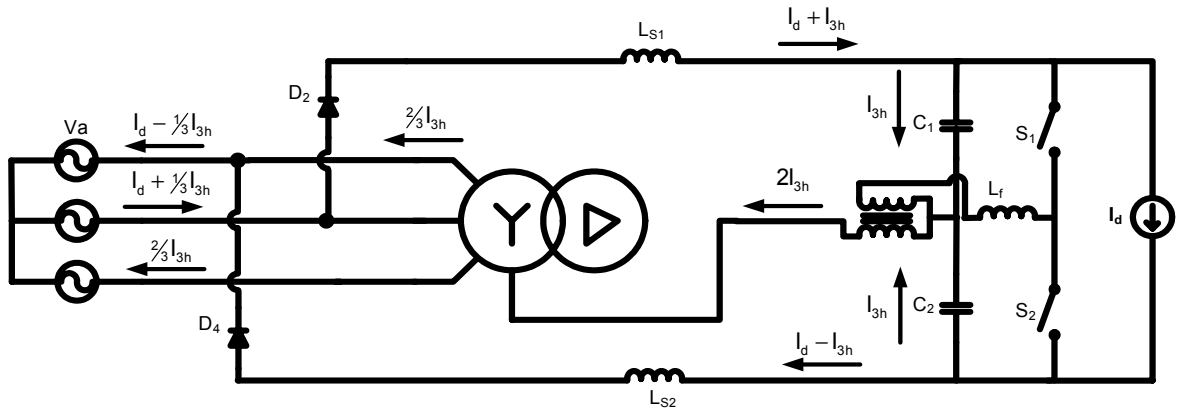


Fig. 4.7. Quarta etapa de operação do circuito.

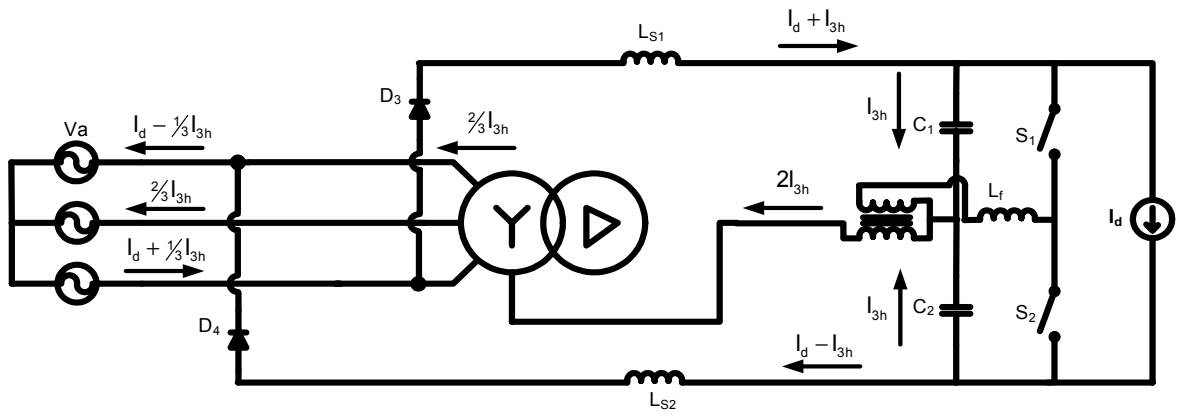


Fig. 4.8. Quinta etapa de operação do circuito.

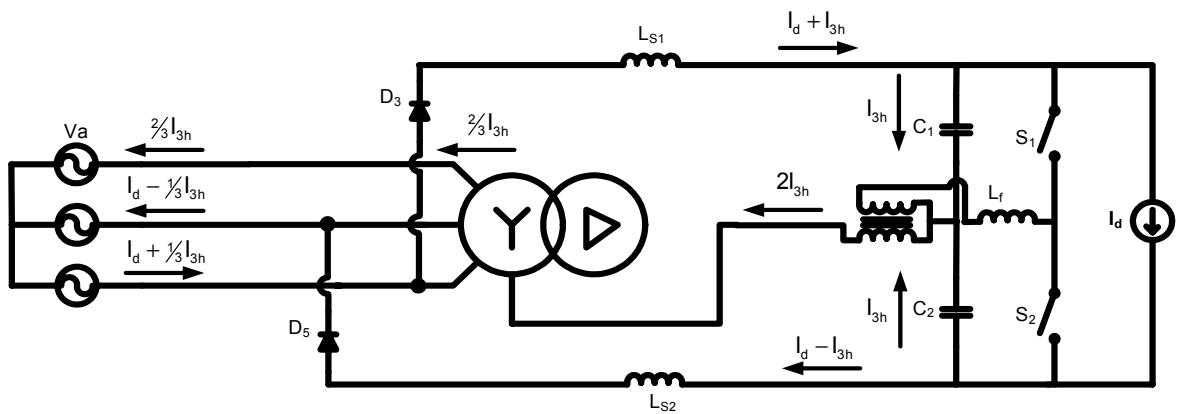


Fig. 4.9. Sexta etapa de operação do circuito.

4.4. PROJETO PARA SIMULAÇÃO

Para comprovar o funcionamento da topologia proposta, por meio de simulação, empregam-se os seguintes parâmetros elétricos: ver Fig. 4.2.

- Indutores $L_{s1} = L_{s2} = 2\text{mH}$, com uma resistência em série de 0.1Ω .
- Capacitores $C_1 = C_2 = 50 \mu\text{F}$.
- Indutor $L_f = 3 \text{mH}$.
- Transformador monofásico com razão 2:1
- Transformador Trifásico com razão 1:1
- Tensão de entrada 311 Volt-pico.
- Potência de 20kW.

4.5. FUNCIONAMENTO DO CIRCUITO ATRAVÉS DA SIMULAÇÃO

São utilizados os parâmetros do item 4.4 para realizar duas simulações. A primeira simulação é ideal, sem considerar a interface. A segunda inclui a topologia proposta no ponto 4.2. Nesse caso, emprega-se a referência de corrente como dente de serra. A resposta com referência senoidal apresenta um resultado similar.

A Fig. 4.10 apresenta as correntes de entrada à ponte retificadora. Pode-se observar como é corrigida a forma da corrente ao incluir a interface.

A Fig. 4.11 mostra o espectro harmônico da corrente da fase A, com e sem interface. Inclui-se também um zoom, para observar melhor o conteúdo harmônico dessa.

É possível observar na Fig. 4.10 e Fig. 4.11 que a interface opera, melhorando a forma da corrente de entrada e diminuindo o conteúdo harmônico da corrente injetada na rede.

A Fig. 4.12 apresenta a tensão na carga e nos capacitores C_1 e C_2 . A Fig. 4.13 apresenta a corrente pelo neutro do transformador trifásico e pelos capacitores C_1 e C_2 . A Fig. 4.14 mostra a corrente pelos indutores.

A Fig. 4.15 mostra as correntes na carga, pelo neutro do transformador trifásico e a injetada na fase A do circuito de potência. A Fig. 4.16 apresenta as tensões e correntes, nas três fases da alimentação elétrica.

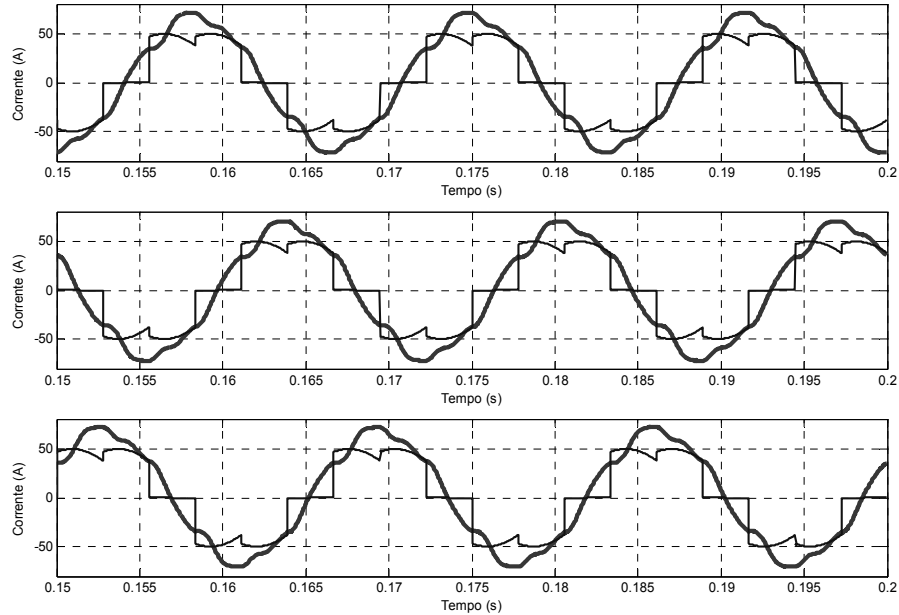


Fig. 4.10. Correntes com interface e sem interface, nas três fases da entrada da ponte retificadora a diodos.

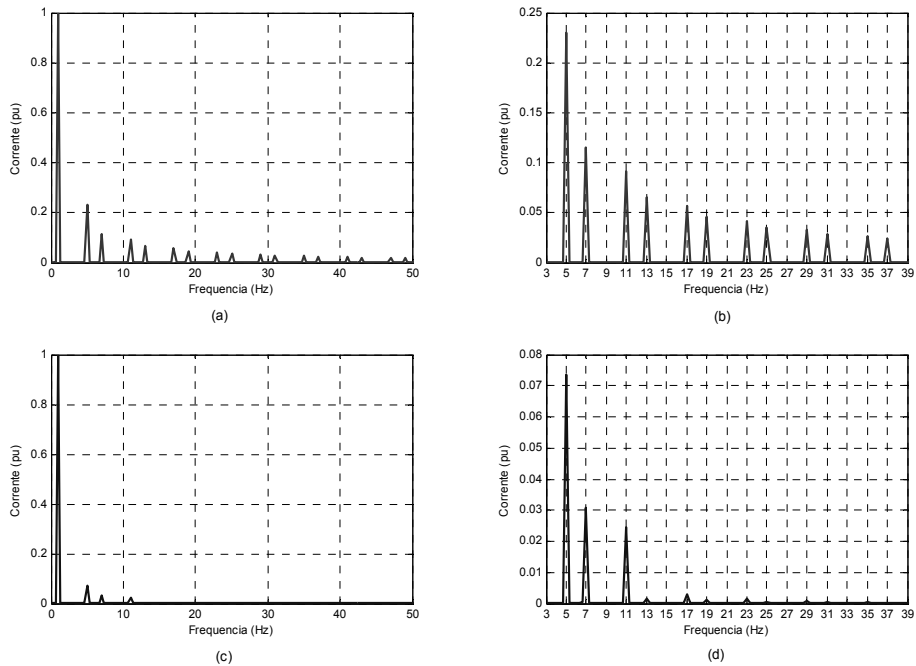


Fig. 4.11. Espectro harmônico da corrente da fase A, (a) sem interface, (b) zoom (a), (c) com interface, (d) zoom (c).

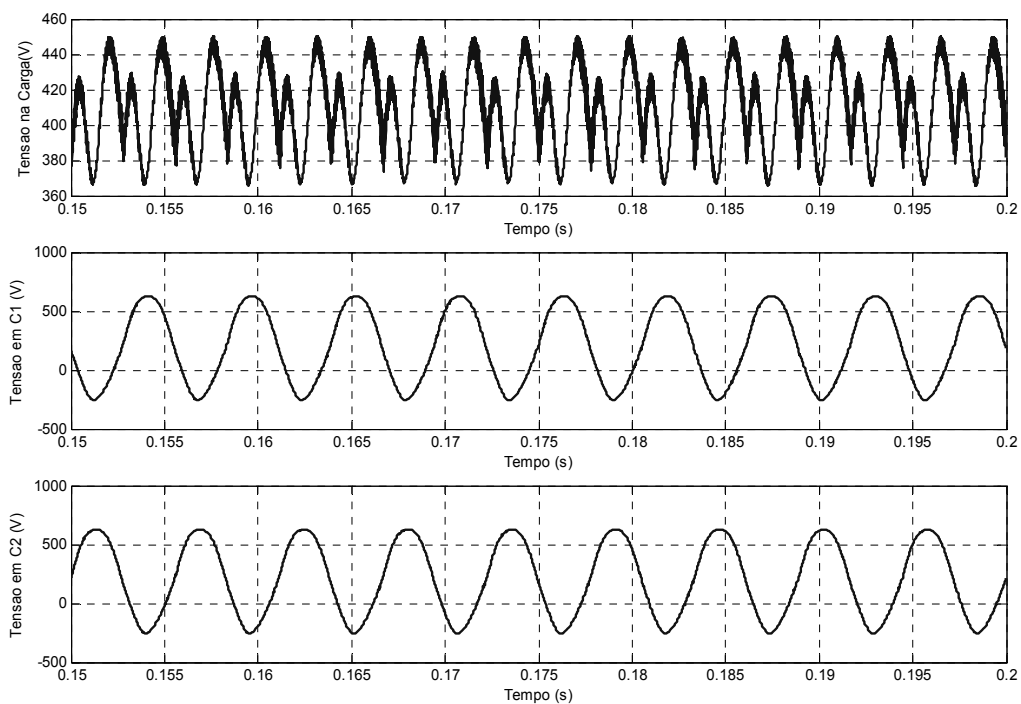


Fig. 4.12. Tensões na carga e nos capacitores.

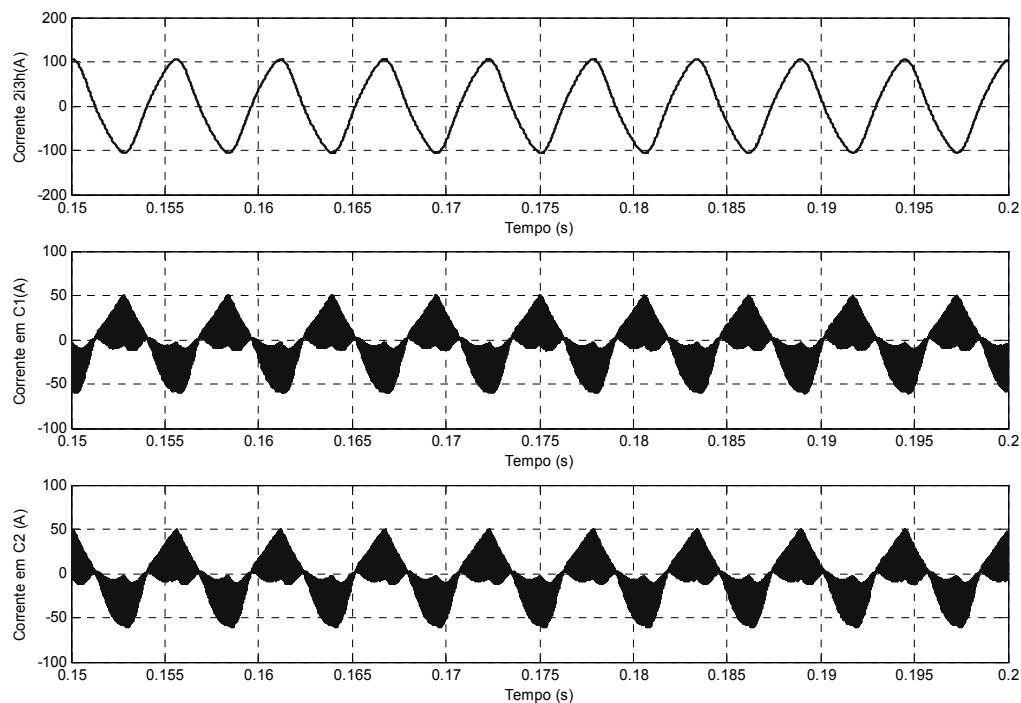


Fig. 4.13. Correntes na saída do transformador monofásico e nos capacitores C_1 e C_2 .

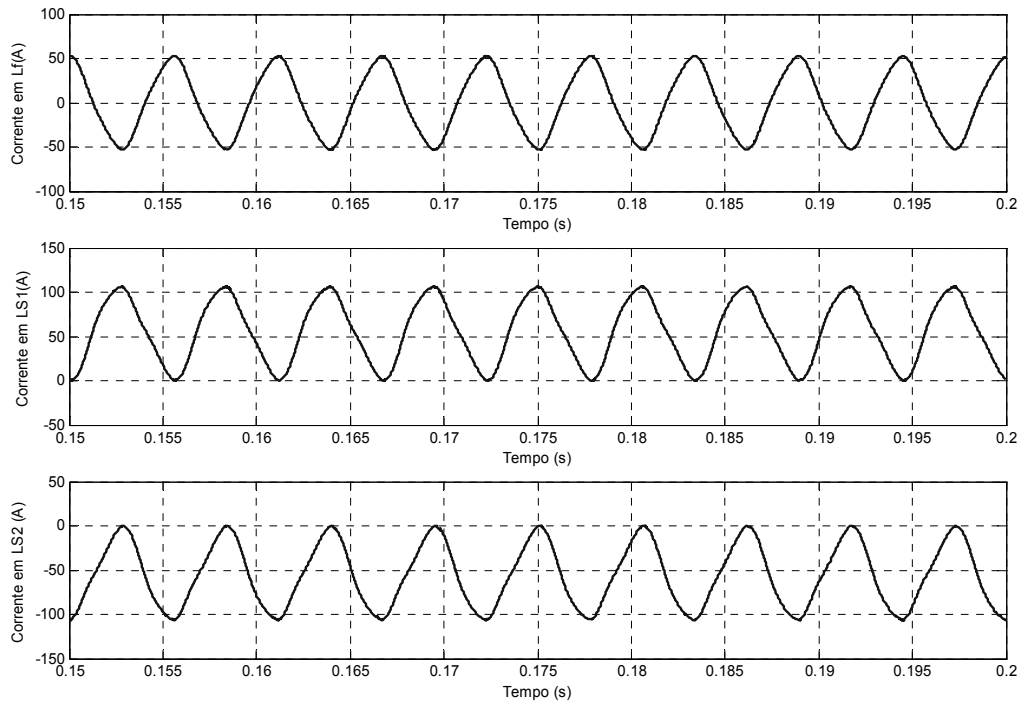


Fig. 4.14. Correntes nos indutores.

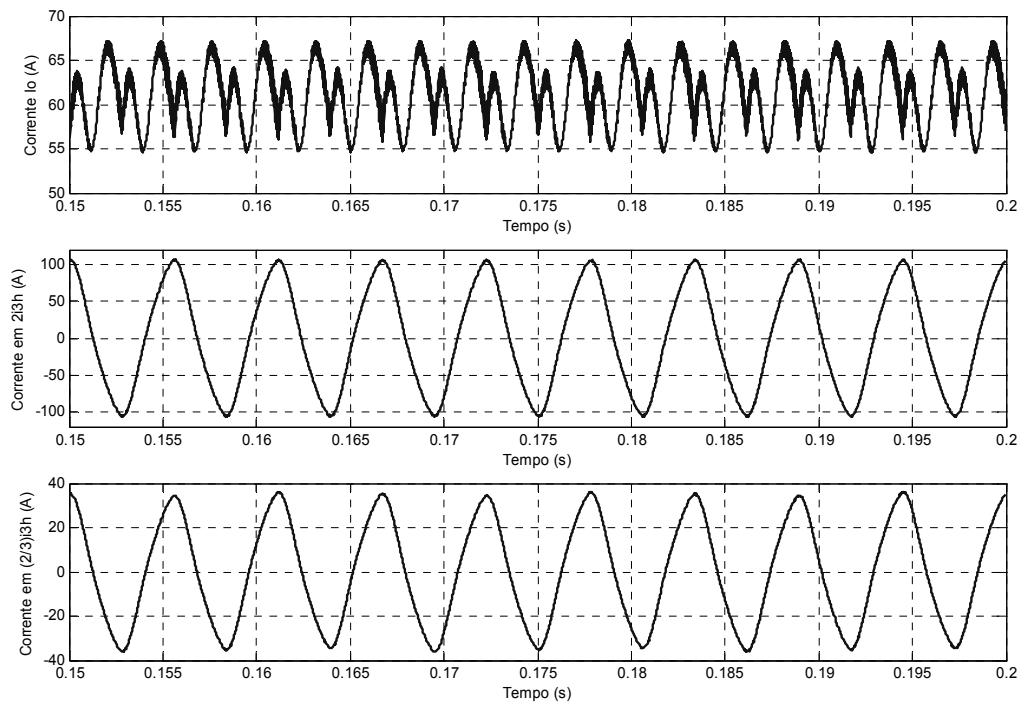


Fig. 4.15. Correntes de carga pelo neutro e corrente injetada na fase A do circuito de potência.

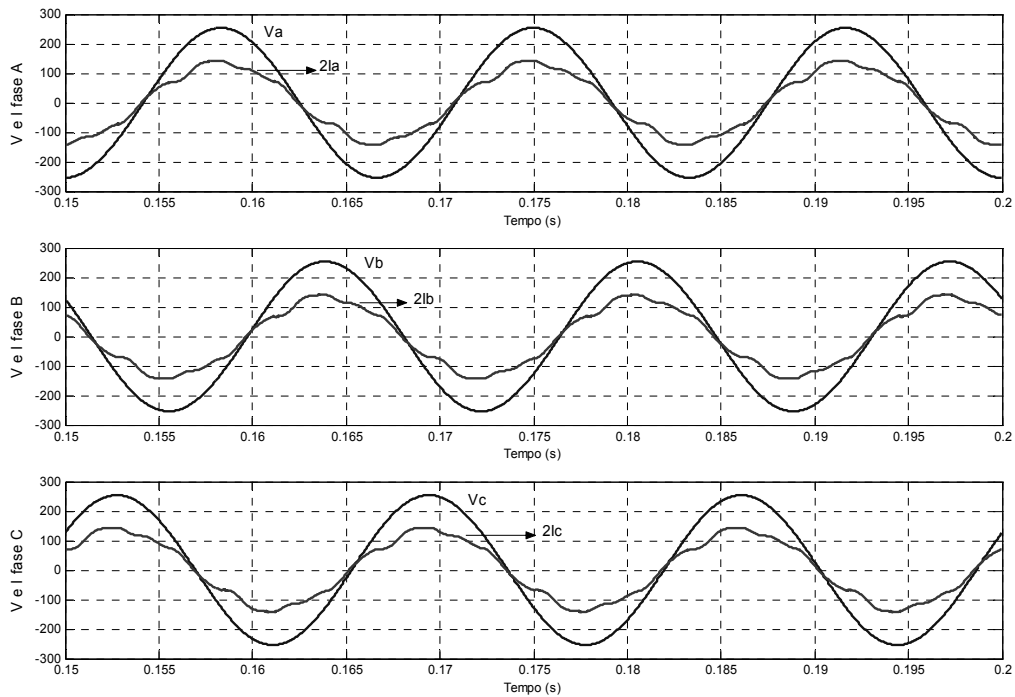


Fig. 4.16. Tensões e correntes de entrada da ponte retificadora.

Na Fig. 4.12, pode-se observar que a frequência da ondulação de tensão na carga é o dobro da tensão em cada capacitor, para esse exemplo, a frequência da carga é 360 Hertz e dos capacitores é 180 Hertz.

A Fig. 4.13 mostra como a componente média da corrente dos capacitores é zero. A corrente pelo neutro do transformador trifásico é comparada com a referência para gerar o comando dos interruptores.

4.6. CONCLUSÕES

Da análise feita pela simulação é possível extrair as conclusões seguintes:

- ✓ Neste capítulo foi proposta uma nova topologia para melhorar a forma de onda das correntes de entrada nas pontes retificadoras trifásicas a diodos, apresentando duas variações dessa. A análise foi feita para uma delas dado que a outra opera de forma similar. A topologia apresentada reúne as seguintes características:

- Diminuição do conteúdo harmônico da corrente de entrada da ponte retificadora trifásica a diodos.
 - Operação dos interruptores em alta frequência com uma moduladora em baixa frequência em 180 Hz.
 - Transformador monofásico de baixa frequência no circuito da interface para ajustar a magnitude da corrente de terceira harmônica e diminuir os esforços nos semicondutores.
- ✓ O controle proposto neste capítulo é proporcional para poder obter uma resposta rápida e demonstrar o funcionamento da topologia proposta.

CAPITULO 5

CONTROLE E SIMULAÇÃO DA INTERFACE.

5.1. INTRODUÇÃO

Na realização de qualquer estudo feito em engenharia, que precise efetuar o controle de alguma variável, é necessária a função de transferência da planta, a qual deve representar de forma mais realista possível o sistema a ser controlado.

Esta deve apresentar as variáveis envolvidas no sistema ao ocorrer alguma perturbação. Neste caso, a perturbação é provocada na razão cíclica dos interruptores e a variável a controlar é a corrente que é injetada ao neutro do transformador trifásico. A função procurada para essa condição deve representar o sistema quando acontece alguma perturbação na razão cíclica. Em caso de necessitar analisar outra perturbação, deve-se comprovar se a função representa o sistema em estudo, do contrário, deve-se calcular novamente a função de transferência da planta para um novo tipo de perturbação.

Neste capítulo calcula-se a função de transferência do sistema e projeta-se o controle a ser utilizado. Além disso, simula-se e comenta-se a interface com um inversor como carga.

5.2. CÁLCULO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DA INTERFACE

O circuito utilizado para iniciar a análise é representado na Fig. 5.1.

Para iniciar a análise, realizam-se algumas simplificações. A primeira será substituir os diodos por interruptores comandados os quais operam a cada 60° . Dessa maneira, a corrente de carga pode ser retirada da referida análise. Portanto, somente a corrente da terceira harmônica circula por eles. Isso significa que $I_0=0$ e I_3 circulam pelos indutores L_{s1} e L_{s2} .

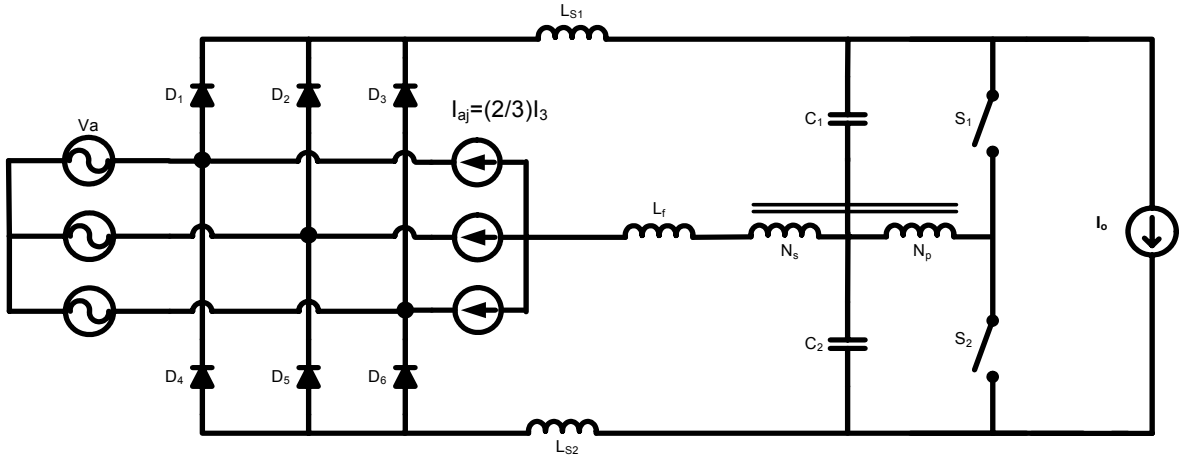


Fig. 5.1. Circuito empregado na análise.

Logo o esquema apresentado na Fig. 5.1 é simplificado e mostrado na Fig. 5.2.

