



UNIVERSIDADE FEDERAL DA BAHIA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**Controle de um Retificador Trifásico com Fator de Potência
Unitário**

Henrique Alves Gaspar Ribeiro

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Salvador
7 de março de 2019

PPGEE-MSc-2019

HENRIQUE ALVES GASPAR RIBEIRO

**CONTROLE DE UM RETIFICADOR TRIFÁSICO COM FATOR DE
POTÊNCIA UNITÁRIO**

Esta Dissertação de Mestrado foi apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Bahia, como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: André Pires Nóbrega Tahim

Salvador
7 de março de 2019

Ficha catalográfica.

Alves Gaspar Ribeiro, Henrique

Controle de um Retificador Trifásico com Fator de Potência Unitário/
Henrique Alves Gaspar Ribeiro– Salvador, 7 de março de 2019.

112p.: il.

Orientador: André Pires Nóbrega Tahim.

Dissertação (mestrado)– UNIVERSIDADE FEDERAL DA BAHIA, DE-
PARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA, 7 de março de 2019.

1. Retificador trifásico. 2. Eficiência energética. 3. Eletrônica de
potência.

I. Pires Nóbrega Tahim, André. II. UNIVERSIDADE FEDERAL DA
BAHIA. DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA. III Título.

TERMO DE APROVAÇÃO

HENRIQUE ALVES GASPAR RIBEIRO

CONTROLE DE UM RETIFICADOR TRIFÁSICO COM FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO

Esta Dissertação de Mestrado foi julgada adequada à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Bahia.

Salvador, 12 de abril de 2019

Prof. Dr. André Pires Nóbrega Tahim
Universidade Federal da Bahia

Prof. Dr. Bernardo Ordoñez
Universidade Federal da Bahia

Prof. Dr. Durval de Almeida Souza
Instituto Federal da Bahia

Aos meus pais, Celso e Eliane
Ao meu irmão Vinicius
À minha namorada Fernanda

AGRADECIMENTOS

A Deus, primeiramente, que me dá condições de realizar todos os outros agradecimentos.

Aos meus pais e irmão, pois sempre me apoiaram em qualquer circunstância com o único objetivo da minha felicidade. Agradeço por serem tudo para mim.

À minha namorada Fernanda, minha companheira durante toda a empreitada acadêmica, que compartilhou comigo muitas das dificuldades e conquistas.

Ao meu orientador prof Dr André Tahim, pela constante predisposição para ajudar. Uma pessoa facilitadora e competente que engrandeceu muito o trabalho.

Aos meus companheiros de pesquisa do LABEFEA, sempre colaborando uns com os outros em nossos projetos. Agradeço por fazer parte dessa rede de aprendizado.

À Capes pelo suporte financeiro.

A todos que fizeram parte desse período no mestrado, o meu muito obrigado.

“Por vezes sentimos que aquilo que fazemos não é senão uma gota de água no mar. Mas o mar seria menor se lhe faltasse uma gota”.

—MADRE TERESA DE CALCUTÁ

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo do controle de um retificador trifásico isolado em baixa frequência com fator de potência unitário e tensão de saída regulada. A ideia do controle é a de proporcionar que seja drenada pela fonte uma corrente com baixo conteúdo harmônico, emulando o sistema composto por retificador e carga como um resistor.

São apresentadas as conexões de transformadores trifásico/bifásico Scott e Le Blanc para se transformar um sistema trifásico a três fios em um sistema bifásico equilibrado. Essas conexões são comparadas e observa-se que a Le Blanc é a mais adequada, dispondo principalmente das vantagens de menor custo e espaço físico. Assim, esse transformador é utilizado na estrutura do retificador trifásico.

A conexão Le Blanc permite que uma estrutura com dois estágios retificadores monofásicos seja desenvolvida, simplificando o controle ao reduzir o número de interruptores a serem controlados de três para dois. Dessa forma, pode-se utilizar em cada um desses estágios um filtro ativo com uma etapa boost e seu respectivo controle para realizar a correção do fator de potência.