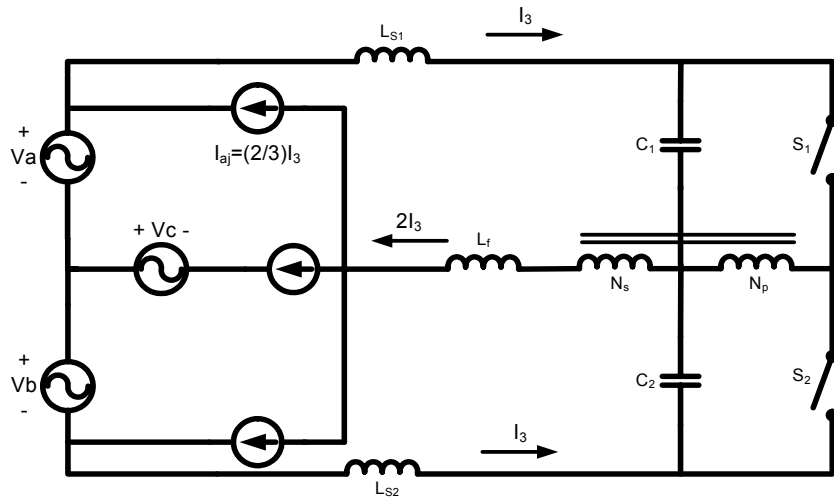


Fig. 5.2. Representação da Fig. 5.1 depois de realizadas as simplificações.

A segunda simplificação é considerar um ângulo de 30°, dessa forma, as tensões de entrada são representadas pelas equações (5.1), (5.2) e (5.3).

$$V_a(t) = V_{pk} \cos(\omega t) = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{pk} \tag{5.1}$$

$$V_b(t) = V_{pk} \cos(\omega t + 120) = -\frac{\sqrt{3}}{2} V_{pk} \tag{5.2}$$

$$V_c(t) = V_{pk} \cos(\omega t - 120) = 0 \tag{5.3}$$

Depois da segunda simplificação o circuito da Fig. 5.2 é representado na Fig. 5.3.

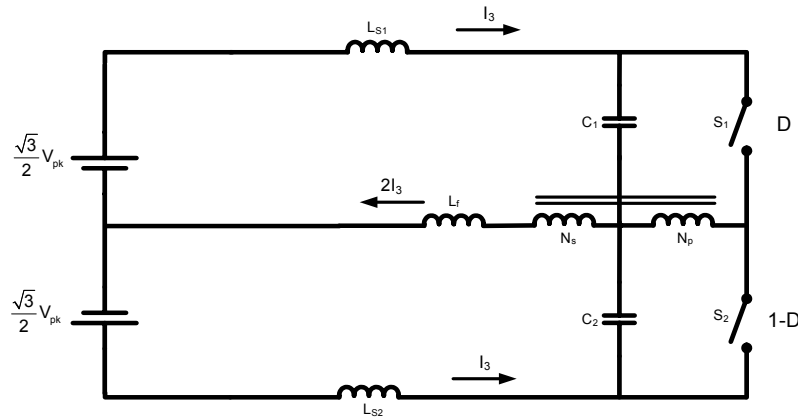


Fig. 5.3. Circuito representativo considerando $\omega t = 30^\circ$.

Considerando uma razão cíclica do interruptor S_1 igual a D e do interruptor S_2 igual a $(1-D)$. As tensões nos enrolamentos primário e secundário do transformador são dadas pelas equações (5.4) e (5.5).

$$V_{pT(D)} = DV_{C1} \quad (5.4)$$

$$V_{pT(1-D)} = -(1-D)V_{C2} \quad (5.5)$$

Efetuando a análise para um período de comutação, as tensões no primário e secundário do transformador são representadas pelas equações (5.6) e (5.7).

$$V_p = DV_{C1} - (1-D)V_{C2} \quad (5.6)$$

$$V_s = \frac{N_s}{N_p} \cdot [DV_{C1} - (1-D)V_{C2}] \quad (5.7)$$

Portanto, o transformador pode ser representado por uma fonte de tensão em função da razão cíclica, como mostra a Fig. 5.4.

Considerando-se uma perturbação na corrente do indutor L_f , essa provoca uma queda de tensão aproximadamente igual nos indutores L_{S1} e L_{S2} , o que indica que a variação na tensão nos capacitores é mínima. Com isso, é possível descartar as fontes e capacitores da Fig. 5.4.

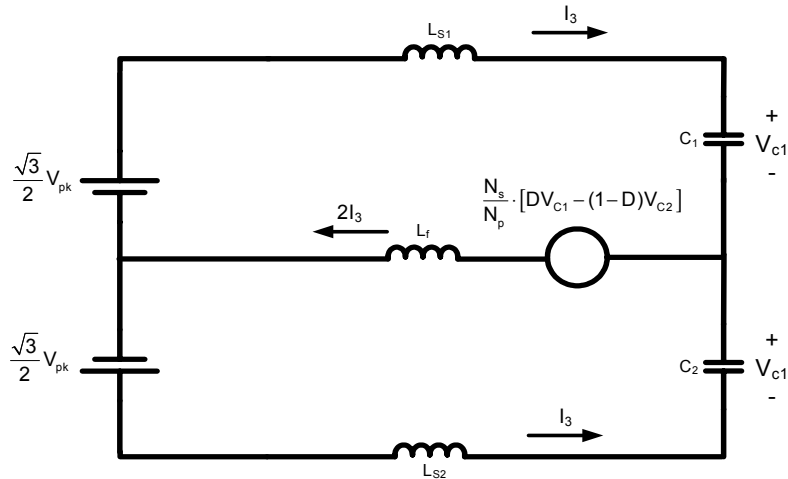


Fig. 5.4. Simplificação dos interruptores e transformador.

A Fig. 5.5 mostra o circuito utilizado para simular perturbações, considerando $C_1=C_2$ temos então que:

$$V_{C1} = V_{C2} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{N_s}{N_p} V_{pk} \tag{5.8}$$

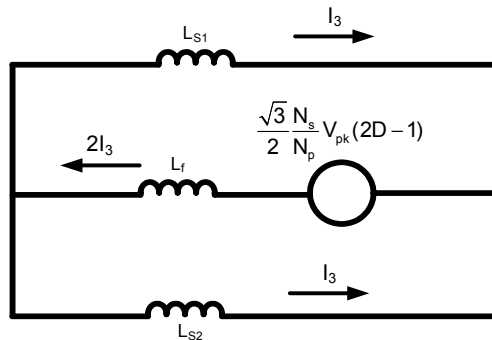


Fig. 5.5. Circuito para perturbação sem variação nos capacitores.

Os indutores de entrada L_{S1} e L_{S2} também são iguais, então a Fig. 5.5 pode ser simplificada. A Fig. 5.6 apresenta essa simplificação.

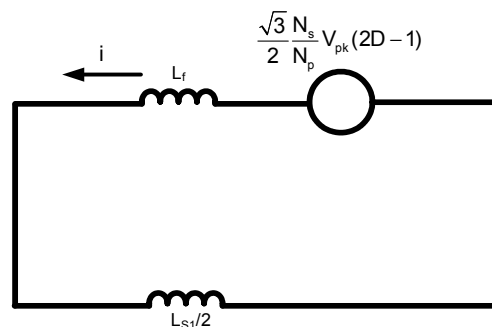


Fig. 5.6. Circuito empregado para o cálculo da função de transferência.

Aplicando a lei das tensões de Kirchhoff, pode-se obter:

$$\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{N_s}{N_p} V_{pk} (2D - 1) = \left(L_f + \frac{L_{S1}}{2} \right) \frac{di}{dt} \quad (5.9)$$

Provocando uma perturbação na razão cíclica e na corrente do filtro L_f , a equação (5.9) é substituída pela equação (5.10).

$$\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{N_s}{N_p} V_{pk} (2D - 1 + 2\Delta d) = \left(L_f + \frac{L_{S1}}{2} \right) \frac{d(i + \Delta i)}{dt} \quad (5.10)$$

A equação (5.11) mostra somente as variáveis que contêm perturbações.

$$\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{N_s}{N_p} V_{pk} (2\Delta d) = \left(L_f + \frac{L_{S1}}{2} \right) \frac{d(\Delta i)}{dt} \quad (5.11)$$

Aplicando Transformada de Laplace na equação (5.11), tem-se:

$$\sqrt{3} \frac{N_s}{N_p} V_{pk}(s) \Delta d(s) = \left(L_f + \frac{L_{S1}}{2} \right) s \Delta i(s) \quad (5.12)$$

$$\boxed{\frac{\Delta i(s)}{\Delta d(s)} = \frac{\sqrt{3} \frac{N_s}{N_p} V_{pk}(s)}{\left(L_f + \frac{L_{S1}}{2} \right) s}} \quad (5.13)$$

A equação (5.13) representa a função de transferência da planta com a interface para uma variação da corrente no indutor em função da razão cíclica. Essa é de primeira ordem, o que simplifica muito o controle a ser utilizado.

Se o indutor de filtragem encontra-se entre os capacitores e as chaves, a indutância somente será afetada pela razão de transformação como demonstra a equação (5.13), a qual é representada da seguinte forma:

$$\frac{\Delta i(s)}{\Delta d(s)} = \frac{\sqrt{3} \frac{N_s}{N_p} V_{pk}(s)}{\left(\left(\frac{N_s}{N_p} \right)^2 L_f + \frac{L_{s1}}{2} \right) s} \quad (5.14)$$

5.3. ANÁLISE DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA E CONTROLE

Para realizar a análise da função de transferência e projetar o controlador, empregam-se os parâmetros elétricos do circuito do capítulo anterior, os quais são:

- $N_p=2$;
- $N_s=1$;
- $V_{pk}=311 \text{ V}$;
- $L_f=3 \text{ mH}$;
- $L_{s1}=2 \text{ mH}$.

Portanto, a equação (5.13) torna-se:

$$\frac{\Delta i(s)}{\Delta d(s)} = G(s) = \frac{\sqrt{3} \frac{N_s}{N_p} V_{pk}(s)}{\left(L_f + \frac{L_{s1}}{2} \right) s} = \frac{67333,5}{s} \quad (5.15)$$

Na equação (5.15) pode-se observar que a função de transferência da planta é um integrador puro, o que garante erro nulo.

O diagrama de Bode, da função de transferência da planta, está representado pela equação (5.15) e também pela Fig. 5.7.

A Fig. 5.8 mostra o lugar das raízes e o diagrama de Bode para a função de transferência da planta incluindo o controle proporcional.

Dado que a função de transferência da planta é modelada por uma equação de primeira ordem, a qual já possui um integrador, somente é necessário utilizar um controle proporcional. Dessa forma, pode-se variar a velocidade de

reposta ajustando apenas o ganho do controlador. Considera-se como ganho $K=0,3$. A resposta no tempo, em malha fechada, para esse controlador é apresentada na Fig. 5.9.

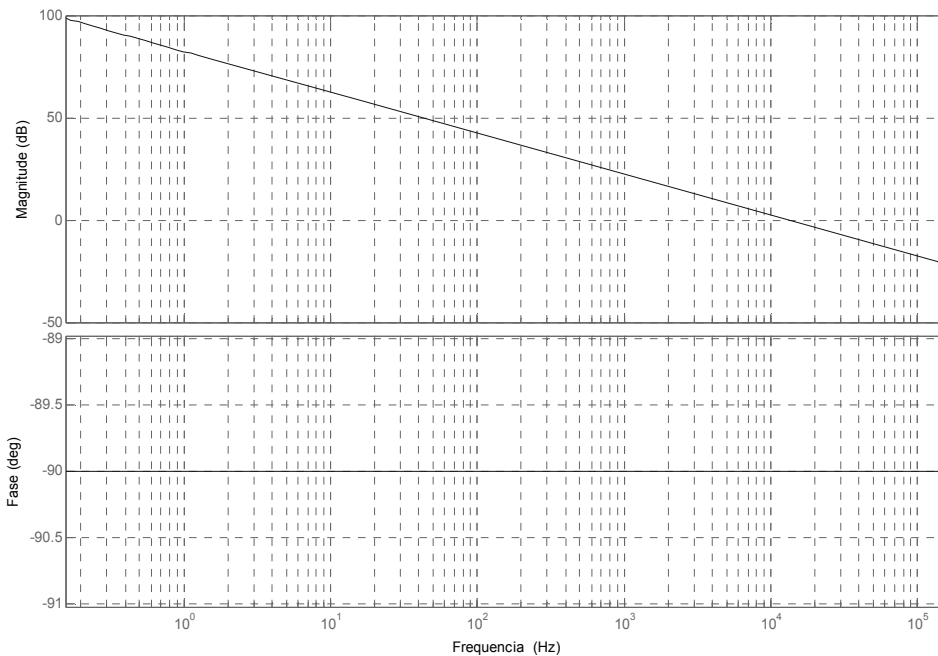


Fig. 5.7. Diagrama de Bode da planta.

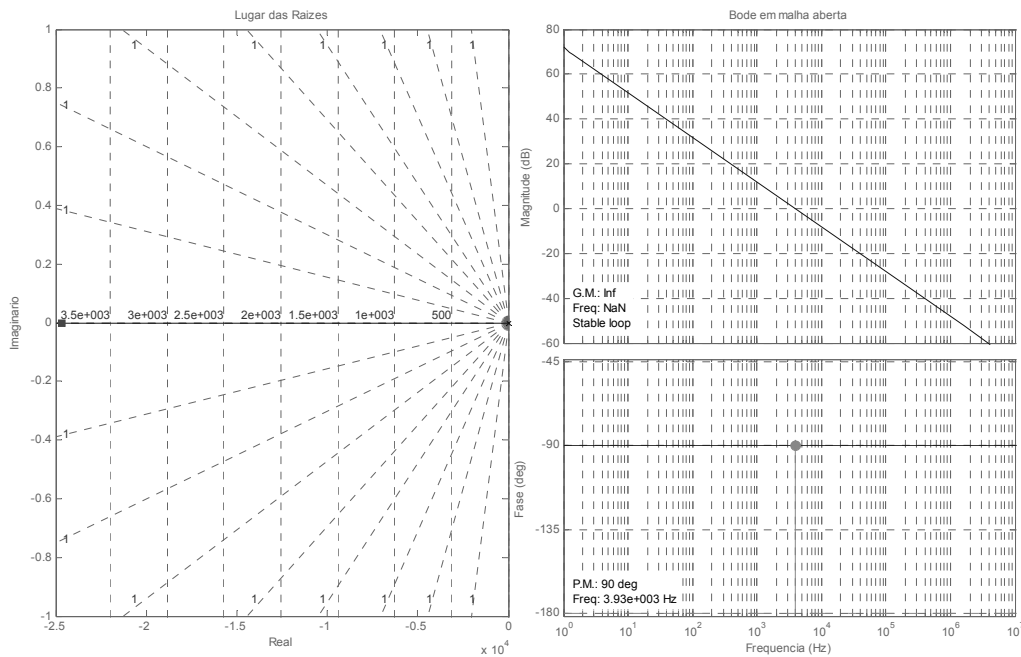


Fig. 5.8. Lugar das raízes e diagrama de Bode em malha aberta para a função da planta, mais o controlador.

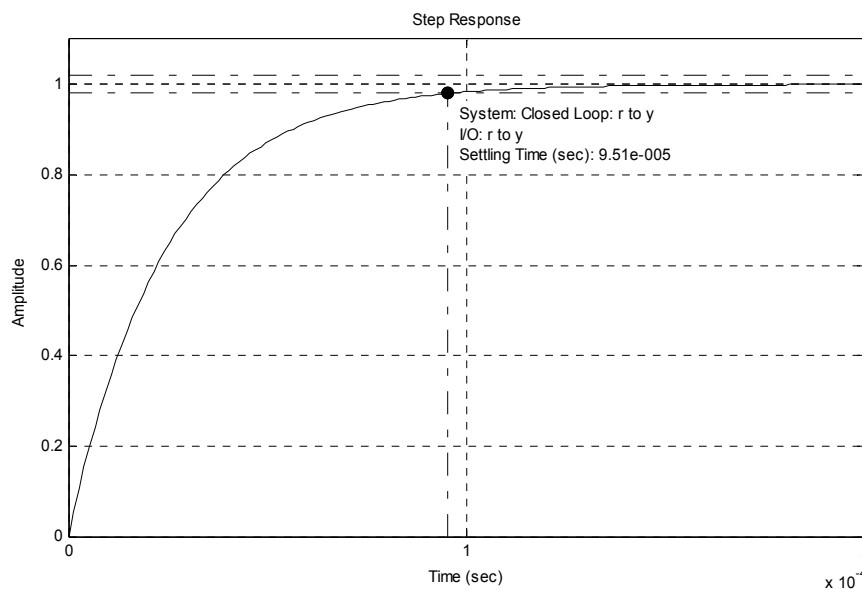


Fig. 5.9. Resposta no tempo para $k=0,3$.

5.4. COMPROVAÇÃO POR SIMULAÇÃO

Para verificar a resposta do controle, realiza-se a simulação do circuito da Fig. 5.10 considerando um controle proporcional ($k=0,3$). A potência consumida pela carga é 25 kW.

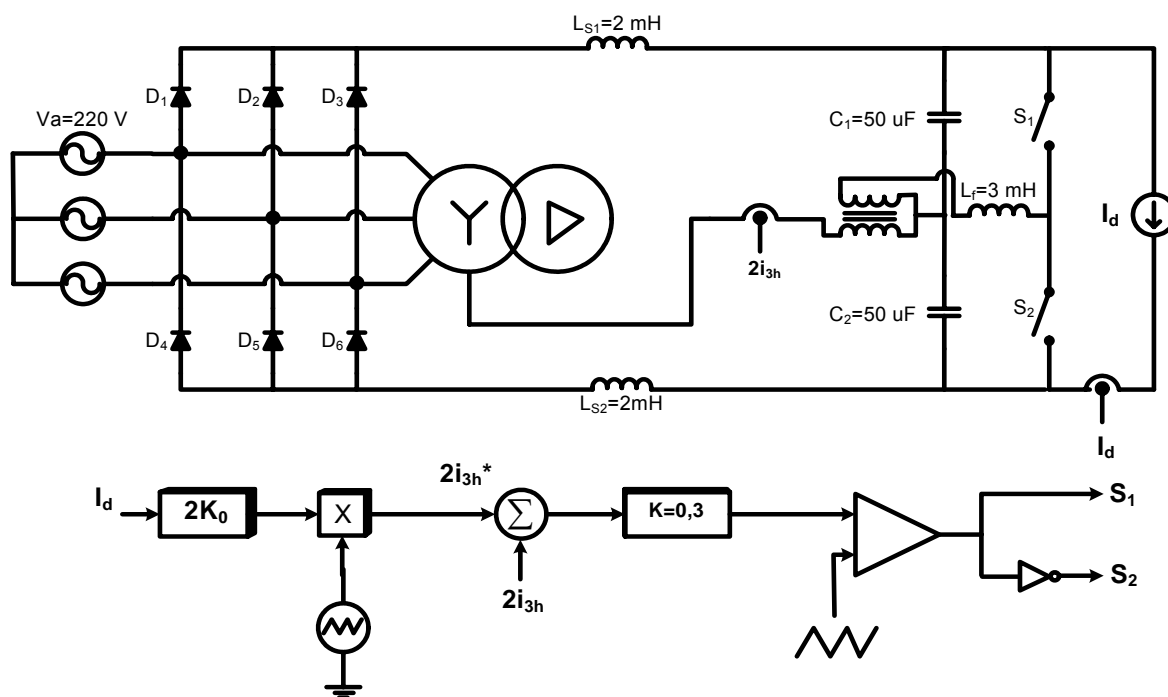


Fig. 5.10. Circuito a simular.

Nas Fig. 5.11 à Fig. 5.14 apresentam-se os resultados gráficos das correntes e tensões do circuito da Fig. 5.10.

É possível observar na Fig. 5.11 como a corrente pelo indutor L_f segue a referência, comprovando que o controlador proposto funciona adequadamente.

Nas figuras seguintes apresentam-se as correntes e tensões de entrada, de saída e nos interruptores, respectivamente.

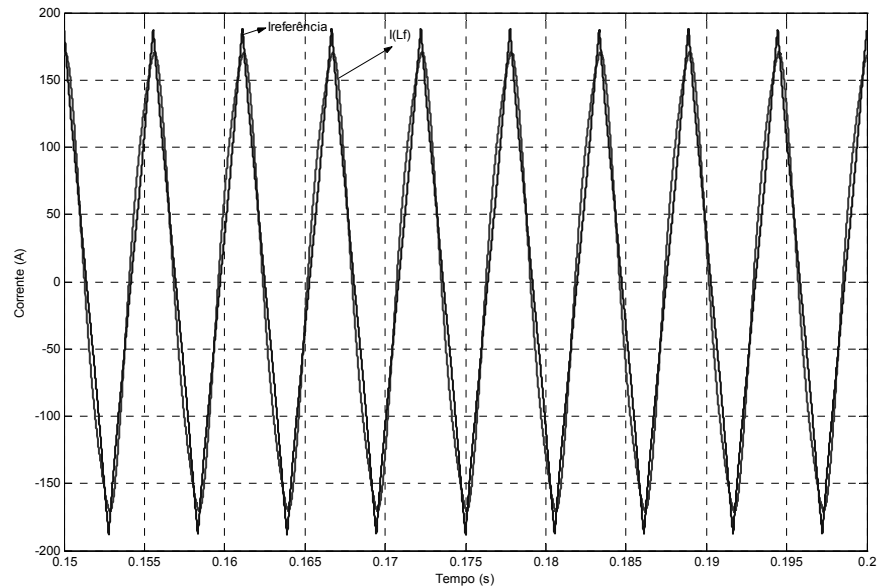


Fig. 5.11. Comparação da corrente no indutor de filtragem e referência de controle.

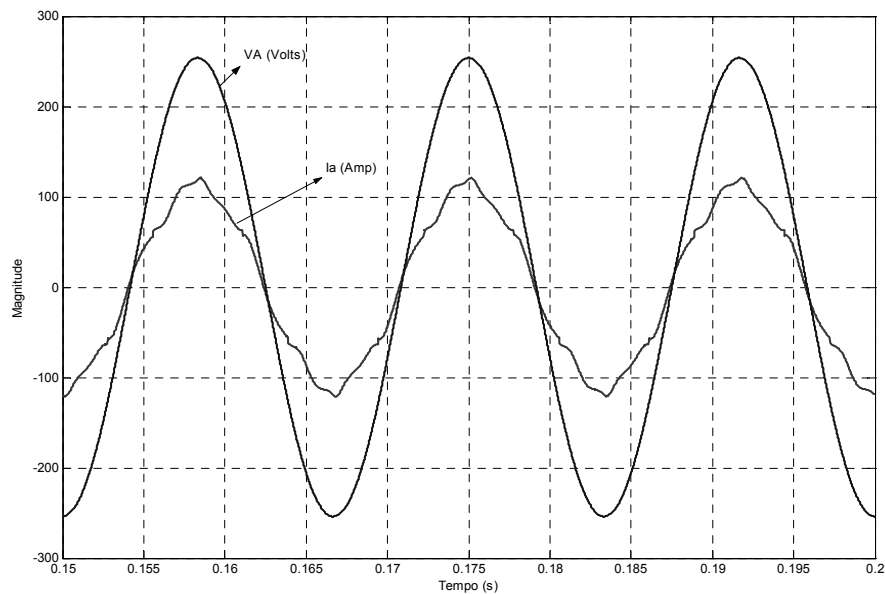


Fig. 5.12. Tensão e corrente na entrada do retificador.

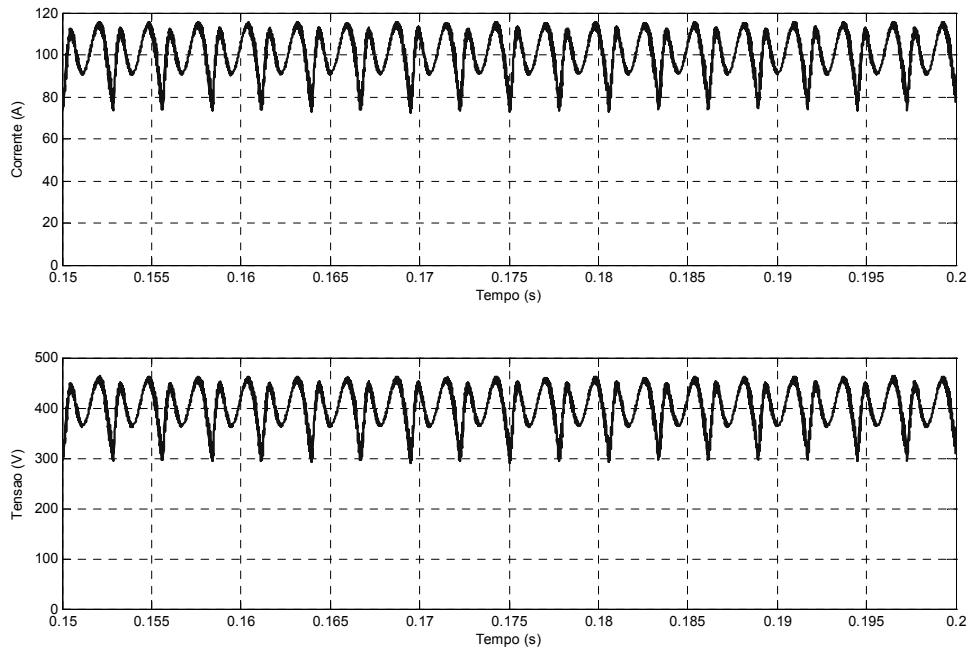


Fig. 5.13. Corrente e tensão instantânea na carga.

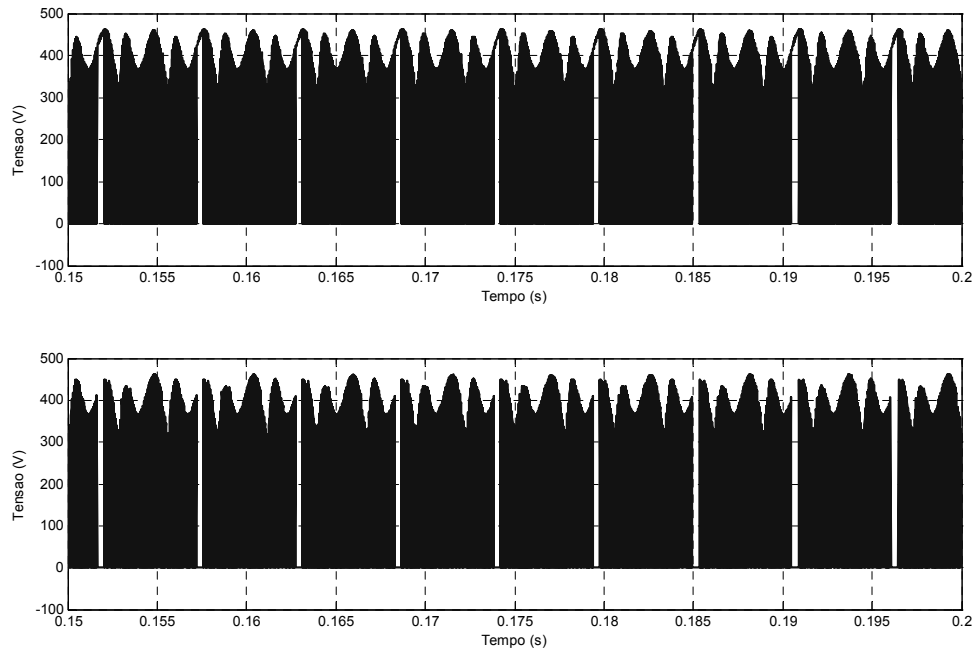


Fig. 5.14. Tensão nos interruptores S1 e S2.

5.5. SIMULAÇÃO E ANÁLISE DA INTERFACE COM INVERSOR COMO CARGA

O circuito elétrico apresentado na Fig. 5.15 mostra os indutores L_{S1} e L_{S2} , os quais têm a função de filtrar e diminuir a ondulação da corrente. Os capacitores C_1 e C_2 são utilizados para dar um caminho à componente alternada da corrente. O capacitor C_b é utilizado para diminuir a ondulação de tensão na carga. Também é possível utilizar somente os capacitores C_1 e C_2 com uma capacitância maior, para cumprir as funções de dar um caminho à componente alternada da corrente e diminuir a ondulação da tensão na carga. O indutor L_f é utilizado para filtrar a corrente deixando passar apenas a corrente de terceira harmônica. O transformador monofásico de baixa frequência permite controlar a magnitude da corrente injetada no neutro do transformador trifásico. O transformador estrela-triângulo permite dividir a corrente $2i_3$ em três correntes iguais, as quais são injetadas na entrada da ponte retificadora a diodos. A escolha desse transformador com o secundário em delta (sem carga) se deve ao fato de que essa configuração permite capturar a terceira harmônica, sendo um curto-circuito para essa frequência.

O inversor é representado por meio de seis interruptores, S_{i1} a S_{i6} , os quais são comandados para alimentar um motor de indução que é representado, na Fig. 5.15, por uma impedância indutiva.

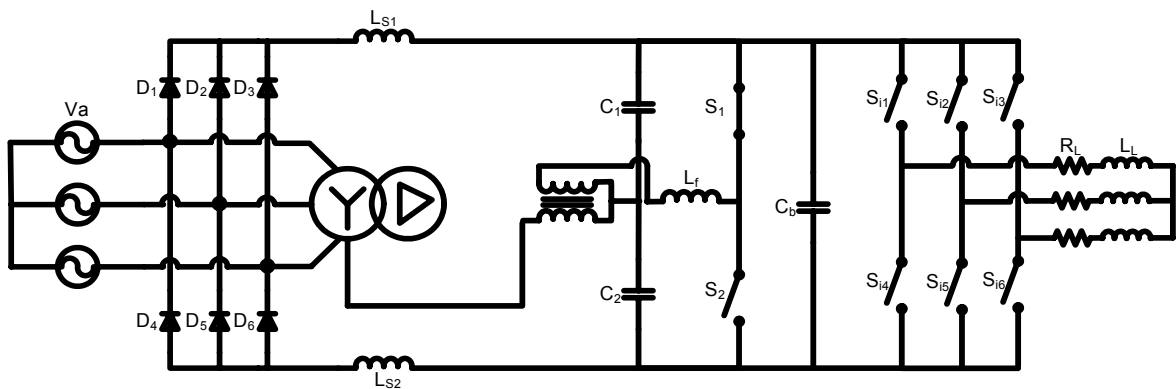


Fig. 5.15. Circuito com inversor como carga.

É feita uma simulação considerando uma potência de 25 kW. O comando dos interruptores S_1 e S_2 é a dois níveis, de forma complementar realizado pelo circuito de controle. O motor de indução é representado por uma impedância indutiva e os interruptores são considerados ideais.

5.6. SIMULAÇÃO DO CIRCUITO

Os parâmetros elétricos utilizados para simular o circuito da Fig. 5.15 são os seguintes:

- $L_{s1}=L_{s2}=2$ mH;
- $L_f=3$ mH;
- $C_1=C_2= 50$ μ F;
- $C_b=3000$ μ F;
- $P=25$ kW;
- $V_{pk}=311$ V;
- $V_{load}=400$ V. Linha.

Na Fig. 5.16 observa-se a corrente de referência comparada com a corrente medida no indutor L_f . É possível apreciar como a corrente do indutor segue a referência o que indica que a função de transferência e o controlador estão bem projetados.

A Fig. 5.17 mostra as tensões e correntes na entrada do retificador, ou seja, na alimentação do equipamento. Pode-se observar que a corrente se assemelha a uma senoide, o que indica um baixo conteúdo harmônico.

A Fig. 5.18 apresenta a tensão de linha entre a fase A e B e a corrente na fase A.

A Fig. 5.19 mostra a potência na saída da interface (entrada do inversor).

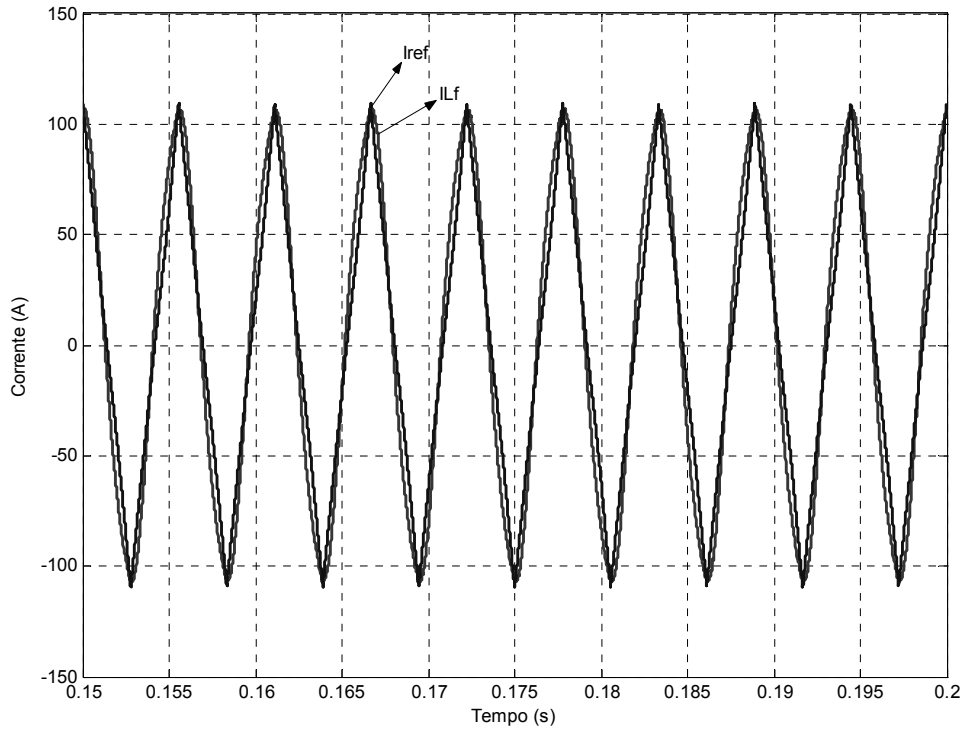


Fig. 5.16. Correntes de referência e medida no indutor L_f .

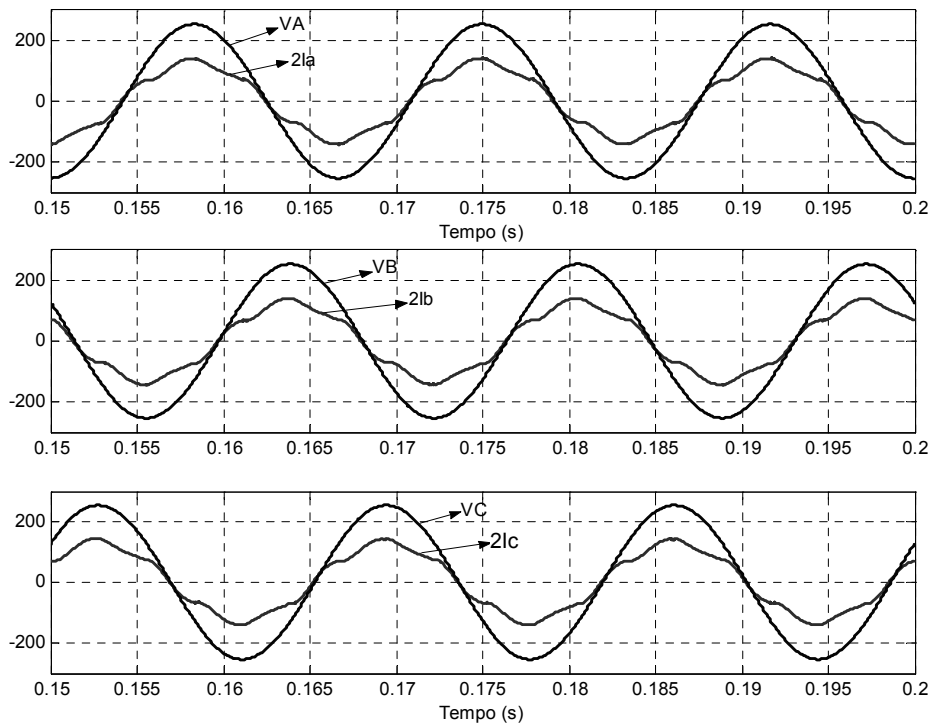


Fig. 5.17. Tensões e correntes de entrada da ponte retificadora.

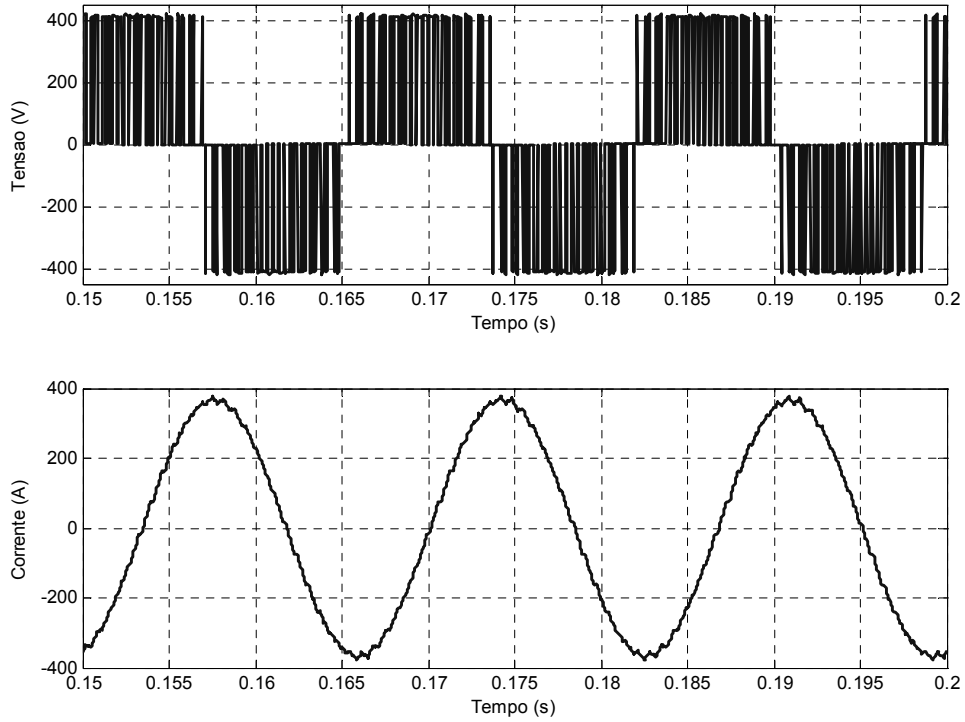


Fig. 5.18. Tensão de linha VAB e corrente na fase A da carga indutiva.

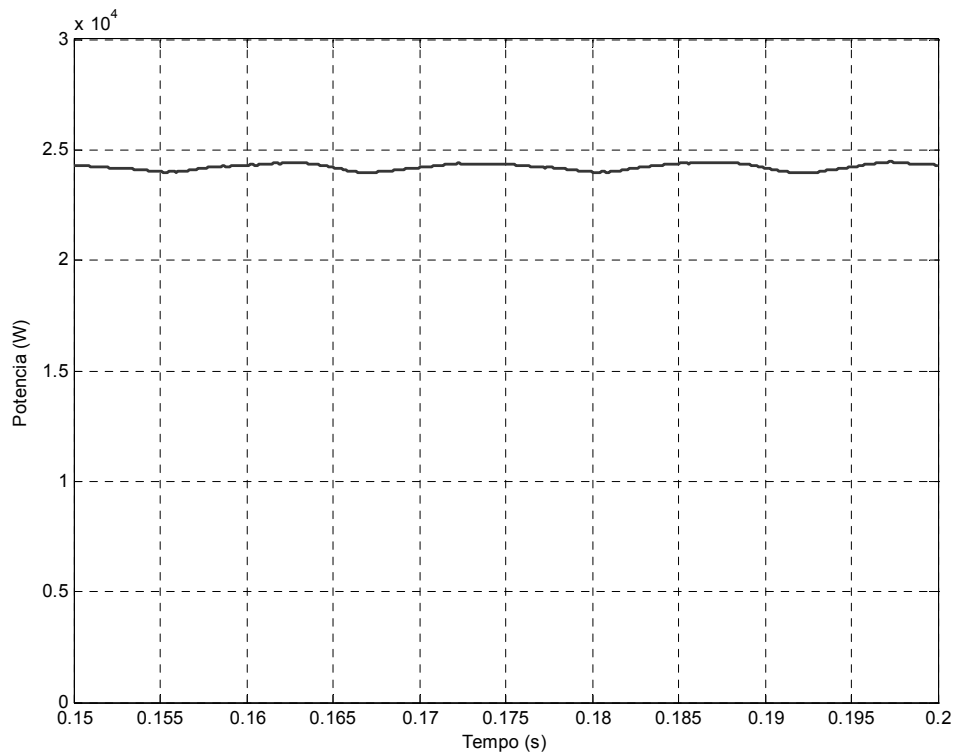


Fig. 5.19. Potência de saída da interface e entrada no inversor.

Comprova-se por meio da simulação que a interface opera de forma correta ao utilizar-se na saída interruptores chaveados, representados por conversores ou inversores, de forma que é possível utilizar essa interface para outras aplicações das apresentadas neste capítulo. Portanto, no caso de utilizar cargas não-lineares, a operação da interface não é afetada, tendo somente que ajustar os parâmetros elétricos e de controle para melhorar a operação e seu funcionamento.

5.7. CONCLUSÕES

Da análise é possível extrair as seguintes conclusões:

- ✓ A função de transferência da planta, incluindo a interface, para uma perturbação na razão cíclica, corresponde a uma função de primeira ordem, com isso, o controle utilizado pode ser um proporcional.
- ✓ Projetado o controle, observa-se que a magnitude de corrente I_{Lf} medida segue a corrente de referência, conferindo a análise realizada.
- ✓ A correção na forma de onda da corrente é evidente, diminuindo o conteúdo harmônico da corrente de entrada à ponte retificadora, portanto, comprova-se que o projeto de controle proposto apresenta bons resultados.
- ✓ É possível utilizar somente um controle proporcional, mas não se descarta outro tipo de controle para aperfeiçoar o funcionamento da interface.
- ✓ Para cargas não-lineares, inversores, neste caso, a interface opera de forma adequada, com isso, o conteúdo harmônico injetado na rede mantém-se baixo.
- ✓ A necessidade de utilizar o capacitor C_b na saída da interface é justificada pelo fato de que os capacitores C_1 e C_2 somente têm a propriedade de ser um caminho para a componente alternada da corrente e por sua pequena capacitância não conseguem diminuir a

ondulação de tensão na saída. Ao aumentar a capacidade de C_1 e C_2 é possível suprimir C_b , dessa forma, os capacitores conseguem diminuir a ondulação da tensão na saída.

- ✓ Os indutores L_{s1} e L_{s2} da interface, devido ao seu tamanho, podem ser utilizados na filtragem e no controle da ondulação, não sendo necessário inserir indutores adicionais.
- ✓ É possível utilizar esta interface em projetos de conversores ou inversores onde seja necessário obter-se um baixo conteúdo dos harmônicos injetados na rede.

CAPITULO 6

ESPECIFICAÇÃO DOS COMPONENTES UTILIZADOS NO PROTÓTIPO

6.1. INTRODUÇÃO

Para comprovar o funcionamento da interface e verificar a operação do circuito simulado, é necessária a construção de um protótipo. Dessa forma, é possível confirmar o funcionamento da interface incluindo as características não-lineares dos componentes magnéticos e perdas dos semicondutores.

Cada componente do circuito deve ser especificado considerando os esforços máximos em cada elemento e calculando suas respectivas elevações de temperatura.

Neste capítulo especifica-se cada componente a ser utilizado na construção da topologia proposta, apresentando nos apêndices os cálculos dos esforços dos semicondutores, especificações de construção dos indutores e parâmetros de controle.

6.2. ESPECIFICAÇÃO DOS INDUTORES [13-16]

Os indutores são dimensionados de acordo com a simulação feita dos circuitos, os quais apresentam os esforços máximos de tensão e corrente. A planilha de cálculos para o projeto do indutor apresenta-se nos apêndices 1 e 2.

A especificação dos parâmetros elétricos dos indutores de entrada é a seguinte:

L_{S1}	=	4 mH	;	Indutor
f	=	180 Hz	;	Frequência de operação
V_{Lmax}	=	130 V	;	Tensão máxima no indutor

V_{Lef}	=	95 V	;	Tensão eficaz no indutor
I_{Lmax}	=	35 A	;	Corrente máxima pelo indutor
I_{Lef}	=	22 A	;	Corrente eficaz pelo indutor
I_{Lmed}	=	20 A	;	Corrente média pelo indutor
P_L	=	2100 VA	;	Potência do indutor

O indutor de filtragem deve cumprir com as seguintes especificações:

L	=	3 mH	;	Indutor
f	=	180 Hz	;	Frequência de chaveamento
V_{Lmax}	=	115 V	;	Tensão máxima no indutor
V_{Lef}	=	70 V	;	Tensão eficaz no indutor
I_{Lmax}	=	17 A	;	Corrente máxima pelo indutor
I_{Lef}	=	10 A	;	Corrente eficaz pelo indutor
P_L	=	700 VA	;	Potência do indutor

6.3. ESPECIFICAÇÃO DOS TRANSFORMADORES [14], [15]

A interface proposta utilizada para injetar a terceira harmônica consta de dois transformadores: um trifásico e outro monofásico, ambos de baixa frequência. O transformador monofásico pode ser excluído, mas deve-se modificar o projeto do indutor de filtragem.

Para o transformador monofásico que permite controlar a magnitude da corrente da terceira harmônica injetada ao transformador trifásico, os parâmetros elétricos são:

V_{pef}	=	200 V	;	Tensão primária eficaz fase-neutro
I_{pef}	=	15 A	;	Corrente primária eficaz
V_{sef}	=	100 V	;	Tensão secundária eficaz fase-neutro
I_{sef}	=	30 A	;	Corrente secundária eficaz
a	=	2	;	Razão de transformação
S_{1f}	=	3 kVA	;	Potência aparente monofásica

Para o transformador trifásico, o qual será conectado em estrela-delta, considerando a estrela como primário e o delta como secundário, sem carga. O ponto neutro da estrela será utilizado para injetar a corrente de terceira harmônica modulada pela interface. Os parâmetros elétricos desse transformador são:

V_{pef}	=	220 V	;	Tensão primária eficaz fase-neutro
I_{pef}	=	7.5 A	;	Corrente de terceira harmônica eficaz no primário
V_{sef}	=	220 V	;	Tensão secundária eficaz fase-neutro
I_{sef}	=	7.5 A	;	Corrente de terceira harmônica eficaz no secundário
a	=	1	;	Razão de transformação
S_{3f}	=	5 kVA	;	Potência aparente trifásica
F_i	=	180 Hz	;	Freqüência da corrente injetada
F	=	60 Hz	;	Freqüência da rede

6.4. ESPECIFICAÇÃO DOS CAPACITORES [17]

Utilizam-se dois capacitores na interface, cada um deles tem as seguintes características elétricas:

- Capacitor Screw Terminals, Mod. B43564, Fabricante Epcos.
- 350 Volts, 3300 μ F.
- Dimensões 64,3 x 105,7 mm.
- $I_{max}=14$ A, $I_{rms}=11$ A.

6.5. ESPECIFICAÇÃO DOS SEMICONDUTORES [17], [18]

Os cálculos para projetar os esforços da ponte retificadora trifásica a diodos, do módulo de IGBT e do dissipador a serem utilizados, são apresentados nos apêndices 3 e 4. Com base nos esforços calculados, os componentes escolhidos são:

- a) Ponte Trifásica a diodos
 1. Modelo SKD 50/04A3, fabricante Semikron
 2. $I_D=50$ A
- b) Módulo de IGBT
 1. Modelo SKM 50 GB 063 D, fabricante Semikron
 2. Driver Electronic SKHI 23 A/B dois canais.
- c) Dissipador P16/300.
- d) Dois Ventiladores SK2120-AC-220V 60Hz fabricante Semikron

6.6. ESPECIFICAÇÃO DO CONTROLE

A Fig. 6.1 mostra o diagrama de controle utilizado para reduzir o conteúdo harmônico de corrente na entrada do retificador trifásico a diodos. A função de transferência da planta foi deduzida no capítulo 5, a qual se apresenta na equação (6.1).

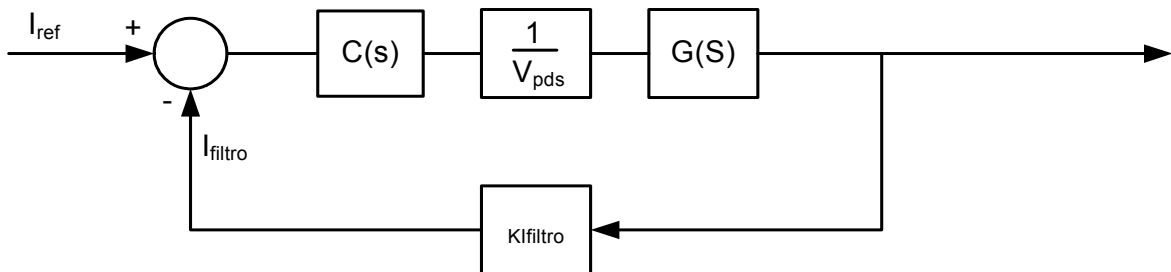


Fig.6.1. Diagrama de controle da corrente que é injetada ao neutro do transformador trifásico.

$$G(s) = \frac{\Delta i(s)}{\Delta d(s)} = \frac{\sqrt{3} \frac{N_s}{N_p} V_{pk}(s)}{\left(L_f + \frac{L_{S1}}{2} \right) s} \quad (6.1)$$

A constante K_{filtro} representa o fator de atenuação (sensor de corrente) para comparar com a corrente de referência. Os dispositivos utilizados têm definida

sua entrada em tensão, portanto, transforma-se o sinal de corrente dos sensores (efeito Hall) em tensão. Fixa-se essa tensão em 10 Volts.

Como a função de transferência é um integrador, pode-se utilizar somente um controle proporcional para controlar a velocidade de resposta do sistema. Para não forçar esse controle, preferiu-se utilizar um proporcional integral, representado pela equação (6.2):

$$H(S) = K_c \frac{s + \omega_z}{s} \quad (6.2)$$

Na construção do circuito de controle, precisa-se dos seguintes componentes:

a) Sensores de corrente

1. Utilizam-se dois sensores de correntes de efeito Hall, fabricante LEM, modelo LA 55P.

b) Circuitos Integrados

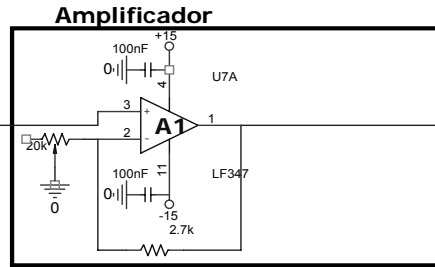
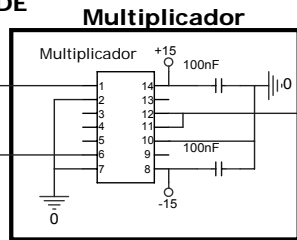
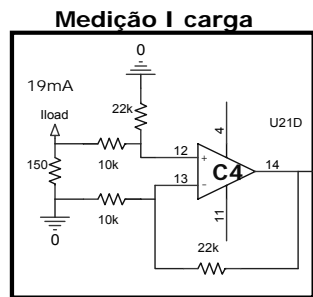
1. Um CI LM301A (Onda triangular 20 kHz);
2. Três CI LF347 os quais têm quatro LF351 cada um, utilizado como comparador para onda triangular 180 Hz e 20 kHz e amplificadores;
3. Um CI MPY634KP (multiplicador).

A Fig. 7.2 apresenta o circuito de controle utilizado. A Fig. 7.3 mostra a geração do sinal de referência.

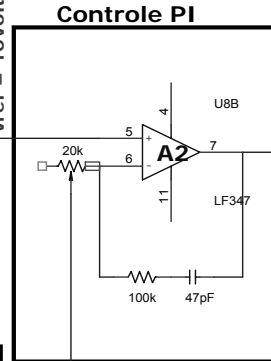
Das Fig. 7.2 e Fig. 7.3 desenham-se duas placas, uma para montar os transformadores utilizados no sinal de referência e outra para o controle da interface. Mostram-se nas Fig. 7.4 e Fig. 7.5 as placas desenhadas para construir o circuito de controle.

Alguns componentes elétricos foram ajustados de acordo com os componentes existentes no Instituto de Eletrônica de Potência - INEP, da UFSC.

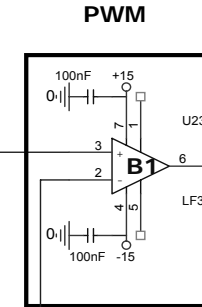
**TRIANGULAR 180 HZ
SINCRONIZADA COM A REDE**



$V_{ref} = 10\text{Volts}$



$V_{med} = 10\text{Volts}$



Comando

TRIANGULAR 20 KHZ

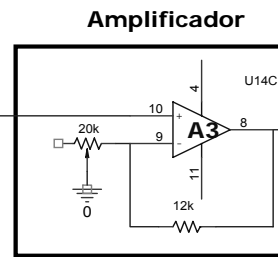
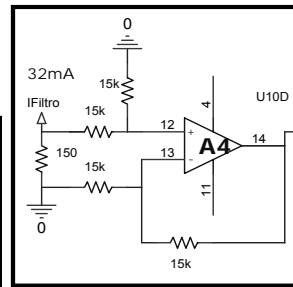
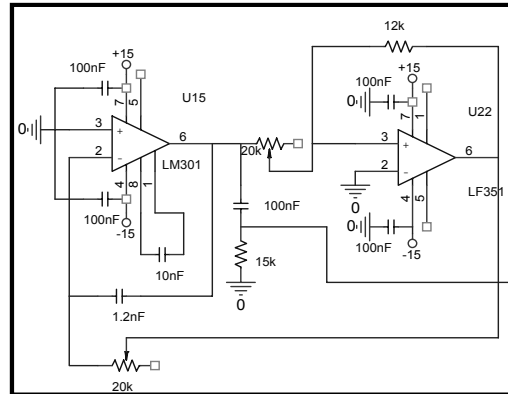


Fig. 7.2. Circuito de Controle.