Realiza-se então o estudo do retificador boost monofásico. Dimensionam-se seus componentes, modela-se o retificador com o modelo médio e expõe-se uma metodologia de controle utilizando uma malha de corrente interna e outra de tensão externa. Compensadores PI são utilizados em ambas as malhas para cada etapa monofásica. Um projeto então é executado, assim como a respectiva simulação. Um fator de potência de 0,993 é atingido, assim como a regulação da tensão de saída com alteração da carga. A ondulação da tensão de saída é de 1,9%.

Os retificadores elevadores monofásicos então são empregados com um controle independente e conectados apropriadamente em série. O retificador trifásico resultante então é estudado. Simulações do sistema completo são efetuadas. Seus resultados então são analisados e comparados com de topologias de retificadores sem estágio de filtro ativo, evidenciando o ganho da estrutura adotada. Um fator de potência ainda maior que no caso monofásico é alcançado (0,995) e obtêm-se também regulação da tensão de saída. Outras vantagens são a ondulação de tensão de saída praticamente nula (0,06%) e a possibilidade de atender apenas uma parcela da carga devido a uma saída bipolar.

Assim, a estrutura trifásica proposta atinge os objetivos de correção de fator de potência e regulação da tensão de saída, apresentando outras vantagens supracitadas em relação ao clássico caso do retificador boost monofásico.

Palavras-chave: Retificador trifásico, correção de fator de potência, saída regulada, Scott, Le Blanc, retificador boost

ABSTRACT

This work presents the study of the control of a low-frequency isolated three-phase rectifier to achieve an unity power factor and a regulated output voltage. The control idea is to provide that a current with a low harmonic content be drained by the power source. That way the system composed by the rectifier and the load can be emulated as a resistor.

The three-phase to two-phase transformers Scott and Le Blanc are presented. These connections can convert a three-wire three-phase system into a two-phase balanced system. In addition, both connections are compared and the Le Blanc shows itself as the most suitable one, owning mainly the advantages of a less bulky circuit with lower cost. Thus, the Le Blanc transformer is used in the three-phase rectifier structure.

The Le Blanc connection allows that a topology with two single-phase rectifier stages be developed, simplifying the control by reducing the number of active switches to be controlled from three to two. This way it can be employed in each one of these single-phase stages an active filter with a boost level and its respective control to accomplish the power factor correction.

The study of the single-phase boost rectifier is realized. The boost components are designed, the rectifier is modeled using the averaged model and a control methodology is introduced employing an inner current loop and an outer voltage loop. PI compensators are utilized in both loops for each single-phase stage. Then, a project is designed as well as its respective simulation. A 0,993 power factor is achieved, as well as the output voltage regulation by changing the load. The output voltage ripple is 1,9%.

Two single-phase boost rectifiers are then used with an independent control and they are appropriately connected in series with each other. The resulting three-phase rectifier is studied. Simulations of the overall system are performed. Hence, its results are analyzed and compared with other rectifier topology ones without the active filter stage, emphasizing the adopted structure gain. A power factor greater than in the single-phase case is reached (0,995) and it is also obtained a regulated output voltage. Other advantages are the approximately zero output voltage ripple (0,06%) and the possibility to attend just part of the load due to the bipolar output.

Thus, the proposed three-phase structure accomplishes the objectives of power factor correction and output voltage regulation, presenting other abovementioned advantages compared to the classic case of the single-phase boost rectifier.

Keywords: Three-phase rectifier, power factor correction, regulated output, Scott, Le Blanc, Boost rectifier