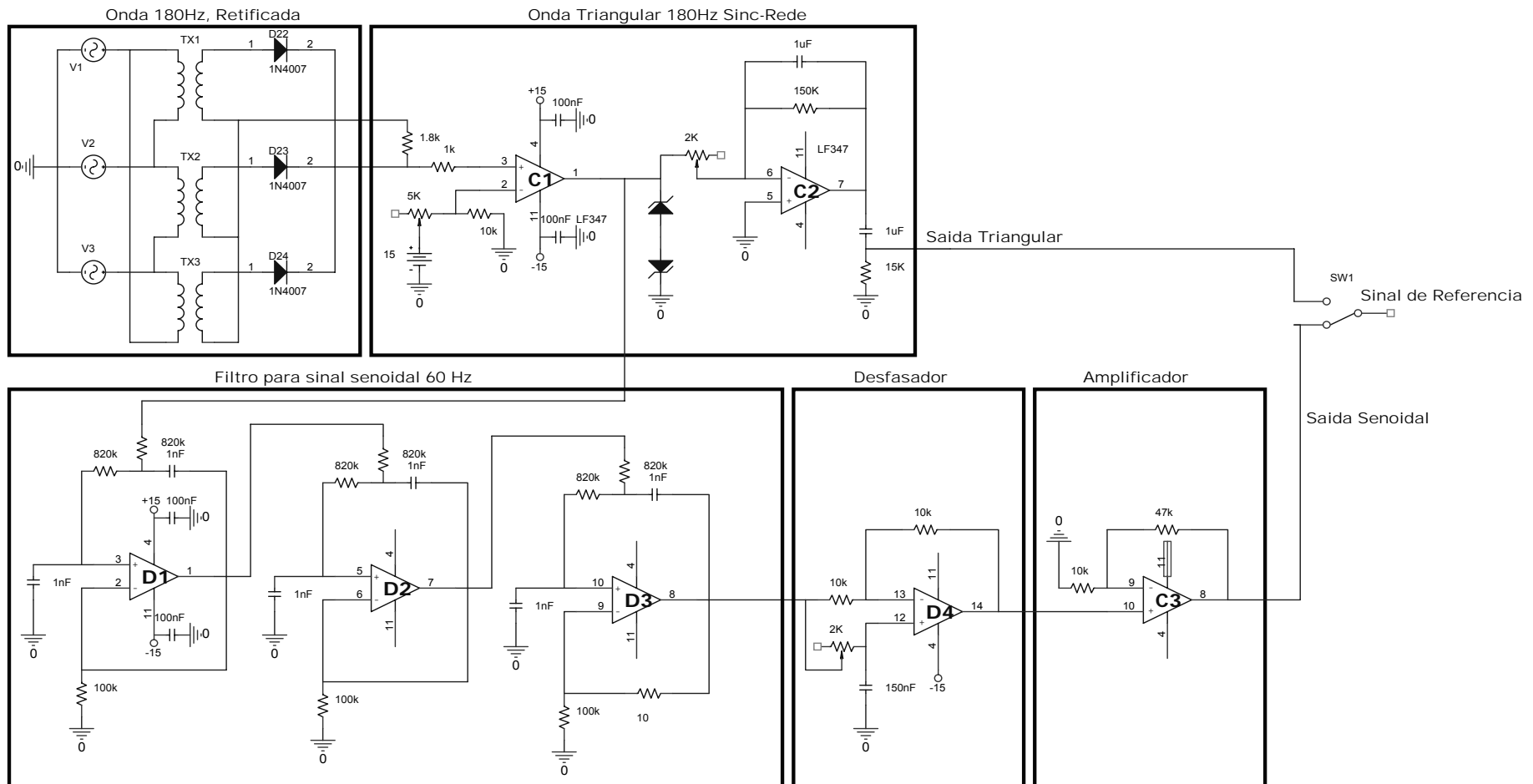


Fig. 7.3. Geração de sinal de referência senoidal e triangular de referência sincronizada com a rede.

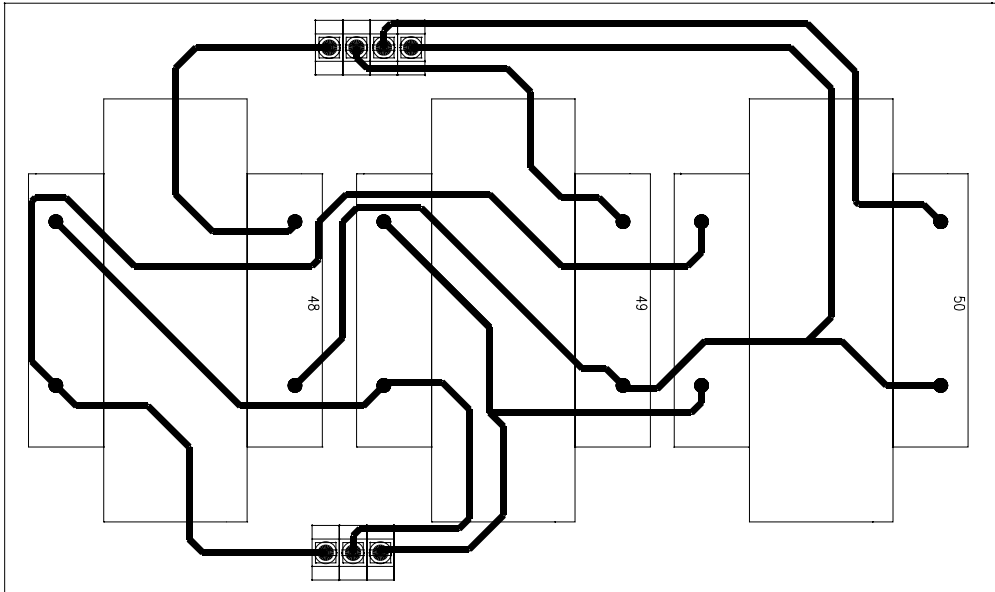


Fig. 7.4. Placa para montar os transformadores que geram o sinal de referência.

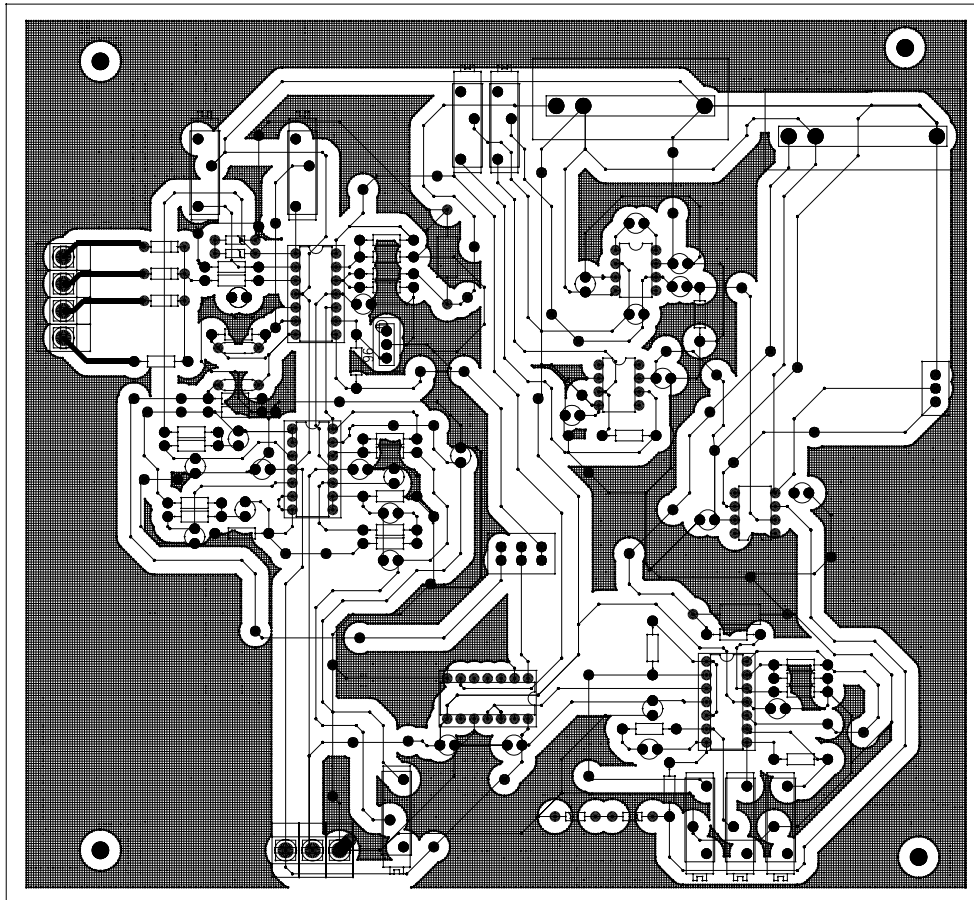


Fig. 7.5. Placa do circuito de controle.

CAPITULO 7

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

7.1. INTRODUÇÃO

Para se comprovar, experimentalmente, a operação da interface proposta, é preciso construir um protótipo com as mesmas características da simulação para assim conhecer o funcionamento dos componentes reais os quais incluem saturação e perdas. Desse protótipo podem-se verificar as diferenças que existem de um modelo ideal para um modelo real.

O objetivo é compilar todas as informações observadas na prática, comparando os gráficos de corrente, primeiro sem a interface e depois incluindo esta. A implementação foi realizada no Instituto de Eletrônica de Potência - INEP, da UFSC.

7.2. CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO E FORMAS DE ONDA

No capítulo 4 a topologia proposta é apresentada com e sem o transformador monofásico que permite controlar a corrente de terceira harmônica. O fato de adicionar ou não esse transformador repercute nos esforços dos semicondutores como se mostra na Tabela 7.1.

Tabela 7.1. Esforços dos semicondutores, com e sem a utilização do transformador monofásico.

Correntes	Esforços (A) Sem Transformador	Esforços (A) Com Transformador
Corrente máxima diodo da ponte	34,6	21,9
Corrente eficaz diodo da ponte	11,8	7,6
Corrente média diodo da ponte	6,0	4,0
Corrente máxima IGBT	33,7	9,8
Corrente eficaz IGBT	8,3	2,0
Corrente média IGBT	3,3	0,7

Como o módulo de IGBT e a ponte retificadora trifásica a diodos utilizados na construção do protótipo estão superdimensionado a escolha de utilizar o

transformador monofásico dar-se-á somente considerando custo e volume. Como a utilização de incluir um transformador monofásico e um indutor aumenta o custo e volume do equipamento, preferiu-se utilizar a topologia da Fig. 4.1.b na construção do protótipo, já que esta somente possui o indutor de filtragem. A topologia a construir apresenta-se na Fig. 7.1.

Para o caso de potências maiores, onde os esforços dos semicondutores estejam perto dos valores nominais, a utilização do transformador monofásico pode ser uma forma de reduzir os esforços na ponte retificadora a diodos e no módulo IGBT.

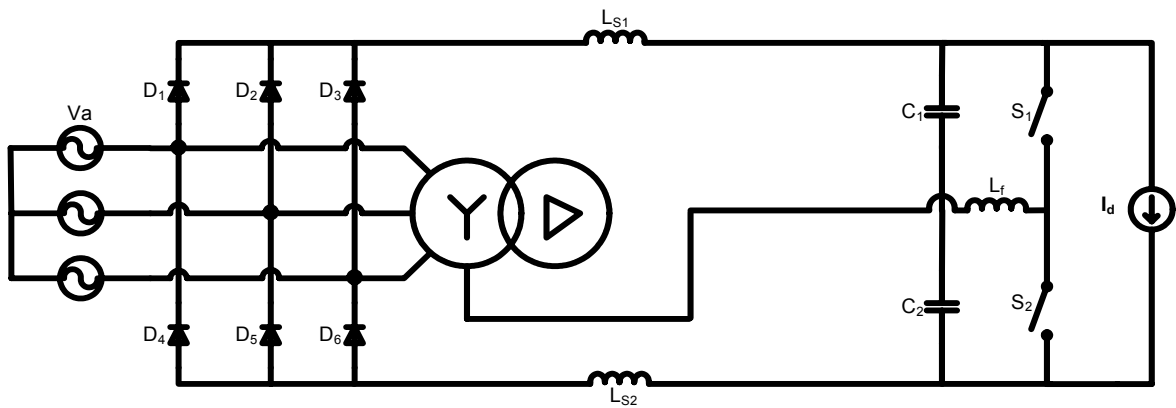


Fig. 7.1. Circuito empregado.

Os parâmetros elétricos utilizados no protótipo são:

- $L_{s1}=L_{s2}= 4\text{mH}$.
- $C= 1650 \mu\text{F}$.
- $L_f= 3 \text{ mH}$.

Os resultados exibidos mostram a operação sem interface e com interface, em um protótipo de 10 kW.

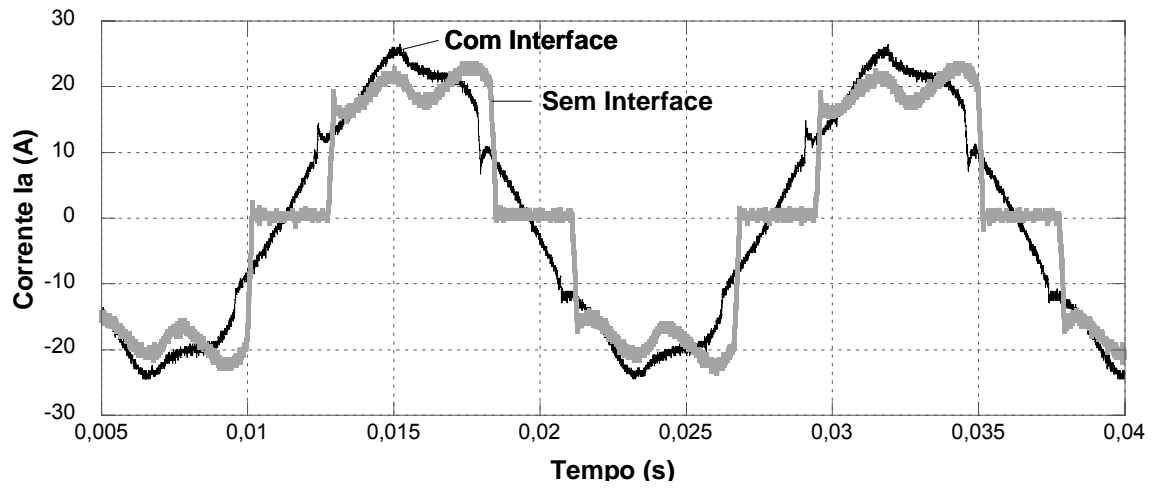


Fig. 7.2. Corrente na Fase A.

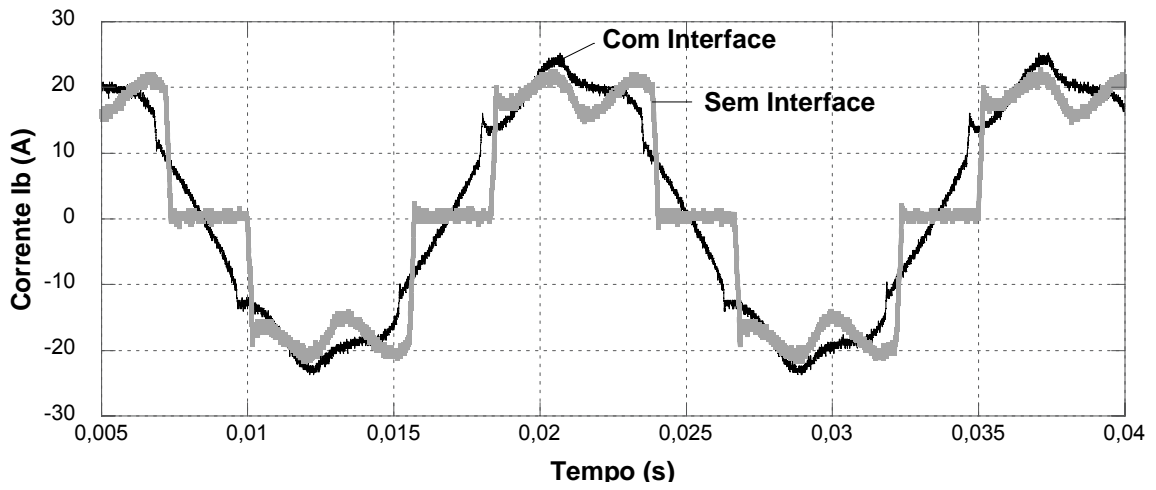


Fig. 7.3. Corrente na Fase B.

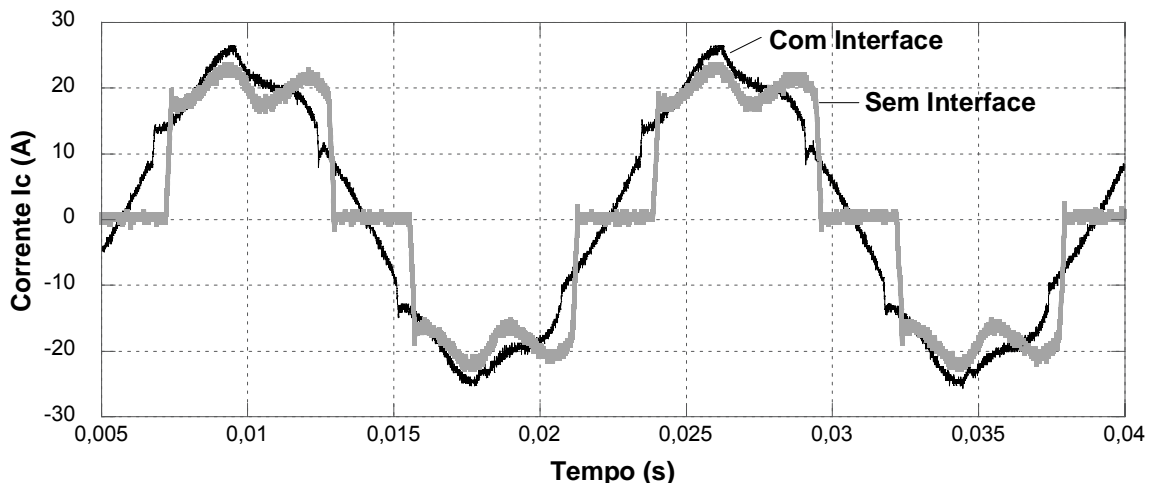
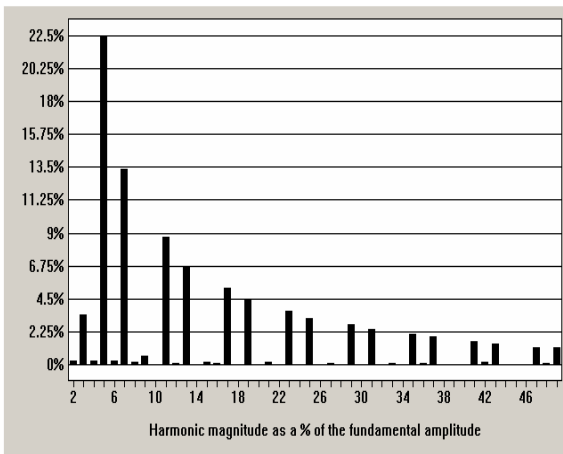
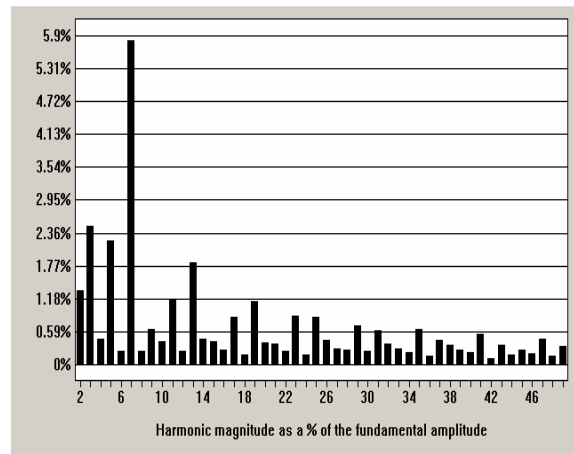


Fig. 7.4. Corrente na Fase C.

É possível observar nas Fig. 7.2, Fig. 7.3 e Fig. 7.4 o melhoramento das formas de onda das correntes de entrada do retificador trifásico a diodos. Para conhecer a magnitude dessa melhoria, é preciso fazer uma análise de Fourier nas correntes de entrada mostradas nas Fig. 7.5, Fig. 7.6 e Fig. 7.7. As harmônicas incluídas nessa análise vão da segunda até a quadragésima nona. Todas elas estão em percentagem da componente fundamental.

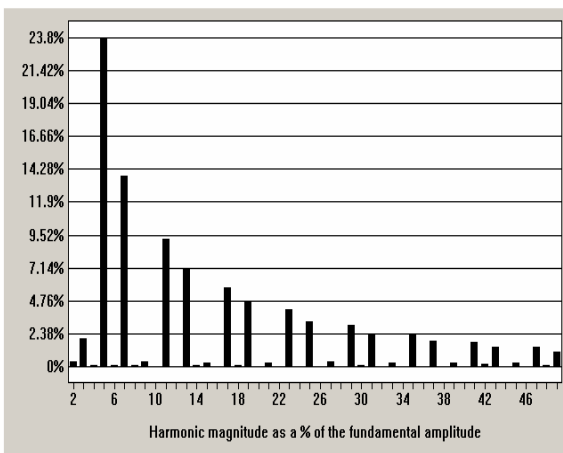


a) THD = 30,34%

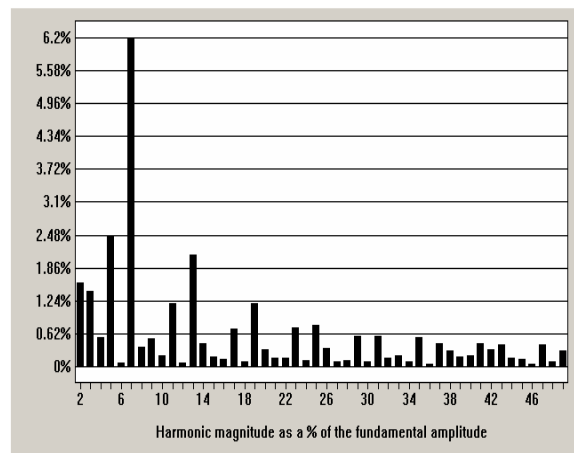


b) THD = 7,7%

Fig. 7.5. Percentagem harmônica da corrente da fase A, a) sem interface e b) com interface.

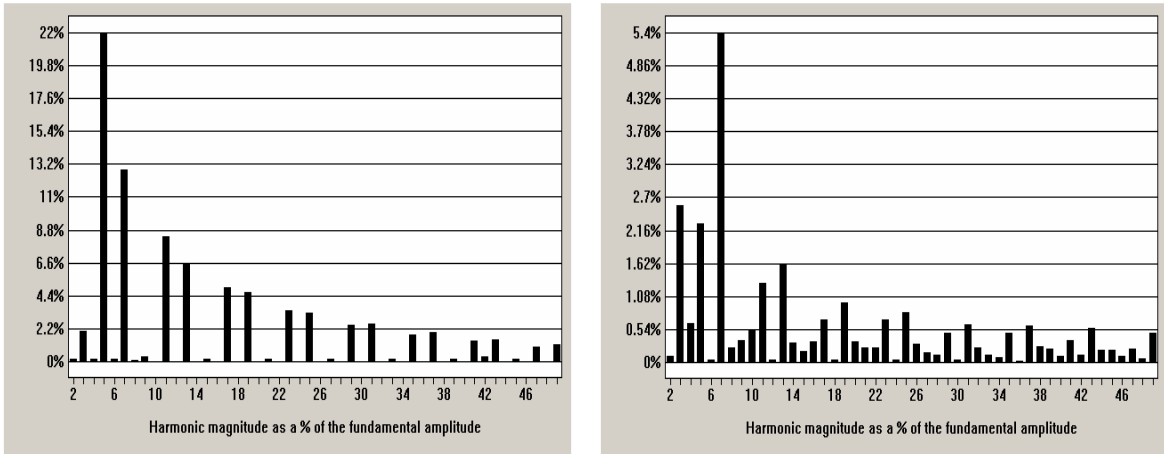


a) THD = 31,76%



b) THD = 7,8%

Fig. 7.6. Percentagem harmônica da corrente da fase B, a) sem interface e b) com interface.



a) THD = 29,3 %

b) THD = 7,2%

Fig. 7.7. Percentagem harmônica da corrente da fase C, a) sem interface e b) com interface.

Tabela 7.2. Limite de percentagens de correntes harmônicas da Norma IEC 61000-3-4, para equipamentos.

Número de Harmônica (h)	Norma IEC 61000-3-4 I_h/I_1 %	Número de Harmônica (h)	Norma IEC 61000-3-4 I_h/I_1 %
3	21,6	19	1,1
5	10,7	21	0,6
7	7,2	23	0,9
9	3,8	25	0,8
11	3,1	27	0,6
13	2	29	0,7
15	0,7	31	0,7
17	1,2	≥ 33	$\leq 0,6$

Das Fig. 7.5, Fig. 7.6 e Fig. 7.7, pode observar-se uma diminuição de mais de quatro vezes na THD da corrente de entrada da ponte retificadora a diodos. A interface proposta faz com que o retificador trifásico a diodos funcione em conformidade com a norma IEC 61000-3-4 apresentada na Tabela 7.2.

Nas Fig. 7.8, Fig. 7.9 e Fig. 7.10 são apresentadas as tensões e correntes de entrada da ponte com a interface em funcionamento, para poder observar e calcular o fator de potência quando a interface está em operação.

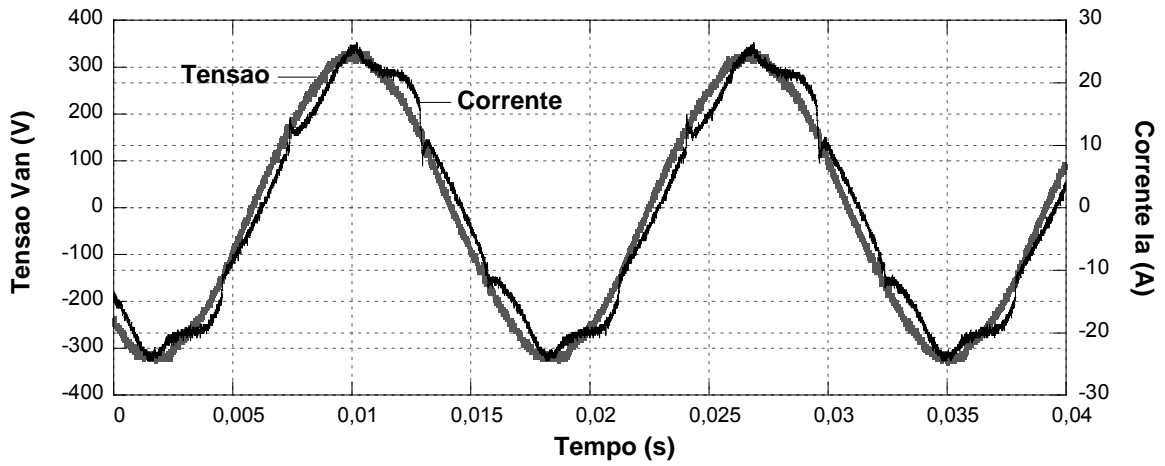


Fig. 7.8. Tensão e corrente na fase A.

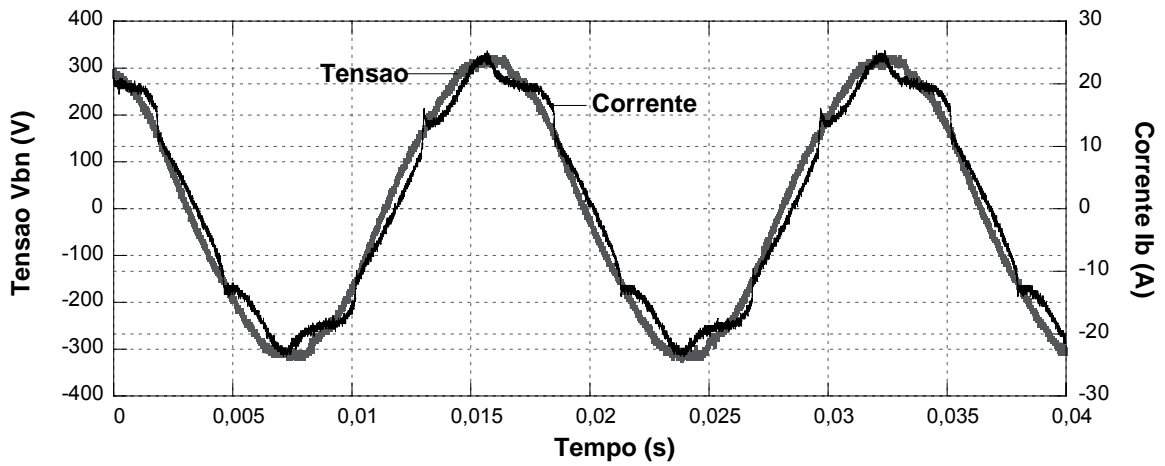


Fig. 7.9. Tensão e corrente na fase B.