SUMÁRIO

Capítulo 1—Introdução	1
1.1 Motivação	1
1.2 Problema	2
1.3 Objetivos	5
1.4 Estrutura do trabalho	5
1.5 Trabalho proposto	6
Capítulo 2—Revisão Bibliográfica	8
Capítulo 3—Conexões de transformadores trifásicos/bifásicos	15
3.1 Introdução	15
3.2 Transformador Scott	17
3.2.1 Análise de tensões	19
3.2.2 Análise das correntes	21
3.2.3 Resultados de simulação	23
3.3 Transformador Le Blanc	27
3.3.1 Análise conjunta das tensões e correntes	29
3.3.2 Resultados de simulação	32
3.4 Comparativo das conexões Scott e Le Blanc	36
Capítulo 4—Retificador boost monofásico	38
4.1 Introdução	38
4.2 Retificador boost de onda completa	39
4.2.1 Etapas de operação	39
4.2.2 Relação estática	41
4.2.3 Indutor do conversor boost	42
4.2.4 Capacitor de saída do conversor boost	44
4.3 Estratégia de controle	47
4.3.1 Malha de controle da corrente do indutor	49
4.3.1.1 Modelagem da planta de corrente	50
4.3.1.2 Ganho do modulador PWM	53
4.3.1.3 Compensador de corrente	55
4.3.2 Malha de controle da tensão média de saída	56
4.3.2.1 Modelagem da planta de tensão	59
4.3.2.2 Ganhos da malha de tensão	61
4.3.2.3 Compensador de tensão	61

4.4	Projeto do retificador boost monofásico	63
4.5	Simulação do retificador boost monofásico	72
4.5.1	Validação do modelo da planta de corrente	73
4.5.2	Resultados para simulação contendo somente malha de controle de corrente	74
4.5.3	Resultados para simulação completa	76
Capítulo 5—Retificador boost trifásico		84
5.1	Introdução	84
5.2	Modelagem e controle do retificador trifásico	86
5.3	Projeto do retificador trifásico	87
5.4	Resultados da simulação	88
Capítulo 6—Conclusão		98
Apêndice A—		101
A.1	Simulação da conexão Scott com o PSIM	101
A.2	Simulação da conexão Le Blanc com o PSIM	102
A.3	Simulação do retificador monofásico Boost contendo somente malha de corrente com o PSIM	103
A.4	Simulação do retificador monofásico Boost contendo controle completo com o PSIM	104
A.5	Circuito simulado do conversor Boost para obtenção da resposta em frequência da planta $\mathbf{H}_i(s)$ com o PSIM	105
A.6	Circuito simulado do retificador monofásico passivo com capacitor na saída	106
A.7	Simulação do retificador trifásico proposto- Circuito de potência	107
A.8	Simulação do retificador trifásico proposto- Circuito de controle	108
A.9	Circuito simulado do retificador trifásico passivo com capacitores na saída .	109

LISTA DE FIGURAS

1.1	Retificador trifásico isolado proposto.	6
2.1	Circuito retificador monofásico com estágio boost.	9
2.2	Retificador trifásico com capacitor de saída.	9
2.3	Retificador trifásico com indutor no lado CA.	10
2.4	Retificador trifásico com filtro LC na saída.	10
2.5	Retificador trifásico com conversor boost e indutores na entrada.	11
2.6	Retificador trifásico isolado composto de três estágios de retificação monofásica.	12
2.7	Retificador trifásico isolado com dois interruptores ativos.	13
3.1	Conexão Scott.	18
3.2	Conexão T de Scott para transformadores.	18
3.3	Transformador Scott sob análise de tensão.	19
3.4	Transformador Scott sob análise de corrente.	22
3.5	Circuito para simulação do transformador Scott.	24
3.6	Tensões de entrada da conexão Scott.	25
3.7	Correntes de entrada da conexão Scott.	25
3.8	Tensão e corrente de entrada da fase A da conexão Scott.	26
3.9	Tensões de saída da conexão Scott.	26
3.10	Correntes de saída da conexão Scott.	27
3.11	Esquema do transformador Le Blanc.	28
3.12	Banco trifásico de transformadores com primário ligado em delta.	28
3.13	Esquema detalhado do transformador Le Blanc.	29
3.14	Diagrama fasorial do transformador Le Blanc.	30
3.15	Esquema de conexão do transformador Le Blanc.	30
3.16	Circuito para simulação do transformador Le Blanc.	33
3.17	Tensões de entrada da conexão Le Blanc.	34
3.18	Correntes de entrada da conexão Le Blanc.	34
3.19	Tensão e corrente de entrada da fase A da conexão Le Blanc.	35
3.20	Tensões de saída da conexão Le Blanc.	35
3.21	Correntes de saída da conexão Le Blanc.	36
4.1	Circuito retificador monofásico com estágio boost.	38
4.2	Tensão de saída da ponte retificadora e corrente do indutor desejada.	39
4.3	Retificador boost monofásico simplificado.	39
4.4	Estados topológicos do retificador boost monofásico.	41
4.5	Razão cíclica em função de θ e A	42

4.6	Ondulação parametrizada da componente de alta frequência da corrente do indutor boost em função de θ e A	44
4.7	Circuito do retificador boost monofásico para análise do capacitor de saída.	45
4.8	Esquema completo de controle do retificador boost monofásico.	48
4.9	Diagrama de blocos do sistema completo de controle do retificador boost monofásico.	48
4.10	Esquema do retificador boost monofásico com malha de controle de corrente.	49
4.11	Diagrama de blocos da malha de controle de corrente do retificador boost.	50
4.12	Tensão de alimentação retificada e seu valor médio.	51
4.13	Tensão sobre o interruptor e seu valor médio.	52
4.14	Circuito equivalente da malha interna do retificador contendo o indutor e o interruptor S	52
4.15	Esquema de geração de pulsos PWM.	54
4.16	Estrutura completa de controle do retificador boost monofásico.	58
4.17	Diagrama de blocos da malha aberta de controle de tensão do retificador boost.	59
4.18	Diagrama de blocos da malha fechada de controle de tensão do retificador boost.	59
4.19	Circuito equivalente para determinação da função de transferência da planta de tensão.	60
4.20	Razão cíclica em função de θ para o “A” do projeto.	64
4.21	Ondulação parametrizada da componente de alta frequência da corrente do indutor boost em função de θ para o “A” do projeto.	65
4.22	Resposta em frequência do modelo médio da planta de corrente do conversor boost.	66
4.23	Resposta em frequência do compensador de corrente.	67
4.24	Resposta em frequência da FTMA do laço de corrente.	68
4.25	Resposta em frequência da planta de tensão.	69
4.26	Resposta em frequência do compensador de tensão.	71
4.27	Resposta em frequência da FTMA do laço de tensão.	72
4.28	Resposta em frequência da corrente no indutor em malha aberta para a planta simulada e para o modelo analítico.	73
4.29	Tensão de alimentação e corrente de entrada do retificador controlado com malha de corrente.	74
4.30	Tensão de saída do retificador controlado com malha de corrente.	75
4.31	Tensão de saída do retificador controlado com malha de corrente em torno do instante de aplicação do degrau de carga.	75
4.32	Tensão de alimentação e corrente de entrada do retificador com controle completo.	76
4.33	Tensão de saída do retificador com controle completo.	77
4.34	Tensão de saída do retificador com controle completo em torno do instante de aplicação do degrau de carga.	77
4.35	Sinal de controle do compensador de corrente do retificador boost monofásico.	78
4.36	Razão cíclica injetado no interruptor do retificador boost monofásico.	78
4.37	Sinal de erro injetado no compensador de corrente do retificador boost monofásico.	79