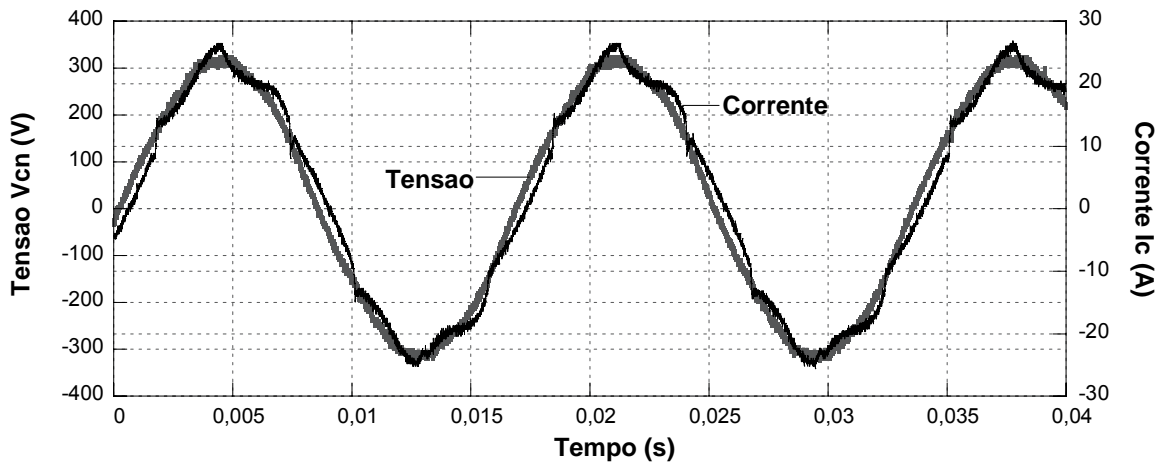


Fig. 7.10. Tensão e corrente na fase C.

Das Fig. 7.8, Fig. 7.9 e Fig. 7.10 podem-se obter o fator de deslocamento e o fator de potência em cada fase, esses se apresentam na Tabela 7.3.

Tabela 7.3. Defasagem, fator de deslocamento e fator de potência entre tensão e corrente de casa fase.

Fase	Ângulo (°)	fd	THD (%)	fp
A	8,638	0,9887	7,7	0,986
B	8,638	0,9887	7,8	0,986
C	8,638	0,9887	7,2	0,986

A Fig. 7.11 mostra o comportamento do fator de potência versus a potência de saída. É possível observar que o fator de potência está dentro do exigido pelas empresas elétricas no Brasil o qual é de 0,92.

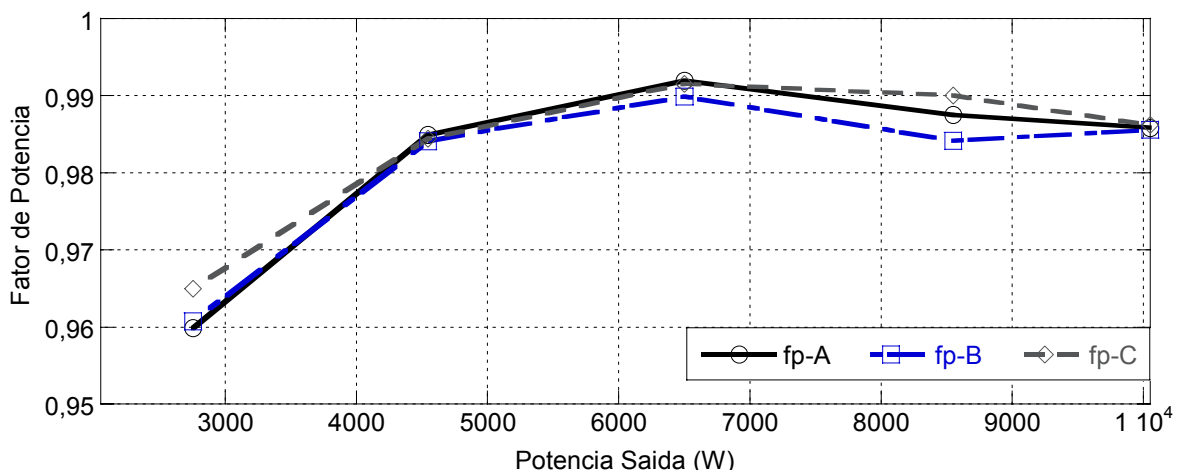


Fig. 7.11. Fator de potência versus potência na saída

Na Fig. 7.12 é mostrada a curva experimental do rendimento do retificador trifásico a diodos com o circuito de injeção da terceira harmônica de corrente. Observa-se que a presença dos circuitos que formam a interface não contribui significativamente para a degradação do rendimento.

Na Fig. 7.13 é mostrado o comportamento do THD da corrente de linha. Verifica-se que o THD da corrente diminui com o aumento da potência, sendo mínima para a potência nominal de 10 kW.

A interface opera da forma projetada com base nos cálculos e simulações feitas neste trabalho. A Fig. 7.14 apresenta o protótipo implementado no Instituto de Eletrônica de Potência - INEP, da UFSC.

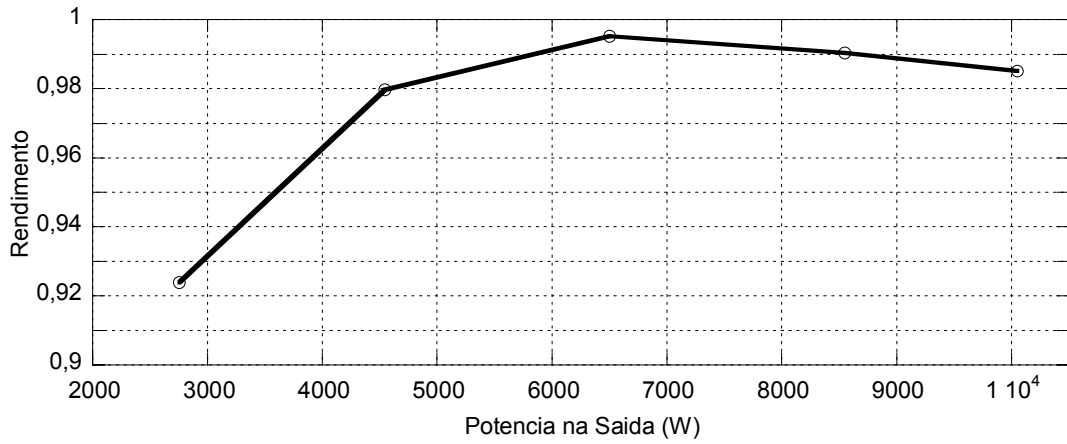


Fig. 7.12. Rendimento versus potência na saída.

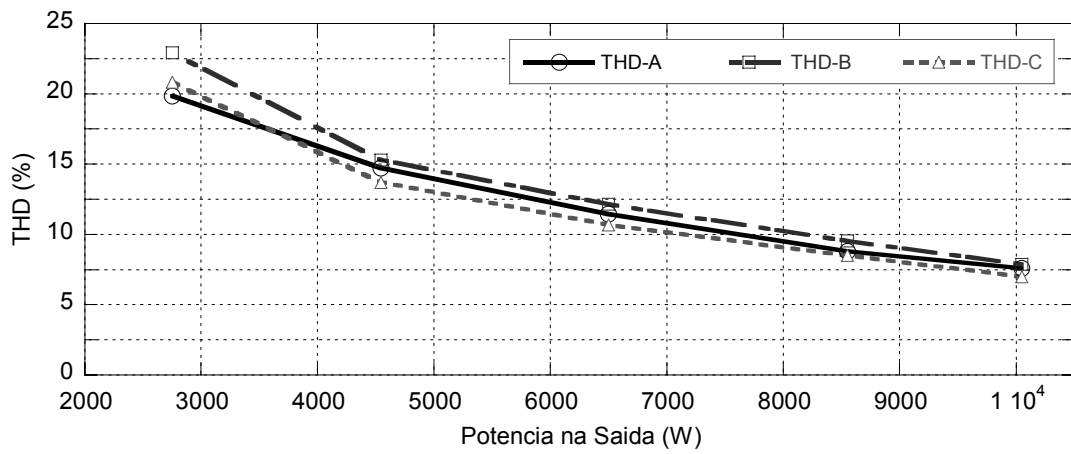


Fig. 7.13. THD de corrente na entrada versus potência na saída.

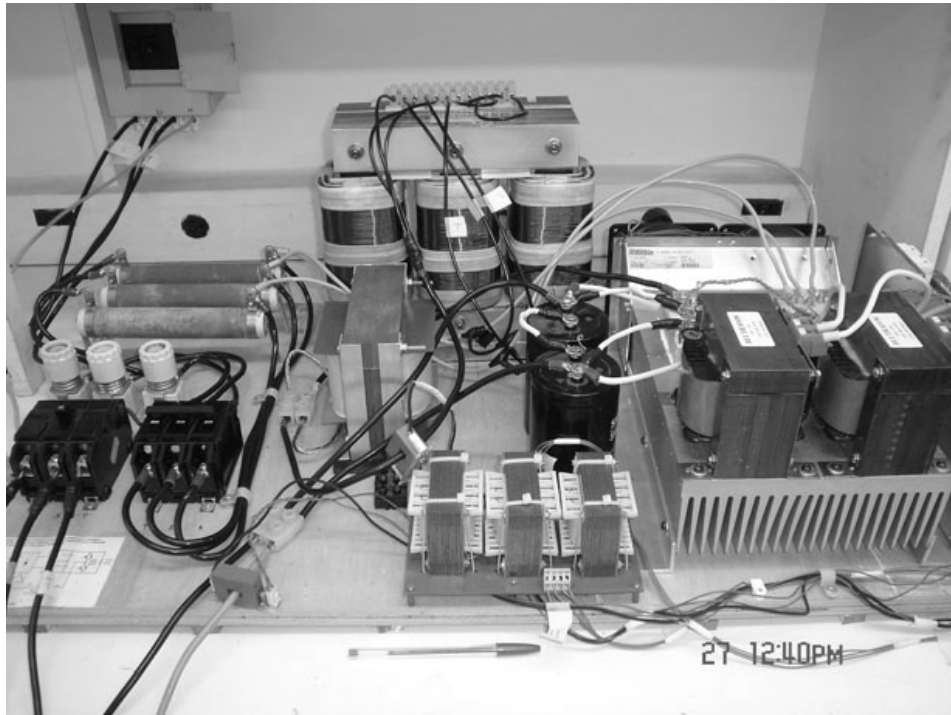


Fig. 7.14. Protótipo implementado no laboratório.

7.3. CONCLUSÕES

Dos registros obtidos na operação do protótipo construído no Instituto de Eletrônica de Potência – INEP – é possível extrair as seguintes conclusões:

- ✓ As correntes na entrada da ponte retificadora trifásica a diodos encontram-se dentro dos limites das harmônicas estabelecidas pela norma IEC 61000-3-4.
- ✓ O fator de potência registrado na operação da interface é bastante elevado, encontrando-se dentro dos limites exigidos pela norma.
- ✓ Comprova-se a eficiência da estratégia de controle proposta.
- ✓ Viabiliza-se a utilização da nova interface proposta, porque não modifica o funcionamento da ponte retificadora. Além disso, é possível inserir a interface em equipamentos que já estejam em operação.

CONCLUSÕES GERAIS

Neste trabalho foi apresentada uma nova topologia para reduzir o conteúdo de correntes harmônicas provocadas pelas pontes retificadoras trifásicas a diodos, além de obter um elevado fator de potência na entrada do retificador.

Este trabalho foi desenvolvido em cinco principais etapas:

- Proposta de uma nova interface;
- Análise das etapas de funcionamento;
- Descrição do controle a implementar;
- Projeto dos componentes elétricos da interface;
- Montagem e operação da interface.

A partir dos estudos teóricos e experimentais representados neste trabalho pode-se concluir o que segue:

- O número de semicondutores adicionais à ponte retificadora trifásica é mínimo em comparação com outras interfaces apresentadas;
- Frente à constatação de que a potência processada pelos interruptores é muito baixa em comparação com a potência total processada pelo retificador, as perdas por condução e comutação são pequenas;
- Por meio da escolha conveniente do valor da indutância a ser usada nos interruptores de entrada e filtragem, obtem-se fator de potência praticamente igual à unidade na potência nominal do retificador. Observa-se que, levando em conta a simplicidade do circuito, tal resultado é notável, visto que as demais alternativas somente obtêm um valor tão elevado às custas de técnicas de comutação em alta frequência e com um nível elevado de perdas;
- Apesar de otimizado para uma determinada potência, o circuito mostra-se com fator de potência elevado e alto rendimento em uma ampla faixa de potência de saída;

- Os indutores usados na saída da ponte retificadora e na filtragem operam no triplo da frequência da rede, podendo-se usar para a construção de seus núcleos chapas de aço-silício do mesmo tipo usualmente empregadas em transformadores industriais. Mesmo sendo necessárias indutâncias de magnitude relativamente alta, a alta densidade de fluxo magnético, característica dessas chapas metálicas, faz com que os indutores resultem com reduzido volume. O custo de tal material é também insignificante frente ao custo dos ferrites, que são necessários em indutores de alta frequência;
- Os esforços adicionais nos diodos retificadores principais, devido à inclusão da interface, são muito pequenos. É de se supor que, em muitos casos, pode-se adaptar um retificador trifásico existente à nova interface, aproveitando-se os diodos retificadores, fato que pode ser útil para a reciclagem de equipamentos antigos;
- Os ensaios nos protótipos demonstram a viabilidade do uso da interface apresentada neste trabalho. Do mesmo modo, os ensaios demonstram que a implementação do controle proposto atua também de modo favorável no tocante ao fator de potência e à Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada do retificador;
- O transformador trifásico utilizado é especificado, aproximadamente, para o 40% da potência consumida pela carga.

Tendo em vista o exposto, pode-se finalizar este trabalho com a constatação de que a nova interface, pela simplicidade de implementação do circuito, pelo custo reduzido associado, pela facilidade de sua montagem prática e pelas importantes características apresentadas constitui-se em uma contribuição relevante ao assunto.

Em trabalhos futuros poderão ser implementados sistemas digitais para o controle da corrente de terceira harmônica e outras formas de controle.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Mohan N. "A Novel Approach To Minimize Line-Current Harmonics In Interfacing Power Electronics Equipment With 3-Phase Utility Systems". IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 8, No. 3, July 1993.
- [2] Rastogi M., Naik R., Mohan N. "A Comparative Evaluation Of Harmonic Reduction Techniques In Three-Phase Utility Interface Of Power Electronic Loads". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 5, September/October 1994.
- [3] Naik R., Rastogi M., Mohan N. "Third-Harmonic Modulated Power Electronics Interface with Three-Phase Utility to Provide a Regulated DC Output and to Minimize Line-Current Harmonics". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 3, May/June 1995.
- [4] Rastogi M., Mohan N., Christopher P. H "Three-Phase Sinusoidal Current Rectifier with Zero-Current Switching". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10, No. 6, November 1995.
- [5] Bird B. M. and Marsh J. F., "Harmonic Reduction in Multiplex converters by triple frequency current injection," Proc. IEE, Vol. 116, pp.1730-1734, October 1969.
- [6] Ametani A. et al., "Generalized method of harmonic reduction in ac-dc converters by Harmonic Current Injection," Proc. IEE, Vol. 119, pp.857-864, July 1972.
- [7] Rastogi M., Naik R., Mohan N. "Optimization Of A Novel Dc-Link Current Modulated Interface With 3-Phase Utility System To Minimize Line Current Harmonic". 1992 IEEE.
- [8] Naik R., Rastogi M., Mohan N. "Third-Harmonic Modulated Power Electronics Interface with Three-Phase Utility to Provide a Regulated DC Output and to Minimize Line-Current Harmonics". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 3, May/June 1995.
- [9] Naik R., Rastogi M., Mohan N., Nilssen R., Henze C. "A Magnetic Device for Current Injection in a Three-Phase, Sinusoidal-Current Utility Interface". 1993 IEEE.
- [10] Pejović P., Janda Ž. "A Novel Harmonic-Free Three-Phase Diode Bridge Rectifier Applying Current Injection". 1999 IEEE.
- [11] Kim S., Enjeti P. N., Packebush P., Pitel I. J. "A New Approach to Improve Power Factor a Reduce Harmonics in a Three Phase Diode Rectifier Type Utility Interface" IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 6, November/December 1994.
- [12] Kim S., Enjeti P. N., Packebush P., Pitel I. J. "A New Approach to Improve Power Factor a Reduce Harmonics in a Three Phase Diode Rectifier Type Utility Interface" IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 6, November/December 1994.
- [13] Flanagan W. M. "Handbook of Transformer Desing & Applications". Second Edition. McGraw-Hill, Inc. 1992.
- [14] E.E. Staff del M.I.T., "Circuitos Magneticos y Transformadores" Editorial Reverté s.a. 1965
- [15] IEEE Guide for Application of Transformer Connections in Three-Phase Distribution System. IEEE C57.105-1978

- [16] Martignoni A., "Transformadores". 8va Edição. Editora Globo.
- [17] Barbi I., "Projetos de Fontes Chaveadas". INEP-UFSC, Brasil
- [18] Torrico B. R., Perin A. J., "O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência". Porto Alegre 1997. Sagra Luzzatto Editores.

APÊNDICE 1**TEMA** : CÁLCULO DE INDUTOR DE ENTRADA**Projeto** : Nova topologia para reduzir o conteúdo harmônico, gerado pelas pontes retificadoras trifasicas a diodos, por meio do método de injeção da terceira harmônica.**Orientador** : Ivo Barbi**Aluno** : Edward Fuentealba Vidal***CÁLCULO DE BOBINAS DE BAIXA FREQUÊNCIA***

$$\underline{L} = 4\text{mH}$$

Indutância procurada

$$f := 180\text{Hz}$$

Frequência no indutor

$$I_{\text{ef}} := 20\text{A}$$

Corrente Eficaz (valor por simulação)

$$I_{\text{max}} := 32\text{A}$$

Corriente Máxima (valor por simulação)

$$\underline{\mu_0} := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \text{H} \cdot \text{m}^{-1}$$

Permeabilidade do ar

$$K_s := 0.9$$

Fator de empacotamento das Laminas

Cálculos parametros:

$$X := 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \quad X = 4.524 \Omega$$

Reatância do indutor

$$\Delta V := X \cdot I_{\text{ef}} \quad \Delta V = 90.478 \text{V}$$

Queda de tensão no indutor

$$\underline{\Delta V} := 100\text{V}$$

Valor por simulação

$$W_a := \Delta V \cdot I_{\text{ef}} \quad W_a = 2000 \text{VA}$$

VA no indutor

$$W_2 := \frac{W_a}{2} \quad W_2 = 1000 \text{VA}$$

$$S_m := 7.5 \cdot \sqrt{\frac{W2}{f} \cdot \frac{\text{Hz} \cdot \text{cm}^4}{VA}} \quad S_m = 17.678 \text{ cm}^2$$

Área da perna central requerida (pag. 81)

$$S_g := \frac{S_m}{K_s} \quad S_g = 19.642 \text{ cm}^2$$

Área efetiva requerida, desprezando isolante (pag. 82)

Escolha da lamina a empregar:

Escolhe-se chapa

$$a := 4 \text{ cm}$$

• Comprimento da perna central

$$c := 8 \text{ cm}$$

• Comprimento do núcleo

$$S_g := a \cdot c \quad S_g = 32 \text{ cm}^2$$

Área da perna central

$$S_m := S_g \cdot K_s \quad S_m = 28.8 \text{ cm}^2$$

Área efetiva da perna central (pag.79)

$$ExV := \frac{40 \cdot \frac{50}{f}}{S_m} \cdot \text{cm}^2 \cdot \text{Hz} \quad ExV = 0.386$$

Espiras por Volt (pag. 103)

$$N := ExV \cdot \Delta V \cdot \frac{1}{V} \quad N = 38.58 \quad N := 39$$

• Número de Espiras

Escolha do condutor:

$$l_m := 2 \cdot c + 2 \cdot a + 0.5 \cdot a \cdot \pi \quad l_m = 30.283 \text{ cm}$$

Comprimento da espira

$$\sigma := 350 \frac{A}{\text{cm}^2}$$

• Densidade de corrente pelo indutor

$$S := \frac{I_{ef}}{\sigma} \quad S = 0.057 \text{ cm}^2$$

Área de cobre necessaria

$$AWG := 20$$

• Condutor escolhido



$$n_p := \frac{S}{A_{Cu}} \quad n_p = 11.04 \quad n_p := 12$$

• Número de condutores em paralelo

$$S_{cup} := n_p \cdot A_{Cu} \quad S_{cup} = 0.062 \text{ cm}^2$$

Área de cobre empregada

$$\rho := \frac{\rho_{100^\circ}}{n_p}$$

Resistência por centimetro do cabo do fio AWG = 20

$$R_{cu} := \rho \cdot N \cdot l_m \quad R_{cu} = 0.0438 \Omega$$

Resistência do cobre em Ohms

$$P_{cu} := R_{cu} \cdot I_{ef}^2 \quad P_{cu} = 17.519 \text{ W}$$

Potência perdida no cobre em Watts

Perdas no núcleo:

$$\delta_c := 0.5$$

• Espessura da lamina em mm

$$w_q := 1.1 \cdot \left(\delta_c \cdot \frac{f}{50 \text{ Hz}} \right)^2 + 1.4 \cdot \frac{f}{50 \text{ Hz}}$$

$$\text{Peso} := \frac{42.2}{1000} \cdot \left(\frac{a}{\text{cm}} \right)^2 \cdot c \cdot \text{kg} \cdot \text{cm}^{-1}$$

$$\text{Peso} = 5.402 \text{ kg}$$

Peso do núcleo (pag.76)

$$P_c := w_q \cdot W \cdot \text{kg}^{-1}$$

Watt por kg para Bmax igual a 1 Tesla (pag.26)

$$P_{\text{nucleo}} := P_c \cdot \text{Peso} \quad P_{\text{nucleo}} = 46.475 \text{ W}$$

Perdas no núcleo

Perdas Totais no núcleo:

$$P_{\text{total}} := P_{\text{cu}} + P_{\text{nucleo}} \quad P_{\text{total}} = 63.994 \text{ W}$$

Perdas totais

Aumento de temperatura no Núcleo:

$$M_{\text{nucleo}} := \text{Peso} \quad M_{\text{nucleo}} = 5.402 \text{ kg}$$

$$S_{\text{extnucleo}} := 6 \cdot a^2 + 11 \cdot a \cdot c$$

Área externa de ferro para retirada do calor em metros quadrados

$$E_{\text{nu}} := 0$$

- 0 = Enfriado por ar
- 2 = Ventilação forçada

$$R_{\text{thnucleo}} := \begin{cases} \frac{1}{S_{\text{extnucleo}} \cdot 12 \cdot W \cdot \text{°C}^{-1} \cdot \text{m}^{-2}} & \text{if } E_{\text{nu}} < 1 \\ \frac{1}{S_{\text{extnucleo}} \cdot 28 \cdot W \cdot \text{°C}^{-1} \cdot \text{m}^{-2}} & \text{if } E_{\text{nu}} > 1 \end{cases}$$

$$R_{\text{thnucleo}} = 1.86 \text{ °C} \cdot \text{W}^{-1}$$

Resistência térmica no SI (pag. 228)

$$\Delta t_{\text{nucleo}} := P_{\text{nucleo}} \cdot R_{\text{thnucleo}}$$

$$\Delta t_{\text{nucleo}} = 86.45 \text{ °C}$$

Varição da temperatura

Aumento de temperatura no Cobre:

$$P_{\text{Ecu}} := W_{\text{cu}} \quad P_{\text{Ecu}} = 4.657 \text{ kg} \cdot \text{km}^{-1}$$

Peso específico do Fio AWG = 20

$$l_{\text{cu}} := l_{\text{m}} \cdot N \quad l_{\text{cu}} = 11.81 \text{ m}$$

Comprimento do cabo

$$M_{\text{cu}} := l_{\text{cu}} \cdot n_p \cdot P_{\text{Ecu}} \quad M_{\text{cu}} = 0.66 \text{ kg}$$

Peso total do cobre utilizado

$$S_{\text{extcu}} := 3 \cdot a^2 + 1.5 \cdot a^2 \cdot \pi + 3 \cdot a \cdot c$$

Área externa de ferro para retirada do calor

$$R_{\text{thcu}} := \begin{cases} \frac{1}{S_{\text{extcu}} \cdot 20 \cdot W \cdot \text{°C}^{-1} \cdot \text{m}^{-2}} & \text{if } E_{\text{nu}} < 1 \\ \frac{1}{S_{\text{extcu}} \cdot 40 \cdot W \cdot \text{°C}^{-1} \cdot \text{m}^{-2}} & \text{if } E_{\text{nu}} > 1 \end{cases}$$

$$R_{\text{thcu}} = 2.279 \frac{\text{°C}}{\text{W}}$$

Resistência térmica no SI

$$\Delta t_{\text{cu}} := P_{\text{cu}} \cdot R_{\text{thcu}}$$

$$\Delta t_{cu} = 39.925^{\circ}\text{C}$$

Varição da temperatura

$$M_{ind} := M_{cu} + M_{nucleo} \quad M_{ind} = 6.062 \text{ kg}$$

Peso total do indutor

$$\Delta t := \frac{M_{cu} \cdot \Delta t_{cu} + M_{nucleo} \cdot \Delta t_{nucleo}}{M_{ind}}$$

$$\Delta t = 81.384^{\circ}\text{C}$$

Varição da temperatura total do indutor em graus Celsius

Verificação Possibilidade de enrolamento:

$$S_j := 0.75 \cdot a^2 \quad S_j = 12 \text{ cm}^2$$

Area da Janela (pag. 75)

$$S_{cup} = 0.062 \text{ cm}^2$$

Área de uma espira de cobre com condutores em paralelo

$$S_{cut} := N \cdot S_{cup}$$

Área total do cobre

$$\text{Possib} := \frac{S_j}{S_{cut}} \quad \text{Possib} = 4.954$$

Possibilidade de confecção (pag. 83)

Cálculo del entreferro:

$$l_F := 5.6 \cdot a \quad l_F = 22.4 \text{ cm}$$

Comprimento Cto Magnetico no ferro (pag. 94)

$$Nl_M := N \cdot \frac{I_{max}}{A} \quad Nl_M = 1.248 \times 10^3$$

Amperes Espiras Máximas Totais (pag. 94)

$$A_{eF} := 5.6 \cdot l_F \cdot \text{cm}^{-1} \quad A_{eF} = 125.44$$

$$A_{eE} := Nl_M - A_{eF} \quad A_{eE} = 1.123 \times 10^3$$

$$B_M := 10000 \quad B_M = 11300 \text{ Gauss}$$

Fluxo Máximo

$$L_e := \frac{A_{eE}}{0.8 \cdot B_M \cdot 2} \cdot \text{cm} \quad L_e = 0.702 \text{ mm}$$

Comprimento do entreferro (Pag. 94)

Relutâncias:

$$S_{fe} := 2 \cdot a \cdot c \cdot K_s$$

Area Entreferro

$$R_g := 2 \cdot L_e \cdot \frac{1}{\mu_0 \cdot S_{fe}} \quad R_g = 1.939 \times 10^5 \text{ H}^{-1}$$

Relutância do entreferro

$$\mu_{fe} := 7.692 \cdot 10^{-3} \cdot \text{H} \cdot \text{m}^{-1}$$

Permeabilidade do ferro

$$R_n := \frac{l_F}{\mu_{fe} \cdot S_m} \quad R_n = 1.011 \times 10^4 \text{ H}^{-1}$$

Relutância do ferro no SI

$$R_t := R_n + R_g \quad R_t = 2.04 \times 10^5 \text{ H}^{-1}$$

Relutância total no SI

APÊNDICE 2

TEMA	: CÁLCULO DE INDUTOR DE FILTRAGEM
Projeto	: Nova topologia para reduzir o conteúdo harmônico, gerado pelas pontes retificadoras trifasicas a diodos, por meio do método de injeção da terceira harmônica.
Orientador	: Ivo Barbi
Aluno	: Edward Fuentealba Vidal

CÁLCULO DE BOBINAS DE BAIXA FREQUÊNCIA

$L := 3\text{mH}$	Indutância procurada
$f := 180\text{Hz}$	Frequência no indutor
$I_{\text{ef}} := 12\text{A}$	Corrente Eficaz (valor por simulação)
$I_{\text{max}} := 17\text{A}$	Corriente Máxima (valor por simulação)
$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \text{H} \cdot \text{m}^{-1}$	Permeabilidade do ar
$K_s := 0.9$	Fator de empacotamento das Laminas

Cálculos parametros:

$X := 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \quad X = 3.393\Omega$	Reatância do indutor
$\Delta V := X \cdot I_{\text{ef}} \quad \Delta V = 40.715\text{V}$	Queda de tensão no indutor
$\Delta V := 75\text{V}$	Valor por simulação
$W_a := \Delta V \cdot I_{\text{ef}} \quad W_a = 900\text{VA}$	VA no indutor
$W_2 := \frac{W_a}{2} \quad W_2 = 450\text{VA}$	
$S_m := 7.5 \cdot \sqrt{\frac{W_2}{f} \cdot \frac{\text{Hz} \cdot \text{cm}^4}{\text{VA}}} \quad S_m = 11.859\text{cm}^2$	Área da perna central requerida (pag. 81)
$S_g := \frac{S_m}{K_s} \quad S_g = 13.176\text{cm}^2$	Área efetiva requerida, desprezando isolante(pag. 82)

Escolha da lamina a empregar:

Escolhe-se chapa	
$a := 3.5\text{cm}$	• Comprimento da perna central
$c := 6\text{cm}$	• Comprimento do nucleo
$S_g := a \cdot c \quad S_g = 21\text{cm}^2$	Área da perna central
$S_m := S_g \cdot K_s \quad S_m = 18.9\text{cm}^2$	Área efectiva da perna central (pag.79)
$ExV := \frac{40 \cdot \frac{50}{f}}{S_m} \cdot \text{cm}^2 \cdot \text{Hz} \quad ExV = 0.588$	Espiras por Volt (pag. 103)
$N := ExV \cdot \Delta V \cdot \frac{1}{V} \quad N = 44.092 \quad N := 45$	• Número de Espiras

Escolha do condutor:

$$l_m := 2 \cdot c + 2 \cdot a + 0.5 \cdot a \cdot \pi \quad l_m = 24.498 \text{ cm}$$

Comprimento da espira

$$\sigma := 350 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

- Densidade de corrente pelo indutor

$$S := \frac{l_{ef}}{\sigma} \quad S = 0.034 \text{ cm}^2$$

Área de cobre necessaria

$$\text{AWG} := 20$$

- Condutor escolhido



$$n_p := \frac{S}{A_{cu}} \quad n_p = 6.624 \quad n_p := 7$$

- Número de condutores em paralelo

$$S_{cup} := n_p \cdot A_{cu} \quad S_{cup} = 0.036 \text{ cm}^2$$

Área de cobre empregada

$$\rho := \frac{\rho_{100^\circ}}{n_p}$$

Resistência por centimetro do cabo do fio AWG = 20

$$R_{cu} := \rho \cdot N \cdot l_m \quad R_{cu} = 0.07008 \Omega$$

Resistência do cobre em Ohms

$$P_{cu} := R_{cu} \cdot I_{ef}^2 \quad P_{cu} = 10.092 \text{ W}$$

Potência perdida no cobre em Watts

Perdas no núcleo:

$$\delta_c := 0.5$$

- Espesor da lamina em mm

$$w_q := 1.1 \cdot \left(\delta_c \cdot \frac{f}{50\text{Hz}} \right)^2 + 1.4 \cdot \frac{f}{50\text{Hz}}$$

$$\text{Peso} := \frac{42.2}{1000} \cdot \left(\frac{a}{\text{cm}} \right)^2 \cdot c \cdot \text{kg} \cdot \text{cm}^{-1}$$

$$\text{Peso} = 3.102 \text{ kg}$$

Peso do núcleo (pag.76)

$$P_c := w_q \cdot W \cdot \text{kg}^{-1}$$

Watt por kg para Bmax igual a 1 Tesla (pag.26)

$$P_{nucleo} := P_c \cdot \text{Peso} \quad P_{nucleo} = 26.687 \text{ W}$$

Perdas no núcleo

Perdas Totais no núcleo:

$$P_{total} := P_{cu} + P_{nucleo} \quad P_{total} = 36.779 \text{ W}$$

Perdas totais

Aumento de temperatura no Núcleo:

$$M_{nucleo} := \text{Peso} \quad M_{nucleo} = 3.102 \text{ kg}$$

$$S_{extnucleo} := 6 \cdot a^2 + 11 \cdot a \cdot c$$

Área externa de ferro para retirada do calor em metros quadrados

$$E_{nu} := 0$$

- 0 = Enfriado por ar
- 2 = Ventilação forçada

$$R_{thnucleo} := \begin{cases} \frac{1}{S_{extnucleo} \cdot 12 \cdot W \cdot ^\circ C^{-1} \cdot m^{-2}} & \text{if } E_{nu} < 1 \\ \frac{1}{S_{extnucleo} \cdot 28 \cdot W \cdot ^\circ C^{-1} \cdot m^{-2}} & \text{if } E_{nu} > 1 \end{cases}$$

$$R_{thnucleo} = 2.737 \text{ } ^\circ C \cdot W^{-1}$$

Resistência térmica no SI
(pag. 228)

$$\Delta t_{nucleo} := P_{nucleo} \cdot R_{thnucleo}$$

$$\Delta t_{nucleo} = 73.035 \text{ } ^\circ C$$

Varição da temperatura

Aumento de temperatura no Cobre:

$$P_{Ecu} := W_{cu} \quad P_{Ecu} = 4.657 \text{ kg} \cdot \text{km}^{-1}$$

Peso específico do Fio AWG = 20

$$l_{cu} := l_m \cdot N \quad l_{cu} = 11.024 \text{ m}$$

Comprimento do cabo

$$M_{cu} := l_{cu} \cdot n_p \cdot P_{Ecu} \quad M_{cu} = 0.359 \text{ kg}$$

Peso total do cobre utilizado

$$S_{extcu} := 3 \cdot a^2 + 1.5 \cdot a^2 \cdot \pi + 3 \cdot a \cdot c$$

Área externa de ferro para retirada do calor

$$R_{thcu} := \begin{cases} \frac{1}{S_{extcu} \cdot 20 \cdot W \cdot ^\circ C^{-1} \cdot m^{-2}} & \text{if } E_{nu} < 1 \\ \frac{1}{S_{extcu} \cdot 40 \cdot W \cdot ^\circ C^{-1} \cdot m^{-2}} & \text{if } E_{nu} > 1 \end{cases}$$

$$R_{thcu} = 3.175 \frac{^\circ C}{W}$$

Resistência térmica no SI

$$\Delta t_{cu} := P_{cu} \cdot R_{thcu}$$

$$\Delta t_{cu} = 32.042 \text{ } ^\circ C$$

Varição da temperatura

$$M_{ind} := M_{cu} + M_{nucleo} \quad M_{ind} = 3.461 \text{ kg}$$

Peso total do indutor

$$\Delta t := \frac{M_{cu} \cdot \Delta t_{cu} + M_{nucleo} \cdot \Delta t_{nucleo}}{M_{ind}}$$

$$\Delta t = 68.779 \text{ } ^\circ C$$

Varição da temperatura total do indutor em graus Celsius

Verificação Possibilidade de enrolamento:

$$S_i := 0.75 \cdot a^2 \quad S_j = 9.188 \text{ cm}^2$$

Área da Janela (pag. 75)

$$S_{cup} = 0.036 \text{ cm}^2$$

Área de uma espira de cobre com condutores em paralelo

$$S_{cut} := N \cdot S_{cup}$$

Área total do cobre

$$\text{Possib} := \frac{S_j}{S_{cut}} \quad \text{Possib} = 5.635$$

Possibilidade de confecção (pag. 83)

Cálculo del entreferro:

$$l_F := 5.6 \cdot a \quad l_F = 19.6 \text{ cm}$$

$$NI_M := N \cdot \frac{I_{\max}}{A} \quad NI_M = 765$$

$$A_{eF} := 5.6 \cdot l_F \cdot \text{cm}^{-1} \quad A_{eF} = 109.76$$

$$A_{eE} := NI_M - A_{eF} \quad A_{eE} = 655.24$$

$$B_M := 10000 \quad BM = 11300 \text{ Gauss}$$

$$L_e := \frac{A_{eE}}{0.8 \cdot B_M \cdot 2} \cdot \text{cm} \quad L_e = 0.41 \text{ mm}$$

Comprimento Cto Magnetico no ferro (pag. 94)

Amperes Espiras Maximas Totais (pag. 94)

Fluxo Máximo

Comprimento do entreferro (Pag. 94)

Relutâncias:

$$S_{fe} := 2 \cdot a \cdot c \cdot Ks$$

$$R_g := 2 \cdot L_e \cdot \frac{1}{\mu_0 \cdot S_{fe}} \quad R_g = 1.724 \times 10^5 \text{ H}^{-1}$$

$$\mu_{fe} := 7.692 \cdot 10^{-3} \cdot \text{H} \cdot \text{m}^{-1}$$

$$R_n := \frac{l_F}{\mu_{fe} \cdot S_m} \quad R_n = 1.348 \times 10^4 \text{ H}^{-1}$$

$$R_t := R_n + R_g \quad R_t = 1.859 \times 10^5 \text{ H}^{-1}$$

Área Entreferro

Relutância do entreferro

Permeabilidade do ferro

Relutância do ferro no SI

Relutância total no SI

APÊNDICE 3

TEMA : CÁLCULO DE ESFORÇOS DOS SEMICONDUTORES - SEM TRANSFORMADOR

Projeto : Nova topologia para reduzir o conteúdo harmônico, gerado pelas pontes retificadoras trifásicas a diodos, por meio do método de injeção da terceira harmonica.

Orientador : Ivo Barbi

Aluno : Edward Fuentealba Vidal

Especificações do Ponte completa:

$V_{Frms} := 220V$	Tensão de Fase na entrada
$V_{Lrms} := \sqrt{3} \cdot V_{Frms}$	Tensão de Fase na entrada
$P_o := 10kW$	Potência de Saida do retificador trifásico
$f_r := 60Hz$	Frequência da rede
$\eta_c := 100\%$	Rendimento da carga ligada
$f_s := 20kHz$	

Cálculo de Esforços :

1. Calcula-se primeiro a minima tensão de entrada, no retificador.

$$V_{Lmin.pk} := 0.9 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{Lrms}$$

$$V_{Lmin.pk} = 484.999V \quad \text{Tensão minima peak na entrada do RTNC}$$

2. A potência que se precisa na entrada é:

$$P_{in} := \frac{P_o}{\eta_c} \quad P_{in} = 10 \text{ kW} \quad \text{Potência na entrada}$$

3. A corrente de pico, média e eficaz nos diodos é:

$$I_{in.pk} := \frac{P_{in}}{\sqrt{2} \cdot V_{Frms}} \quad I_{in.pk} = 32.141 \text{ A} \quad \text{Corrente de entrada máxima}$$

$$I_{D.med} := \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\frac{2\pi}{3}} I_{in.pk} \cdot \cos(wt) \, dwt$$

$$I_{D.med} = 4.4 \text{ A} \quad \text{Corrente média nos diodos}$$

$$I_{D.ef} := \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\frac{2\pi}{3}} (I_{in.pk} \cdot \cos(wt))^2 \, dwt}$$

$$I_{D.ef} = 11.7 \text{ A} \quad \text{Corrente eficaz nos diodos}$$

4. Tensão média e eficaz na carga:

$$V_{dc} := \frac{6}{2\pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot V_{Frms} \cdot \cos(\omega t) \, d\omega t$$

$$V_{dc} = 514.6 \text{ V}$$

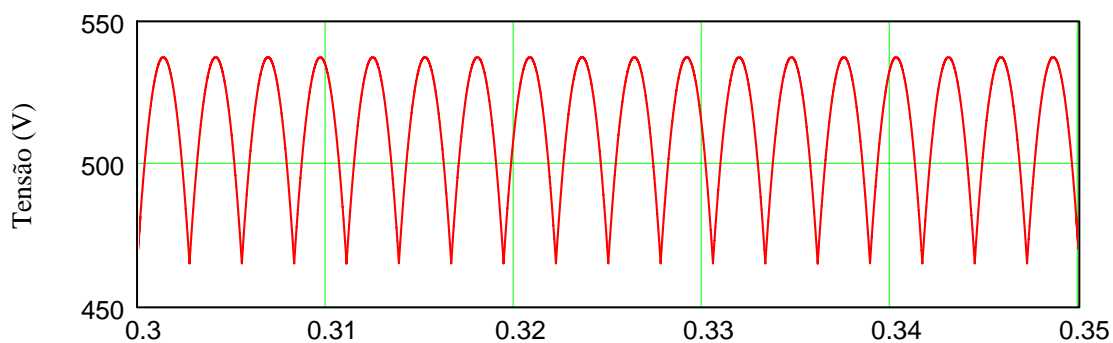
Tensão máxima teórica sobre o diodo:

$$V_{Dretmax} := 1.1 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{Lrms}$$

$$V_{Dretmax} = 592.777 \text{ V}$$

5. Valores de tensão e corrente nos diodos, calculados por simulação

Tensão nos Diodos do Ponte

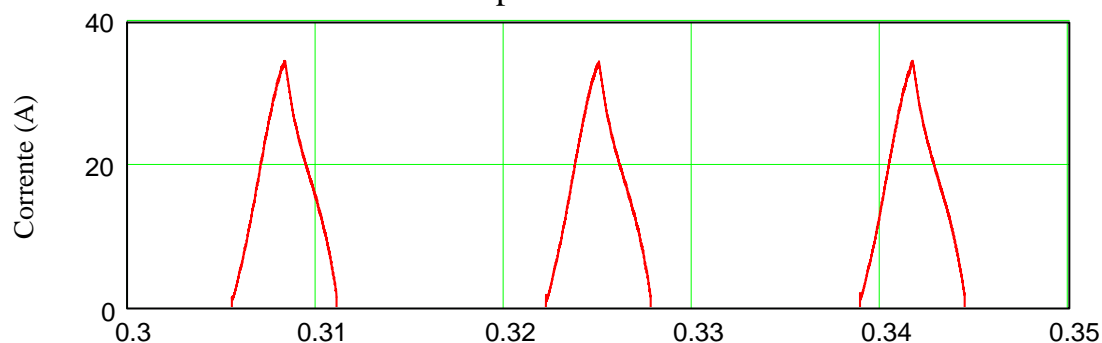


$$V_{Dmax} = 537.4 \text{ V}$$

$$V_{Dmed} = 513.2 \text{ V}$$

$$V_{Def} = 513.6 \text{ V}$$

Corrente pelos Diodos do Ponte



$$I_{Dmax} = 34.6 \text{ A}$$

$$I_{Dmed} = 6 \text{ A}$$

$$I_{Def} = 11.8 \text{ A}$$

6. Valores de corrente e tensão empregados para cálculo termico

$$k := 1.5$$

$$V_{Dmax} = 537.4 \text{ V}$$

$$V_{Dmed} = 513.2 \text{ V}$$

$$V_{Def} = 513.6 \text{ V}$$

$$I_{Dmax} := k I_{Dmax}$$

$$I_{Dmed} := k \cdot I_{Dmed}$$

Fator de segurança

Tensão máxima nos diodos

Tensão média nos diodos

Tensão eficaz nos diodos

Corrente máxima nos diodos

Corrente média no diodos

$$I_{D_{ef}} := k \cdot I_{D_{ef}}$$

Corrente eficaz nos diodos

Modelo SKD 50

$$V_{TO} := 0.85V$$

$$r_t := 0.008\Omega$$

$$P_C := 2r_t \cdot I_{D_{ef}}^2$$

$$P_C = 4.973 W$$

$$P_d := 2V_{TO} \cdot I_{D_{med}}$$

$$P_d = 15.281 W$$

$$P_{td} := P_C + P_d$$

$$P_{td} = 20.254 W$$

$$T_j := 140^\circ C$$

Resistência em condução 150°C

Perdas nas chave em condução

Perdas totais

Temperatura junção

Temperatura ambiente

$$T_a := 40^\circ C$$

$$R_{ja} := 2.3 \frac{K}{W}$$

$$R_{ja} = 2.3 \frac{^\circ C}{W}$$

Resistência Junção-ambiente

$$R_{jc} := 0.45 \frac{K}{W}$$

$$R_{jc} = 0.45 \frac{^\circ C}{W}$$

Resistência Junção-encapsulamento

$$R_{cs} := 0.06 \frac{K}{W}$$

$$R_{cs} = 0.06 \frac{^\circ C}{W}$$

Resistência Contato-dissipador

$$R_{Da} := \frac{T_j - T_a}{P_{td}} - R_{jc} - R_{cs}$$

$$R_{Da} = 4.427 \frac{^\circ C}{W}$$

Resistência Dissipador-ambiente

$$T_{cd} := T_j - P_{td} \cdot R_{jc}$$

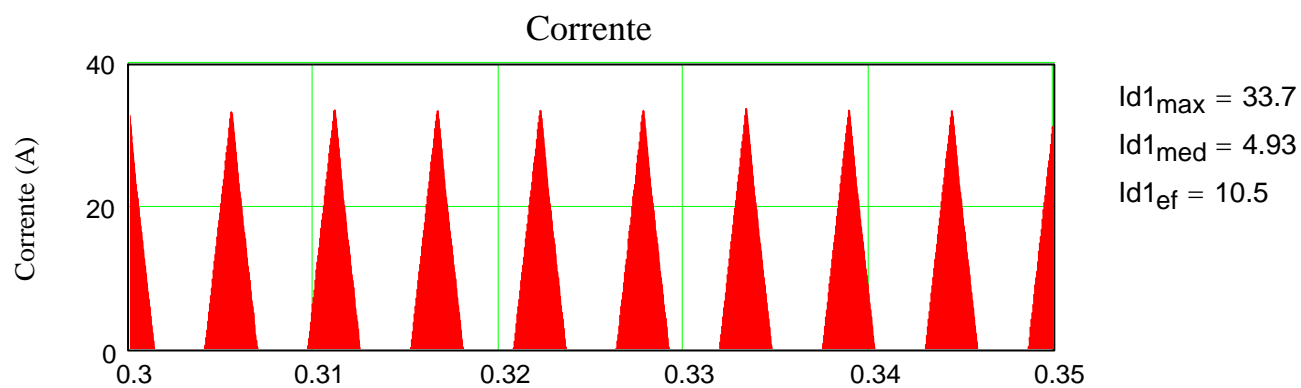
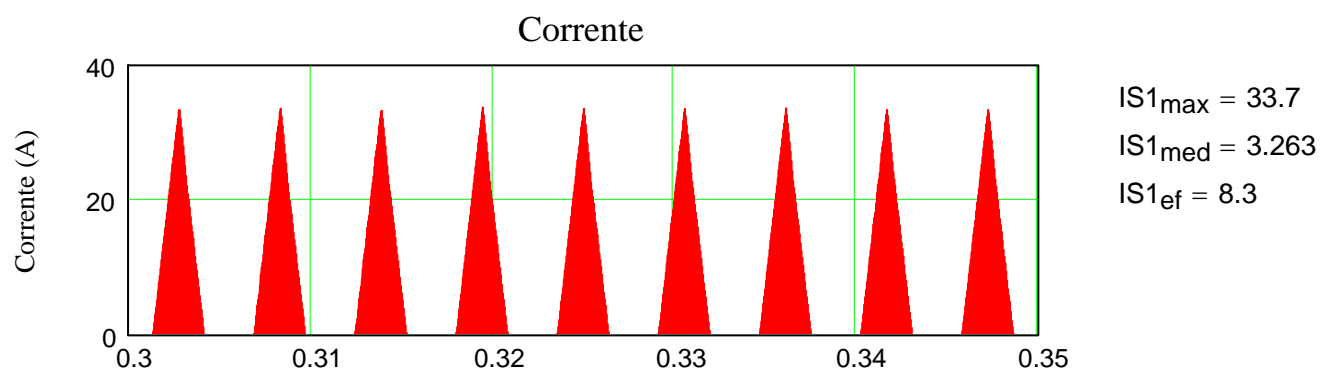
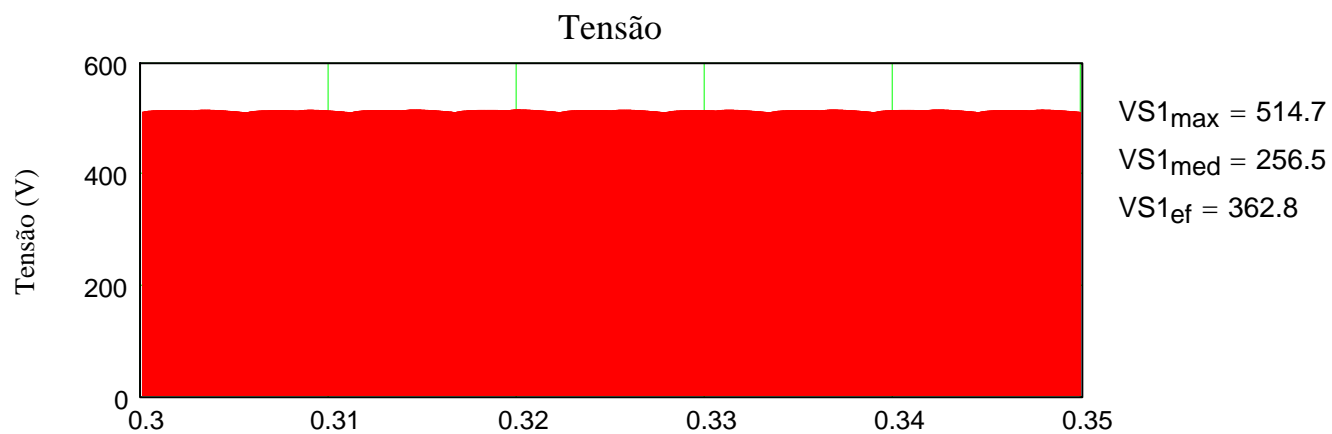
$$T_{cd} = 130.886^\circ C$$

$$T_d := T_{cd} - R_{cs} \cdot P_{td}$$

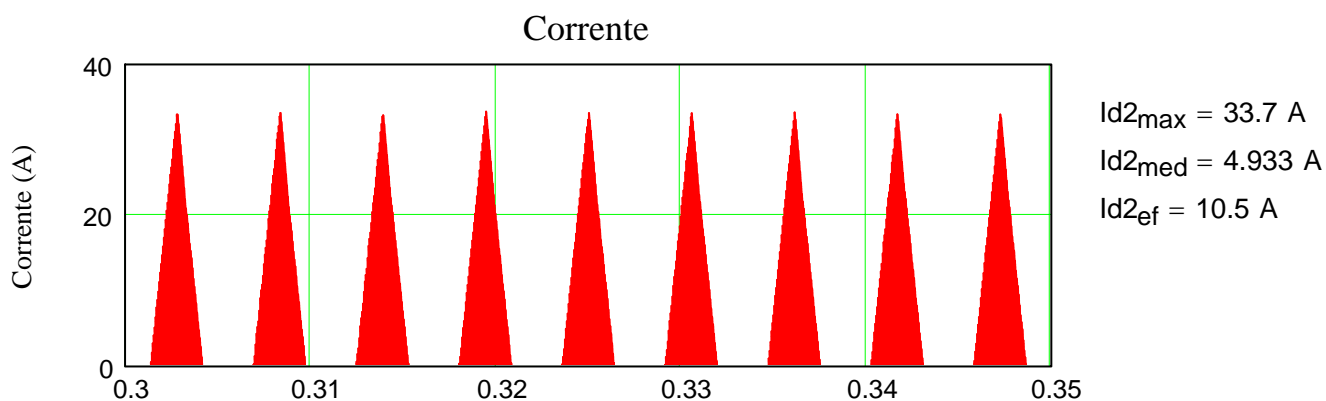
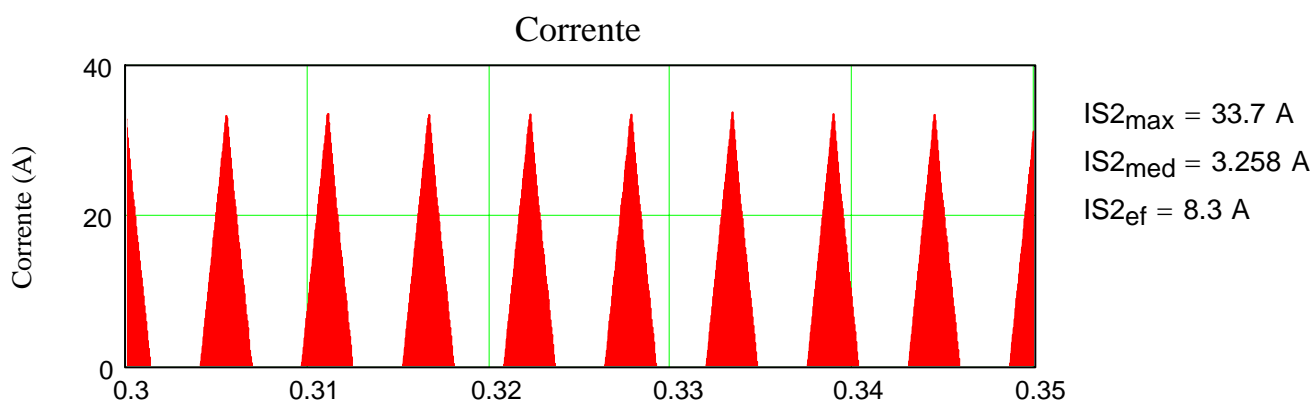
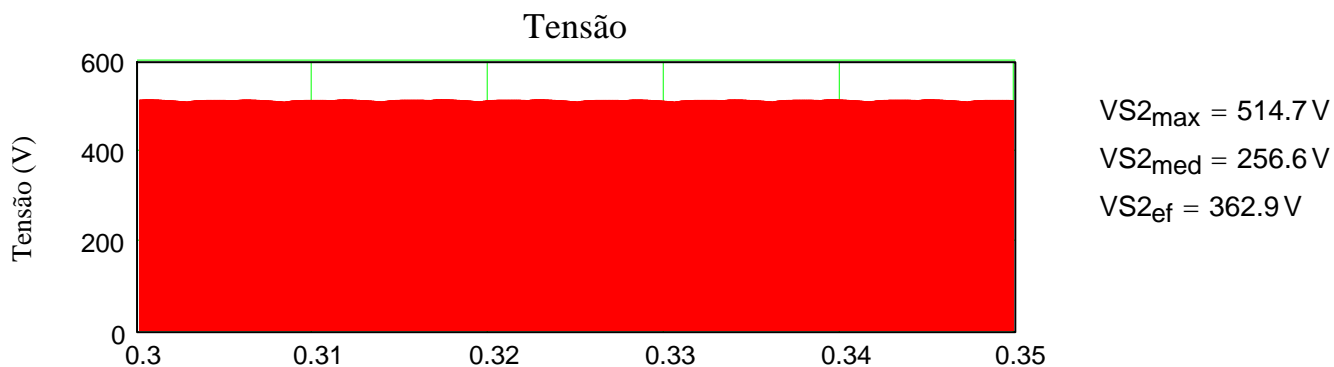
$$T_d = 129.671^\circ C$$