4.38	Correntes de referência e do indutor do retificador boost monofásico.	80
4.39	Correntes de referência do indutor do retificador boost monofásico em torno do ponto de aplicação do degrau de carga.	80
4.40	Tensão sobre o interruptor do retificador boost monofásico.	81
4.41	Sinal de erro injetado no compensador de tensão do retificador boost monofásico.	81
4.42	Sinal de erro injetado no compensador de tensão do retificador boost monofásico em torno de 0,8 s.	82
4.43	Espectro de frequência da corrente de entrada do retificador boost monofásico.	83
4.44	Espectro de frequência da corrente de entrada do retificador monofásico com capacitor de saída.	83
5.1	Retificador boost trifásico isolado proposto.	84
5.2	Formação da tensão de saída do retificador trifásico.	85
5.3	Retificador trifásico proposto e suas malhas de controle de tensão e de corrente.	86
5.4	Tensões de fase de alimentação do retificador trifásico.	89
5.5	Tensões de entrada de cada estágio monofásico do retificador.	90
5.6	Tensão e corrente de entrada em regime da fase A do retificador trifásico.	91
5.7	Tensões de saída dos estágios monofásicos do retificador.	91
5.8	Tensões de saída dos estágios monofásicos do retificador em torno do degrau de carga.	92
5.9	Tensão de saída do retificador trifásico proposto.	92
5.10	Tensão de saída do retificador trifásico proposto em torno do degrau de carga.	93
5.11	Tensão sobre o interruptor de um dos estágios monofásicos do retificador.	94
5.12	Corrente do indutor de um dos estágios monofásicos do retificador.	94
5.13	Correntes de entrada do retificador trifásico.	95
5.14	Espectro de frequência da corrente de entrada da fase A do retificador boost trifásico.	96
5.15	Espectro de frequência de uma das corrente de entrada do retificador trifásico com capacitores de saída.	96
A.1	Simulação do transformador Scott	101
A.2	Simulação do transformador Le Blanc	102
A.3	Simulação do retificador Boost monofásico com malha de controle de corrente.	103
A.4	Simulação do retificador Boost monofásico com malhas de controle de corrente e tensão	104
A.5	Circuito simulado do conversor Boost para obtenção da resposta em frequência da planta $H_i(s)$	105
A.6	Circuito simulado do retificador monofásico com capacitor de saída	106
A.7	Circuito de potência simulado do retificador trifásico proposto	107
A.8	Circuito de controle simulado do retificador trifásico proposto	108
A.9	Circuito simulado do retificador trifásico com capacitores de saída	109

LISTA DE TABELAS

3.1	Parâmetros utilizados na simulação da conexão Scott	24
3.2	Parâmetros utilizados na simulação da conexão Le Blanc	33
4.1	Especificações de entrada do projeto do retificador monofásico.	63
4.2	Especificações de saída do projeto do retificador monofásico.	63
5.1	Especificações de entrada do projeto do retificador trifásico proposto. . . .	87
5.2	Especificações de saída do projeto do retificador trifásico proposto.	87
5.3	Parâmetros utilizados na etapa Le Blanc do retificador trifásico.	88
5.4	Dados de desempenho do retificador trifásico proposto.	97

LISTA DE SIGLAS E SÍMBOLOS

CC	Corrente contínua
CA	Corrente alternada
PI	Proporcional-Integral
FP	Fator de potência
FD	Fator de deslocamento
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
L	Indutor
C	Capacitor
LC	Indutor-capacitor
LCC	Indutor-capacitor-capacitor
PSIM	<i>Power Systems Instrumentation and Measurements</i>
PWM	<i>Pulse width modulation</i>
CCM	<i>Continuous-conduction mode</i>
DCM	<i>Discontinuous-conduction mode</i>
MCC	Modo de condução contínua
MCD	Modo de condução descontínua
FTMA	Função de transferência de malha aberta
V_m	Tensão de pico de entrada
V_{ab}	Tensão de linha entre A e B
V_{bc}	Tensão de linha entre B e C
V_{ca}	Tensão de linha entre C e A
V_{ad}	Tensão na bobina AD
V_{db}	Tensão na bobina DB
V_{dc}	Tensão na bobina DC
V_{Tsec}	Tensão no secundário do transformador T
V_{Psec}	Tensão no secundário do transformador P
N_{T1}	Enrolamento primário do transformador T
N_{P1}	Enrolamento primário do transformador P
N_{T2}	Enrolamento secundário do transformador T
N_{P2}	Enrolamento secundário do transformador P