ESPECIFICAÇÕES DO MÓDULO IGBT

TENSÃO E CORRENTES POR O IGBT 1



TENSÃO E CORRENTES POR O IGBT 2



resumo de valores:

IGBT 1:	<u>Tensões</u>	<u>Corrente Chave</u>	<u>Corrente Diodo</u>
	$VS1_{max} = 514.7$	$IS1_{max} = 33.699$	$Id1_{max} = 33.7$
	$VS1_{med} = 256.5$	$IS1_{med} = 3.3$	$Id1_{med} = 4.9$
	$VS1_{ef} = 362.8$	$IS1_{ef} = 8.3$	$Id1_{ef} = 10.5$
IGBT 2:	<u>Tensões</u>	<u>Corrente Chave</u>	<u>Corrente Diodo</u>
	$VS2_{max} = 514.7\text{ V}$	$IS2_{max} = 33.7\text{ A}$	$Id2_{max} = 33.7\text{ A}$
	$VS2_{med} = 256.6\text{ V}$	$IS2_{med} = 3.3\text{ A}$	$Id2_{med} = 4.9\text{ A}$
	$VS2_{ef} = 362.9\text{ V}$	$IS2_{ef} = 8.3\text{ A}$	$Id2_{ef} = 10.5\text{ A}$

O interruptor IGBT escolhido e seus principais parâmetros são:

SKM 50 GB 063 D da Semikron

Cálculo das perdas nos IGBTs

Parâmetros:

$$V_{CEN} := 1.8V$$

Tensão coletor-emissor na corrente nominal

$$V_{CEO} := 0.7V$$

Tensão coletor-emissor de limiar (Datashhet)

$$I_{CN} := 5A$$

Corrente de coletor nominal

$$I_{CM} := 17A$$

Corrente máxima de coletor

$$M := 0.8$$

Índice de modulação

$$\theta := 0$$

Ângulo de deslocamento entre a corrente e a tensão

$$t_{rN} := 40 \cdot ns$$

Tempo de subida nominal da corrente de coletor

$$t_{fN} := 30 \cdot ns$$

Tempo de descida nominal da corrente de coletor

$$t_{rrN} := 0.08 \cdot \mu s$$

Tempo de recuperação reversa nominal do diodo

$$Q_{rrN} := 3.2 \cdot \mu C$$

Carga de recuperação reversa nominal do diodo

$$V_{CC} := 500V$$

Tensão de barramento

$$f_s := 20 \cdot kHz$$

Frequência de chaveamento

$$V_{FO} := 0.8V$$

Tensão limiar de condução do diodo

$$V_{FN} := 2.4V$$

Queda de tensão nominal do diodo

$$I_{FN} := 4A$$

Corrente de condução nominal do diodo

$$T_a := 40^\circ C$$

Temperatura ambiente

$$R_{thcd} := 0.05 \cdot ^\circ C \cdot W^{-1}$$

Resistência térmica cápsula-dissipador por módulo

$$R_{thjclGBT} := 0.5 \cdot (^\circ C \cdot W^{-1})$$

Resistência térmica junção-cápsula por IGBT

$$R_{thjcD} := 1^\circ C \cdot W^{-1}$$

Resistência térmica junção-cápsula por diodo

$$T_{jIGBT} := 140^\circ C$$

Temperatura de junção máxima do IGBT

$$T_{jD} := 140^\circ C$$

Temperatura de junção máxima do diodo

Perdas de condução em um IGBT

$$P_{\text{conIGBT}} := \left(\frac{1}{8} + \frac{M}{3 \cdot \pi} \right) \cdot \frac{V_{\text{CEN}} - V_{\text{CEO}}}{I_{\text{CN}}} \cdot I_{\text{CM}}^2 + \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} + \frac{M}{8} \cdot \cos(\theta) \right) \cdot V_{\text{CEO}} \cdot I_{\text{CM}}$$

$$P_{\text{conIGBT}} = 16.428 \text{ W}$$

Perdas de comutação em um IGBT

Na entrada em condução

$$A := \left[0.28 + \frac{0.38}{\pi} \cdot \frac{I_{\text{CM}}}{I_{\text{CN}}} + 0.015 \cdot \left(\frac{I_{\text{CM}}}{I_{\text{CN}}} \right)^2 \right] \cdot Q_{\text{rrN}} + \left(\frac{0.8}{\pi} + 0.05 \cdot \frac{I_{\text{CM}}}{I_{\text{CN}}} \right) \cdot I_{\text{CM}} \cdot t_{\text{rrN}}$$

$$P_{\text{onIGBT}} := \frac{1}{8} \cdot V_{\text{CC}} \cdot t_{\text{rN}} \cdot \frac{I_{\text{CM}}^2}{I_{\text{CN}}} \cdot f_{\text{s}} + \frac{2}{3} \cdot V_{\text{CC}} \cdot A \cdot f_{\text{s}}$$

$$P_{\text{onIGBT}} = 25.186 \text{ W}$$

No bloqueio

$$P_{\text{offIGBT}} := V_{\text{CC}} \cdot I_{\text{CM}} \cdot t_{\text{fN}} \cdot f_{\text{s}} \cdot \left(\frac{1}{3 \cdot \pi} + \frac{1}{24} \cdot \frac{I_{\text{CM}}}{I_{\text{CN}}} \right)$$

$$P_{\text{offIGBT}} = 1.264 \text{ W}$$

Perda total em um IGBT

$$P_{\text{totIGBT}} := P_{\text{onIGBT}} + P_{\text{offIGBT}} + P_{\text{conIGBT}}$$

$$P_{\text{totIGBT}} = 42.878 \text{ W}$$

Perdas de condução em um diodo

$$P_{\text{conD}} := \left(\frac{1}{8} - \frac{M}{3 \cdot \pi} \right) \cdot \frac{V_{\text{FN}} - V_{\text{FO}}}{I_{\text{CN}}} \cdot I_{\text{CM}}^2 + \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{M}{8} \cdot \cos(\theta) \right) \cdot V_{\text{FO}} \cdot I_{\text{CM}}$$

$$P_{\text{conD}} = 4.515 \text{ W}$$

Perdas de comutação em um diodo

$$P_{\text{comD}} := \frac{1}{3} \cdot \left[V_{\text{CC}} \cdot \left[0.28 + \frac{0.38}{\pi} \cdot \frac{I_{\text{CM}}}{I_{\text{FN}}} + 0.015 \cdot \left(\frac{I_{\text{CM}}}{I_{\text{FN}}} \right)^2 \right] \cdot Q_{\text{rrN}} + \left(\frac{0.8}{\pi} + 0.05 \cdot \frac{I_{\text{CM}}}{I_{\text{FN}}} \right) \cdot I_{\text{CM}} \cdot t_{\text{rrN}} \right] \cdot f_{\text{s}}$$

$$P_{\text{comD}} = 13.478 \text{ W}$$

Perda total em um diodo

$$P_{\text{totD}} := P_{\text{comD}} + P_{\text{conD}}$$

$$P_{\text{totD}} = 17.992 \text{ W}$$

Perda total nos semicondutores do inversor

$$P_{\text{total}} := 2 \cdot P_{\text{totIGBT}} + 2 \cdot P_{\text{totD}}$$

$$P_{\text{total}} = 121.741 \text{ W}$$

Resistência térmica do dissipador

$$T_{\text{CIGBT}} := T_{\text{jIGBT}} - R_{\text{thjcIGBT}} \cdot P_{\text{totIGBT}} \quad \text{Temperatura de cápsula para um IGBT}$$

$$T_{\text{CIGBT}} = 118.561 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$T_{\text{CD}} := T_{\text{jD}} - R_{\text{thjcD}} \cdot P_{\text{totD}} \quad \text{Temperatura de cápsula para um diodo}$$

$$T_{\text{CD}} = 122.008 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$T_{\text{cd}} = 130.886 \text{ }^\circ\text{C} \quad \text{Temperatura do ponte retificadora}$$

$$T_{\text{C}} := \min(T_{\text{CIGBT}}, T_{\text{CD}}, T_{\text{cd}}) \quad T_{\text{C}} = 118.561 \text{ }^\circ\text{C} \quad \text{Usa a menor das temperaturas}$$

$$T_{\text{dIGBT}} := T_{\text{C}} - R_{\text{thcd}} \cdot (2 \cdot P_{\text{totIGBT}} + 2 \cdot P_{\text{totD}}) \quad \text{Temperatura do dissipador por módulo IGBT}$$

$$T_{\text{dIGBT}} = 112.474 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$T_{\text{Dp}} := T_{\text{C}} - R_{\text{cs}} \cdot P_{\text{td}} \quad T_{\text{Dp}} = 117.346 \text{ }^\circ\text{C} \quad \text{Temperatura do dissipador por modulo Ponte}$$

$$T_{\text{d}} := \min(T_{\text{dIGBT}}, T_{\text{Dp}}) \quad T_{\text{d}} = 112.474 \text{ }^\circ\text{C} \quad \text{Temperatura dissipador escolhido}$$

$$P_{\text{tot}} := P_{\text{total}} + P_{\text{td}} \quad P_{\text{tot}} = 141.995 \text{ W} \quad \text{Potencia total Modulos IGBT e Ponte Completa}$$

$$R_{\text{thda}} := \frac{T_{\text{d}} - T_{\text{a}}}{P_{\text{tot}}}$$

$$R_{\text{thda}} = 0.5104 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

Resistência térmica dissipador-ambiente necessária

$$R_{\text{thda}} := 0.08 \cdot \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

Valor escolhido

$$T_{\text{d}} := T_{\text{a}} + P_{\text{tot}} \cdot R_{\text{thda}}$$

$$T_{\text{d}} = 51.36 \text{ }^\circ\text{C} \quad \text{Temperatura no dissipador}$$

APÊNDICE 4

TEMA : CÁLCULO DE ESFORÇOS DOS SEMICONDUTORES - COM TRANSFORMADOR

Projeto : Nova topologia para reduzir o conteúdo harmônico, gerado pelas pontes retificadoras trifásicas a diodos, por meio do método de injeção da terceira harmonica.

Orientador : Ivo Barbi

Aluno : Edward Fuentealba Vidal

Especificações do Ponte completa:

$V_{Frms} := 220V$	Tensão de Fase na entrada
$V_{Lrms} := \sqrt{3} \cdot V_{Frms}$	Tensão de Fase na entrada
$P_o := 10kW$	Potência de Saida do retificador trifásico
$f_r := 60Hz$	Frequência da rede
$\eta_c := 100\%$	Rendimento da carga ligada
$f_s := 20kHz$	

Cálculo de Esforços :

1. Calcula-se primeiro a minima tensão de entrada, no retificador.

$$V_{Lmin.pk} := 0.9 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{Lrms}$$

$$V_{Lmin.pk} = 484.999V \quad \text{Tensão minima peak na entrada do RTNC}$$

2. A potência que se precisa na entrada é:

$$P_{in} := \frac{P_o}{\eta_c} \quad P_{in} = 10 \text{ kW} \quad \text{Potência na entrada}$$

3. A corrente de pico, média e eficaz nos diodos é:

$$I_{in.pk} := \frac{P_{in}}{\sqrt{2} \cdot V_{Frms}} \quad I_{in.pk} = 32.141 \text{ A} \quad \text{Corrente de entrada máxima}$$

$$I_{D.med} := \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\frac{2\pi}{3}} I_{in.pk} \cdot \cos(wt) \, dwt$$

$$I_{D.med} = 4.4 \text{ A} \quad \text{Corrente média nos diodos}$$

$$I_{D.ef} := \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\frac{2\pi}{3}} (I_{in.pk} \cdot \cos(wt))^2 \, dwt}$$

$$I_{D.ef} = 11.7 \text{ A} \quad \text{Corrente eficaz nos diodos}$$

4. Tensão média e eficaz na carga:

$$V_{dc} := \frac{6}{2\pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot V_{Frms} \cdot \cos(\omega t) \, d\omega t$$

$$V_{dc} = 514.6 \text{ V}$$

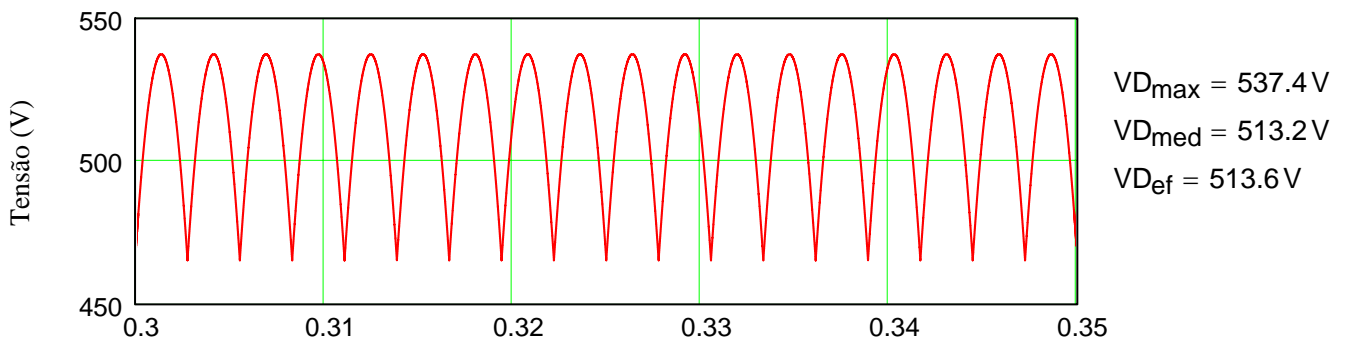
Tensão máxima teórica sobre o diodo:

$$V_{Dretmax} := 1.1 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{Lrms}$$

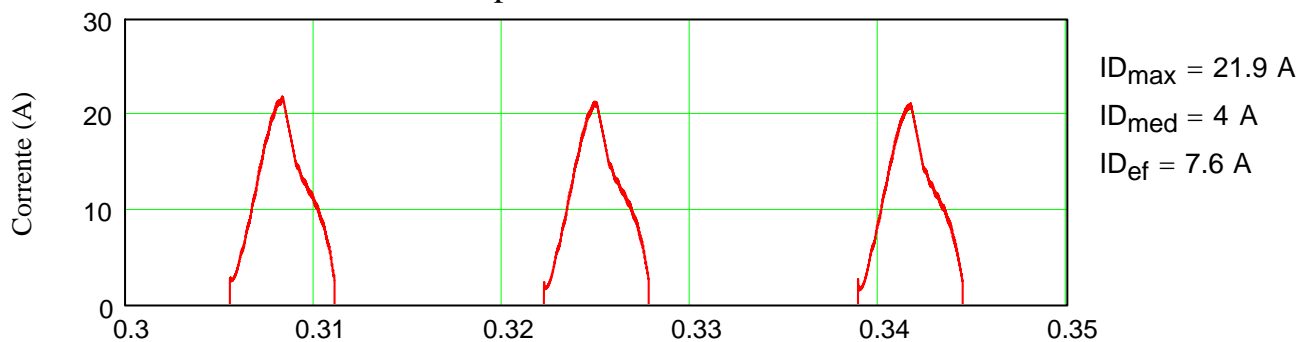
$$V_{Dretmax} = 592.777 \text{ V}$$

5. Valores de tensão e corrente nos diodos, calculados por simulação

Tensão nos Diodos do Ponte



Corrente pelos Diodos do Ponte



6. Valores de corrente e tensão empregados para cálculo termico

$$k := 1.5$$

$$V_{Dmax} = 537.4 \text{ V}$$

$$V_{Dmed} = 513.2 \text{ V}$$

$$V_{Def} = 513.6 \text{ V}$$

$$ID_{max} := k ID_{max}$$

$$ID_{med} := k \cdot ID_{med}$$

Fator de segurança

Tensão máxima nos diodos

Tensão média nos diodos

Tensão eficaz nos diodos

Corrente máxima nos diodos

Corrente média no diodos

$$I_{D_{ef}} := k \cdot I_{D_{ef}}$$

Corrente eficaz nos diodos

Modelo SKD 50

$$V_{TO} := 0.85V$$

$$r_t := 0.008\Omega$$

$$P_C := 2r_t \cdot I_{D_{ef}}^2$$

$$P_C = 2.087W$$

$$P_d := 2V_{TO} \cdot I_{D_{med}}$$

$$P_d = 10.118W$$

$$P_{td} := P_C + P_d$$

$$P_{td} = 12.205W$$

$$T_j := 140^\circ C$$

Resistência em condução 150°C

Perdas nas chave em condução

Perdas totais

Temperatura junção

Temperatura ambiente

$$T_a := 40^\circ C$$

$$R_{ja} := 2.3 \frac{K}{W}$$

$$R_{ja} = 2.3 \frac{^\circ C}{W}$$

Resistência Junção-ambiente

$$R_{jc} := 0.45 \frac{K}{W}$$

$$R_{jc} = 0.45 \frac{^\circ C}{W}$$

Resistência Junção-encapsulamento

$$R_{cs} := 0.06 \frac{K}{W}$$

$$R_{cs} = 0.06 \frac{^\circ C}{W}$$

Resistência Contato-dissipador

$$R_{Da} := \frac{T_j - T_a}{P_{td}} - R_{jc} - R_{cs}$$

$$R_{Da} = 7.684 \frac{^\circ C}{W}$$

Resistência Dissipador-ambiente

$$T_{cd} := T_j - P_{td} \cdot R_{jc}$$

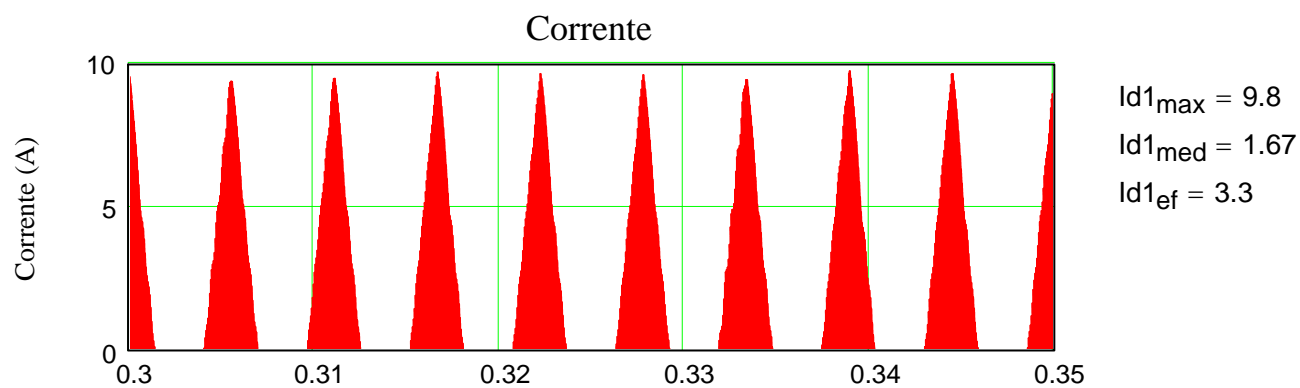
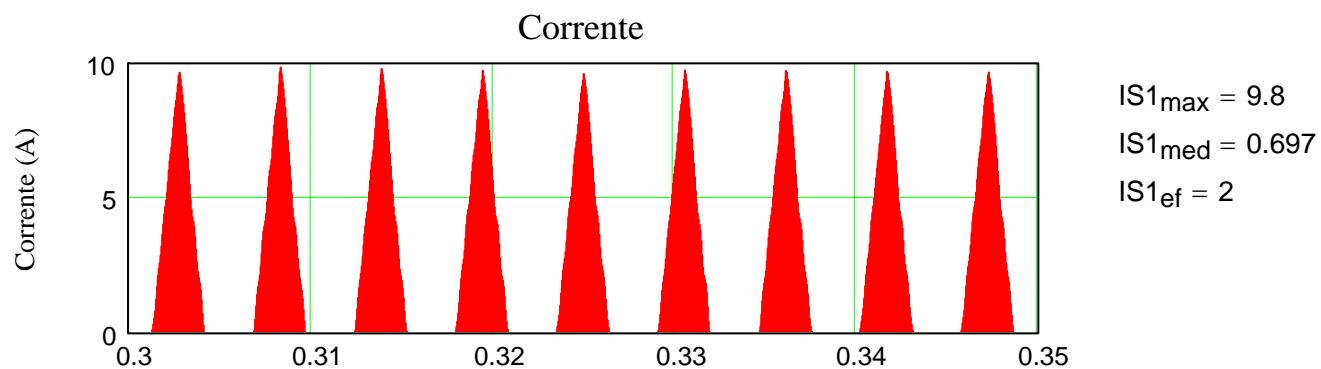
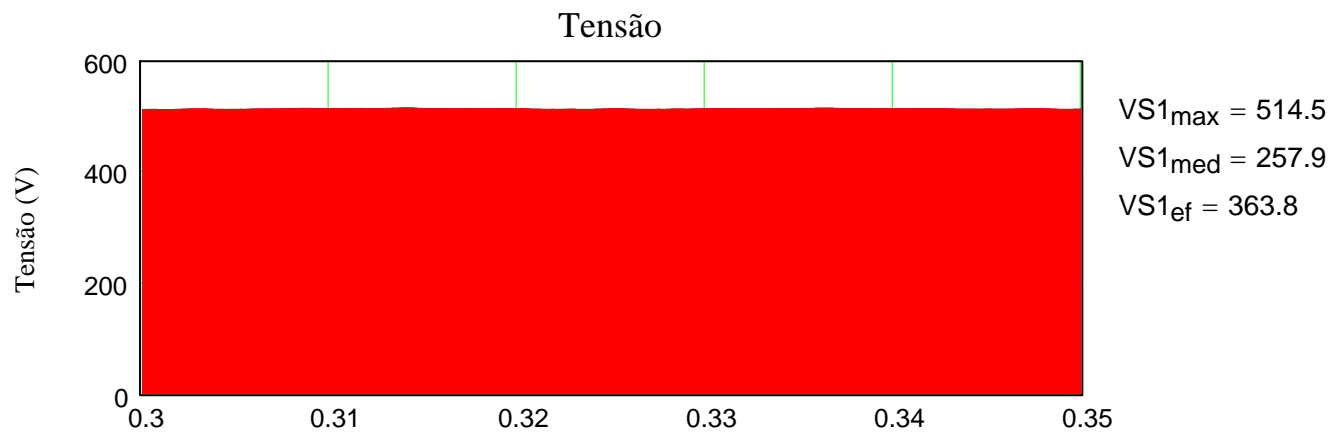
$$T_{cd} = 134.508^\circ C$$

$$T_d := T_{cd} - R_{cs} \cdot P_{td}$$

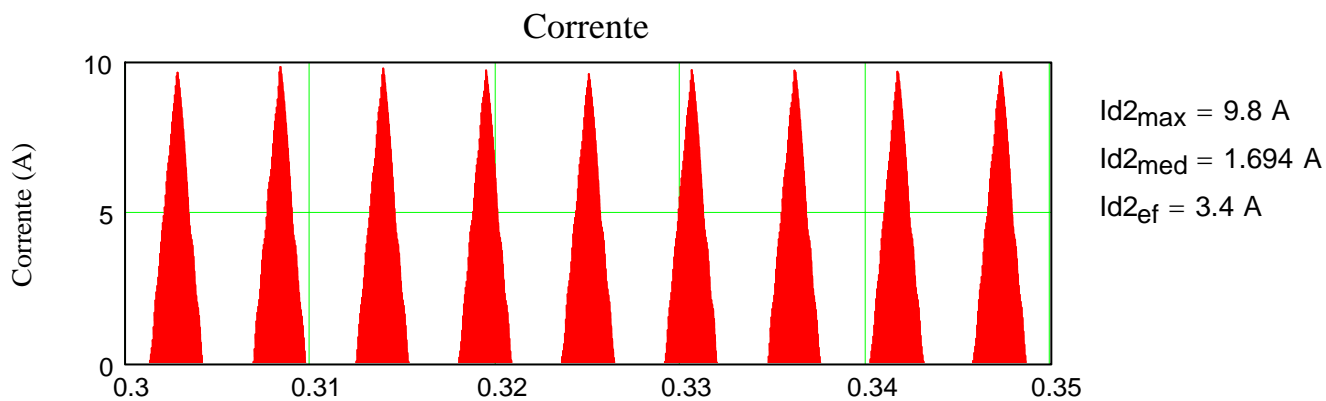
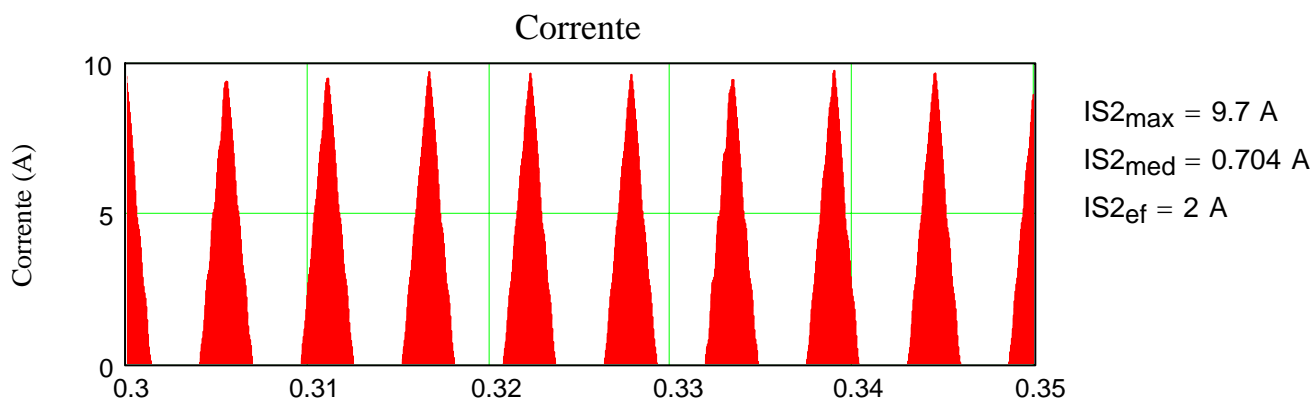
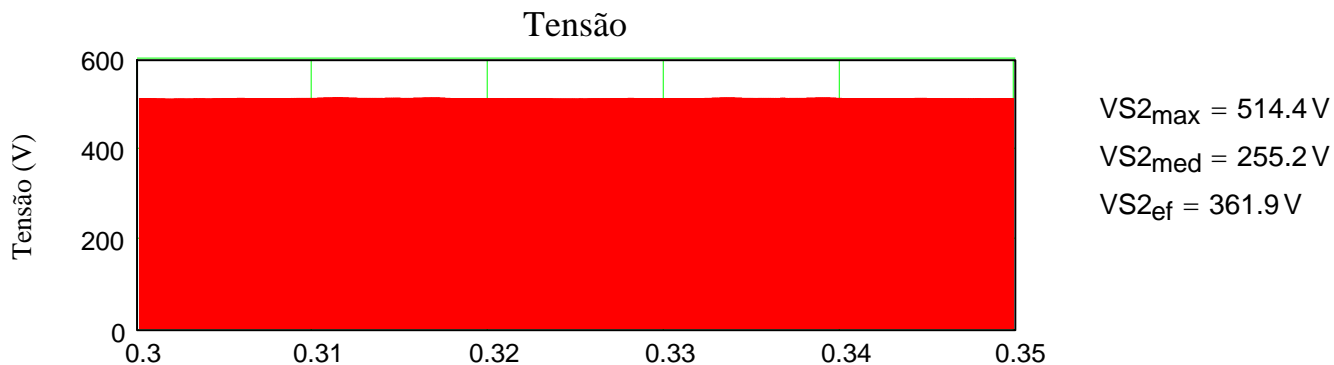
$$T_d = 133.776^\circ C$$

ESPECIFICAÇÕES DO MÓDULO IGBT

TENSÃO E CORRENTES POR O IGBT 1



TENSÃO E CORRENTES POR O IGBT 2



resumo de valores:

IGBT 1:	<u>Tensões</u>	<u>Corrente Chave</u>	<u>Corrente Diodo</u>
	$VS1_{max} = 514.5$	$IS1_{max} = 9.83$	$Id1_{max} = 9.8$
	$VS1_{med} = 257.9$	$IS1_{med} = 0.7$	$Id1_{med} = 1.7$
	$VS1_{ef} = 363.8$	$IS1_{ef} = 2$	$Id1_{ef} = 3.3$
IGBT 2:	<u>Tensões</u>	<u>Corrente Chave</u>	<u>Corrente Diodo</u>
	$VS2_{max} = 514.4\text{ V}$	$IS2_{max} = 9.7\text{ A}$	$Id2_{max} = 9.8\text{ A}$
	$VS2_{med} = 255.2\text{ V}$	$IS2_{med} = 0.7\text{ A}$	$Id2_{med} = 1.7\text{ A}$
	$VS2_{ef} = 361.9\text{ V}$	$IS2_{ef} = 2\text{ A}$	$Id2_{ef} = 3.4\text{ A}$

O interruptor IGBT escolhido e seus principais parâmetros são:

SKM 50 GB 063 D da Semikron

Cálculo das perdas nos IGBTs

Parâmetros:

$$V_{CEN} := 1.8V$$

Tensão coletor-emissor na corrente nominal

$$V_{CEO} := 0.7V$$

Tensão coletor-emissor de limiar (Datashhet)

$$I_{CN} := 2A$$

Corrente de coletor nominal

$$I_{CM} := 9A$$

Corrente máxima de coletor

$$M := 0.8$$

Índice de modulação

$$\theta := 0$$

Ângulo de deslocamento entre a corrente e a tensão

$$t_{rN} := 40 \cdot ns$$

Tempo de subida nominal da corrente de coletor

$$t_{fN} := 30 \cdot ns$$

Tempo de descida nominal da corrente de coletor

$$t_{rrN} := 0.08 \cdot \mu s$$

Tempo de recuperação reversa nominal do diodo

$$Q_{rrN} := 3.2 \cdot \mu C$$

Carga de recuperação reversa nominal do diodo

$$V_{CC} := 500V$$

Tensão de barramento

$$f_s := 20 \cdot kHz$$

Freqüência de chaveamento

$$V_{FO} := 0.8V$$

Tensão limiar de condução do diodo

$$V_{FN} := 2.4V$$

Queda de tensão nominal do diodo

$$I_{FN} := 4A$$

Corrente de condução nominal do diodo

$$T_a := 40^\circ C$$

Temperatura ambiente

$$R_{thcd} := 0.05 \cdot ^\circ C \cdot W^{-1}$$

Resistência térmica cápsula-dissipador por módulo

$$R_{thjclGBT} := 0.5 \cdot (^\circ C \cdot W^{-1})$$

Resistência térmica junção-cápsula por IGBT

$$R_{thjcD} := 1^\circ C \cdot W^{-1}$$

Resistência térmica junção-cápsula por diodo

$$T_{jIGBT} := 140^\circ C$$

Temperatura de junção máxima do IGBT

$$T_{jD} := 140^\circ C$$

Temperatura de junção máxima do diodo

Perdas de condução em um IGBT

$$P_{\text{conIGBT}} := \left(\frac{1}{8} + \frac{M}{3 \cdot \pi} \right) \cdot \frac{V_{\text{CEN}} - V_{\text{CEO}}}{I_{\text{CN}}} \cdot I_{\text{CM}}^2 + \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} + \frac{M}{8} \cdot \cos(\theta) \right) \cdot V_{\text{CEO}} \cdot I_{\text{CM}}$$

$$P_{\text{conIGBT}} = 10.983 \text{ W}$$

Perdas de comutação em um IGBT

Na entrada em condução

$$A_{\text{w}} := \left[0.28 + \frac{0.38}{\pi} \cdot \frac{I_{\text{CM}}}{I_{\text{CN}}} + 0.015 \cdot \left(\frac{I_{\text{CM}}}{I_{\text{CN}}} \right)^2 \right] \cdot Q_{\text{rrN}} + \left(\frac{0.8}{\pi} + 0.05 \cdot \frac{I_{\text{CM}}}{I_{\text{CN}}} \right) \cdot I_{\text{CM}} \cdot t_{\text{rrN}}$$

$$P_{\text{onIGBT}} := \frac{1}{8} \cdot V_{\text{CC}} \cdot t_{\text{rN}} \cdot \frac{I_{\text{CM}}^2}{I_{\text{CN}}} \cdot f_{\text{s}} + \frac{2}{3} \cdot V_{\text{CC}} \cdot A \cdot f_{\text{s}}$$

$$P_{\text{onIGBT}} = 28.393 \text{ W}$$

No bloqueio

$$P_{\text{offIGBT}} := V_{\text{CC}} \cdot I_{\text{CM}} \cdot t_{\text{fN}} \cdot f_{\text{s}} \cdot \left(\frac{1}{3 \cdot \pi} + \frac{1}{24} \cdot \frac{I_{\text{CM}}}{I_{\text{CN}}} \right)$$

$$P_{\text{offIGBT}} = 0.793 \text{ W}$$

Perda total em um IGBT

$$P_{\text{totIGBT}} := P_{\text{onIGBT}} + P_{\text{offIGBT}} + P_{\text{conIGBT}}$$

$$P_{\text{totIGBT}} = 40.168 \text{ W}$$

Perdas de condução em um diodo

$$P_{\text{conD}} := \left(\frac{1}{8} - \frac{M}{3 \cdot \pi} \right) \cdot \frac{V_{\text{FN}} - V_{\text{FO}}}{I_{\text{CN}}} \cdot I_{\text{CM}}^2 + \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{M}{8} \cdot \cos(\theta) \right) \cdot V_{\text{FO}} \cdot I_{\text{CM}}$$

$$P_{\text{conD}} = 3.026 \text{ W}$$

Perdas de comutação em um diodo

$$P_{\text{comD}} := \frac{1}{3} \cdot \left[V_{\text{CC}} \cdot \left[0.28 + \frac{0.38}{\pi} \cdot \frac{I_{\text{CM}}}{I_{\text{FN}}} + 0.015 \cdot \left(\frac{I_{\text{CM}}}{I_{\text{FN}}} \right)^2 \right] \cdot Q_{\text{rrN}} + \left(\frac{0.8}{\pi} + 0.05 \cdot \frac{I_{\text{CM}}}{I_{\text{FN}}} \right) \cdot I_{\text{CM}} \cdot t_{\text{rrN}} \right] \cdot f_{\text{s}}$$

$$P_{\text{comD}} = 7.581 \text{ W}$$

Perda total em um diodo

$$P_{\text{totD}} := P_{\text{comD}} + P_{\text{conD}}$$

$$P_{\text{totD}} = 10.606 \text{ W}$$

Perda total nos semicondutores do inversor

$$P_{\text{total}} := 2 \cdot P_{\text{totIGBT}} + 2 \cdot P_{\text{totD}}$$

$$P_{\text{total}} = 101.549 \text{ W}$$

Resistência térmica do dissipador

$$T_{\text{CIGBT}} := T_{\text{jIGBT}} - R_{\text{thjcIGBT}} \cdot P_{\text{totIGBT}} \quad \text{Temperatura de cápsula para um IGBT}$$

$$T_{\text{CIGBT}} = 119.916^\circ\text{C}$$

$$T_{\text{CD}} := T_{\text{jD}} - R_{\text{thjcD}} \cdot P_{\text{totD}} \quad \text{Temperatura de cápsula para um diodo}$$

$$T_{\text{CD}} = 129.394^\circ\text{C}$$

$$T_{\text{cd}} = 134.508^\circ\text{C} \quad \text{Temperatura do ponte retificadora}$$

$$T_{\text{C}} := \min(T_{\text{CIGBT}}, T_{\text{CD}}, T_{\text{cd}}) \quad T_{\text{C}} = 119.916^\circ\text{C} \quad \text{Usa a menor das temperaturas}$$

$$T_{\text{dIGBT}} := T_{\text{C}} - R_{\text{thcd}} \cdot (2 \cdot P_{\text{totIGBT}} + 2 \cdot P_{\text{totD}}) \quad \text{Temperatura do dissipador por módulo IGBT}$$

$$T_{\text{dIGBT}} = 114.838^\circ\text{C}$$

$$T_{\text{Dp}} := T_{\text{C}} - R_{\text{cs}} \cdot P_{\text{td}} \quad T_{\text{Dp}} = 119.184^\circ\text{C} \quad \text{Temperatura do dissipador por modulo Ponte}$$

$$T_{\text{d}} := \min(T_{\text{dIGBT}}, T_{\text{Dp}}) \quad T_{\text{d}} = 114.838^\circ\text{C} \quad \text{Temperatura dissipador escolhido}$$

$$P_{\text{tot}} := P_{\text{total}} + P_{\text{td}} \quad P_{\text{tot}} = 113.754 \text{ W} \quad \text{Potencia total Modulos IGBT e Ponte Completa}$$

$$R_{\text{thda}} := \frac{T_{\text{d}} - T_{\text{a}}}{P_{\text{tot}}}$$

$$R_{\text{thda}} = 0.6579 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

Resistência térmica dissipador-ambiente necessária

$$R_{\text{thda}} := 0.08 \cdot \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

Valor escolhido

$$T_{\text{d}} := T_{\text{a}} + P_{\text{tot}} \cdot R_{\text{thda}}$$

$$T_{\text{d}} = 49.1^\circ\text{C}$$

Temperatura no dissipador

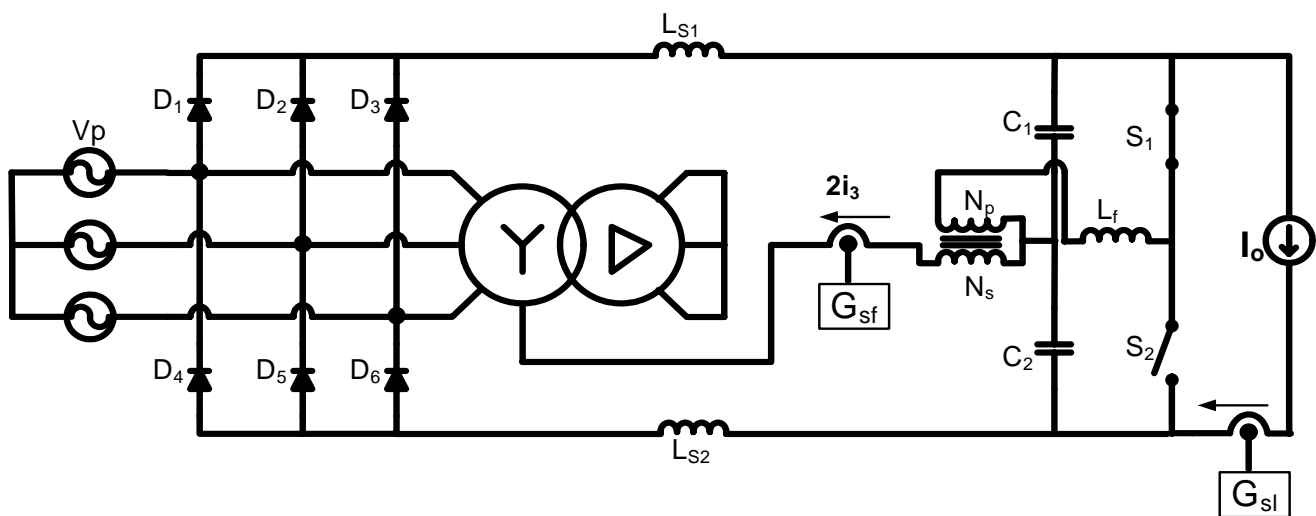
APÊNDICE 5

TEMA : CÁLCULO DOS PARAMETROS DO CONTROLE

Projeto : Nova topologia para reduzir o conteúdo harmônico, gerado pelas pontes retificadoras trifásicas a diodos, por meio do método de injeção de corrente da terceira harmônica.

Orientador : Ivo Barbi

Aluno : Edward Fuentealba Vidal



i) Dados:

$$L_{S1} := 4\text{mH}$$

Indutores de entrada

$$L_f := 3\text{mH}$$

Indutor de Filtragem

$$V_p := 311\text{V}$$

Tensão de entrada

$$N_p := 1$$

Número de espiras do primário

$$N_s := 1$$

Número de espiras no primário

$$a := \frac{N_p}{N_s} \quad a = 1$$

Razão de transformação

$$f_s := 20\text{kHz}$$

Frequência de chaveamento

$$f_1 := 1\text{Hz}, 10\text{Hz}.. 1 \cdot 10^6\text{Hz}$$

$$s(f_1) := j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_1$$

2i) A função de transferência do circuito é:

$$G_c(f_1) := \frac{\sqrt{3} \cdot a^{-1} \cdot V_p}{s(f_1) \cdot \left[\left(\frac{L_f}{a^2} \right) + \frac{L_{S1}}{2} \right]} \cdot \frac{1}{A}$$

Função de transferência do conversor

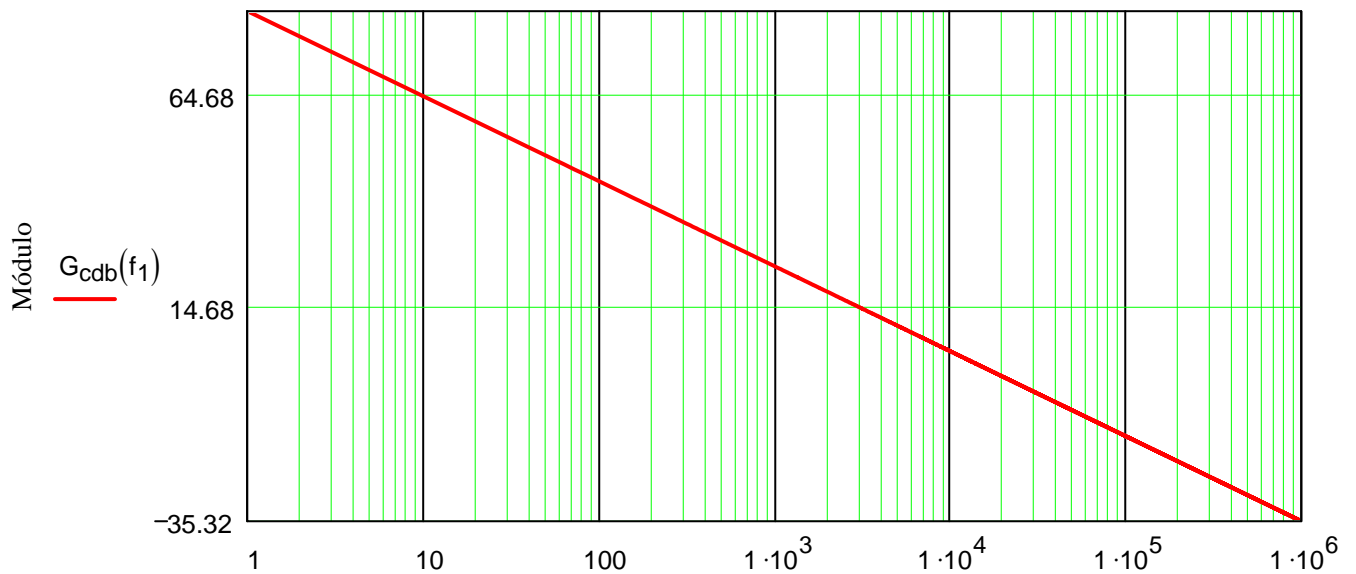
$$G_{cdb}(f_1) := 20 \cdot \log(|G_c(f_1)|)$$

Função do Ganho da planta

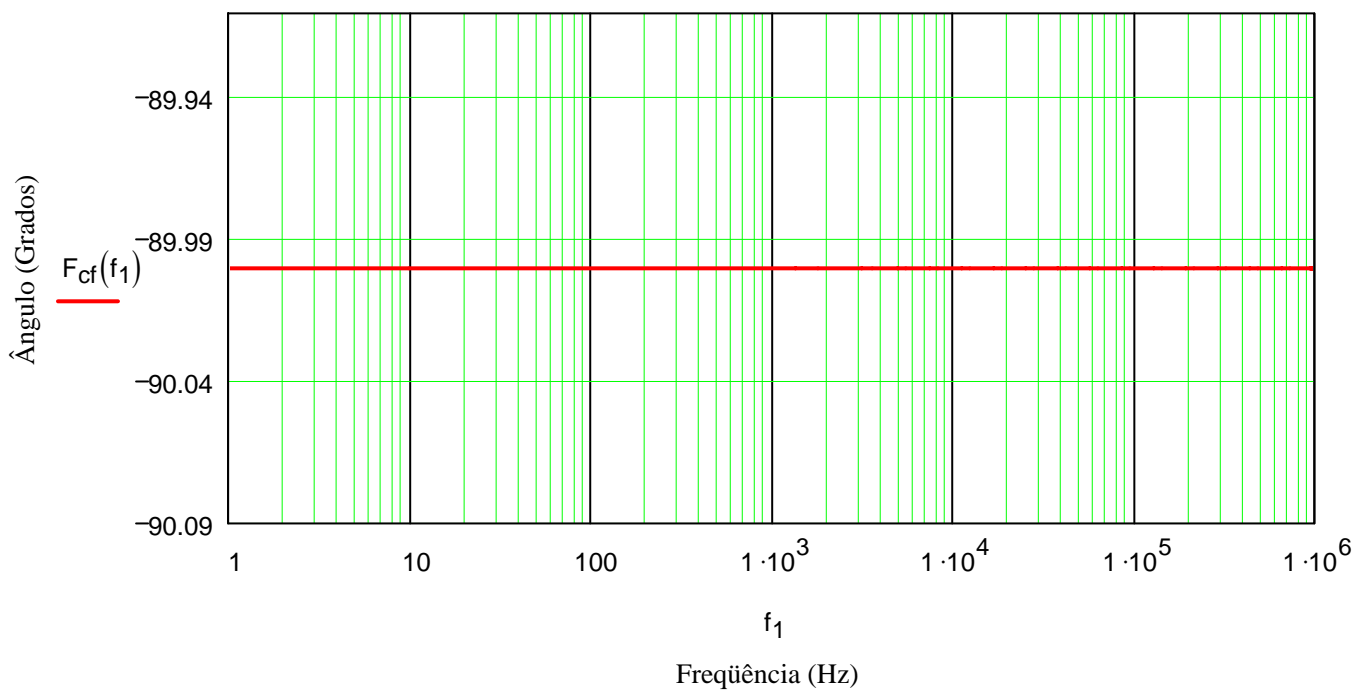
$$F_{cf}(f_1) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_c(f_1))$$

Fase da Planta

Módulo da Função da Planta em MA



Ângulo da Função de Transferência em MA



3i) Cálculo do controlador

Sensor de Corrente do Filtro

Calcula-se o ganho do sensor de corrente para ter como referência uma tensão de 10 Volts.

$I_{filtro} := 28$

Corrente máxima no indutor do filtro

$V_{ref} := 10$

Tensão de referencia

$$R_{sf} := 150$$

$$V_{inf} := R_{sf} \cdot \frac{I_{filtro}}{1000} \quad V_{inf} = 4.2$$

$$K_a := \frac{I_{filtro}}{V_{ref}} \quad K_a = 2.8 \quad G_{sf} := \frac{1}{K_a}$$

$$G_{sf} = 0.357$$

Resistência a inserir para provocar a queda da tensão de referência

Constante de referência do sensor

Sensor de Corrente da carga

$$I_{Load} := 19.3$$

Corrente máxima na carga

$$A := 1.5$$

Fator de proporção da corrente de carga
 $2i3=A \cdot I_{Load}$

$$V_{smul} := \frac{V_{ref}}{A} \quad V_{smul} = 6.667$$

Tensão de saída do multiplicador

$$R_s := 150$$

$$V_{inm} := R_s \cdot \frac{I_{Load}}{1000} \quad V_{inm} = 2.895$$

Resistência a inserir para provocar a queda da tensão de referência

$$K_b := \frac{I_{Load}}{V_{smul}} \quad K_b = 2.895 \quad G_{sl} := \frac{1}{K_b}$$

$$G_{sl} = 0.345$$

Constante de referência do sensor

Especificação do compensador PI

$$f_c := \frac{f_s}{4} \quad f_c = 5 \text{ kHz}$$

Frequência de corte

$$f_z := 10 \cdot f_c \quad f_z = 50000 \text{ Hz}$$

Frequência do zero

Calcula-se os ganhos da planta, compensador e PWM,

$$V_D := 13$$

Ganho do PWM

$$|G_C(f_c)| = 3.429$$

Ganho da planta na frequência de corte

$$K_{comp} := \left| \frac{s(f_c) + 2 \cdot \pi \cdot f_z}{s(f_c)} \right| \quad K_{comp} = 10.05$$

Ganho do compensador

$$K_C := \frac{V_p}{|G_C(f_c)| \cdot G_{sf} \cdot K_{comp}} \quad K_C = 1.056$$

Ganho geral

$$H_{csg}(f_1) := \frac{K_C \cdot (s(f_1) + 2 \cdot \pi \cdot f_z)}{s(f_1)}$$

Função de Transferência do compensador

Função de transferência em lazo aberto

$$H_{mod}(f_1) := 20 \cdot \log \left(\left| H_{csg}(f_1) \cdot G_{sf} \cdot \frac{G_C(f_1)}{V_p} \right| \right)$$

Módulo em malha aberta

$$H_{ifase}(f_1) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg \left(H_{csg}(f_1) \cdot G_{sf} \cdot \frac{G_C(f_1)}{V_p} \right)$$

Ângulo em malha aberta

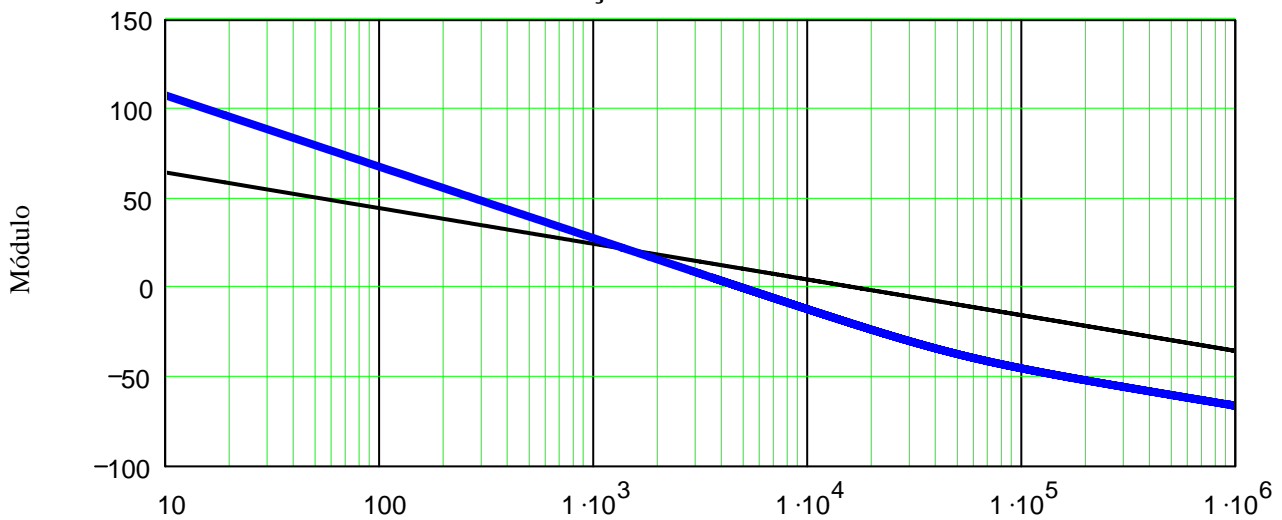
$$H_{\text{mod}}(f_c) = -1.929 \times 10^{-15}$$

$$H_{\text{ifase}}(f_c) = -174.289 \quad \text{MF} := 180 + H_{\text{ifase}}(f_c)$$

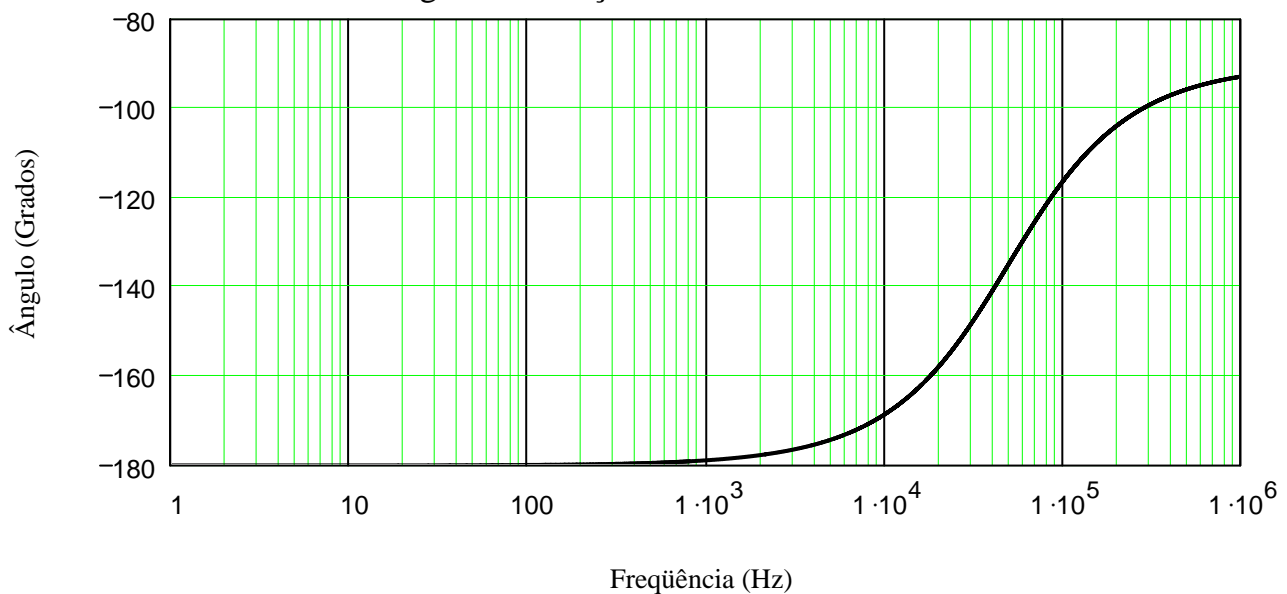
$$\text{MF} = 5.711$$

Margem de fase

Módulo da Função de Transferência em MA

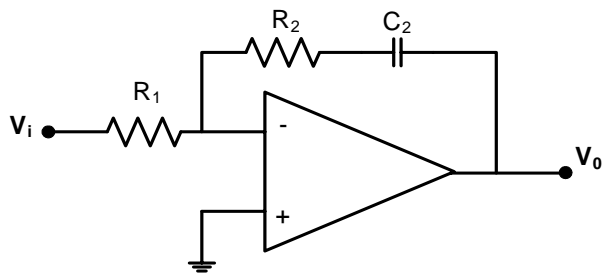


Ângulo da Função de Transferência em MA



4i) Cálculo do aplicação do compensador PI

$$C(s) = \frac{-R_2}{R_1} \cdot \left(1 + \frac{1}{R_2 \cdot C_2 \cdot s} \right)$$



$$\underline{R_2} := 67500 \quad \text{Resist\~{e}ncia de refer\~{e}ncia}$$

$$\underline{R_1} := \frac{R_2}{K_C} \quad R_1 = 63909.3$$

$$C_2 := \frac{1}{R_2 \cdot \omega_Z} \quad C_2 = 47.157 \times 10^{-12} \text{Capacitor do PI}$$

$$f := \frac{1}{(2 \cdot \pi) \cdot R_2 \cdot C_2} \quad f = 50000$$