a_T	Relação de transformação do transformador T
a_P	Relação de transformação do transformador P
I_{Tsec}	Corrente no secundário do transformador T
I_{Psec}	Corrente no secundário do transformador P
I_{Tprim}	Corrente no primário do transformador T
I_{Pprim}	Corrente no primário do transformador P
I_a	Corrente de linha de entrada da fase A
I_b	Corrente de linha de entrada da fase B
I_c	Corrente de linha de entrada da fase C
V_{L1}	Tensão de linha 1 de saída da conexão trifásica/bifásica
V_{L2}	Tensão de linha 2 de saída da conexão trifásica/bifásica
i_L	Corrente do indutor do circuito retificador monofásico com estágio boost
i_{L1}	Corrente de linha 1 de saída da conexão trifásica/bifásica
i_{L2}	Corrente de linha 2 de saída da conexão trifásica/bifásica
a_1	Relação de transformação 1 do transformador de 2 enrolamentos
a_2	Relação de transformação 2 do transformador de 3 enrolamentos
a_3	Relação de transformação 3 do transformador 3 enrolamentos
D_1	Diodo 1 do circuito retificador monofásico com estágio boost
D_2	Diodo 2 do circuito retificador monofásico com estágio boost
D_3	Diodo 3 do circuito retificador monofásico com estágio boost
D_4	Diodo 4 do circuito retificador monofásico com estágio boost
D_B	Diodo do estágio boost do retificador
L	Indutância do estágio boost do retificador
C_o	Capacitor de saída do retificador
R_o	Resistência nominal de saída do retificador
S	Interrupção do retificador
v_{in}	Tensão de entrada instantânea do retificador
v_{ret}	Tensão de saída da ponte retificadora do retificador boost monofásico
V_o	Tensão de saída do retificador
D	Razão cíclica
A	Razão do valor de pico da tensão de entrada pela tensão de saída do retificador
T_S	Período de comutação
f_S	Frequência de comutação em Hz
i_x	Corrente que alimenta capacitor e carga do retificador

I_m	Corrente de pico de entrada
P_{in}	Potência de entrada do retificador
P_o	Potência de saída do retificador
f_r	Frequência da rede
v_{srr}	Sinal dente de serra da portadora
v_c	Sinal de controle da malha de controle de corrente
d	Razão cíclica
$H_i(s)$	Função de transferência da planta da malha de corrente
$C_i(s)$	Função de transferência do compensador da malha de controle de corrente
e_i	erro injetado no compensador da malha de controle de corrente
$G_{PWM}(s)$	Ganho do estágio PWM
i_{ref}	Corrente de referência
v_{sw}	Tensão sobre o interruptor
$v_{in_{avg}}$	Tensão de entrada média do retificador
V_S	Amplitude do sinal dente de serra da portadora
K_P	Ganho proporcional
K_I	Ganho integral
z_c	Zero do controlador PI da malha de controle de corrente
K_c	Ganho do controlador PI da malha de controle de corrente
i_{ref}^*	Corrente de referência multiplicada pelo sinal de controle de tensão
e_v	erro injetado no compensador da malha de controle de tensão
v_{cv}	Sinal de controle da malha de controle de tensão
K_{CI}	Ganho da malha de corrente em regime
K_{mult}	Ganho do multiplicador
$H_v(s)$	Função de transferência da planta da malha de tensão
i_D	Corrente no diodo da etapa boost do retificador
i_o	Corrente na carga do retificador
i_c	Corrente no capacitor do retificador
$C_V(s)$	Função de transferência do compensador da malha de controle de tensão
z_V	Zero do controlador PI da malha de controle de tensão
K_V	Ganho do controlador PI da malha de controle de tensão
$FTMA_i(s)$	Função de transferência de malha aberta da malha de corrente
V_{o1}	Tensão de saída do estágio monofásico 1 do retificador proposto
V_{o2}	Tensão de saída do estágio monofásico 2 do retificador proposto
C_{o1}	Capacitor de saída do estágio monofásico 1 do retificador proposto
C_{o2}	Capacitor de saída do estágio monofásico 2 do retificador proposto

INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO

A eficiência energética se torna um tema cada vez mais relevante ao passo que a humanidade exige demandas cada vez maiores de energia. O perfil da matriz energética mundial é baseado principalmente no uso de combustíveis fósseis, que são recursos limitados e interferem negativamente em diversas questões ambientais. Por conseguinte, testemunham-se volumosos investimentos no desenvolvimento de tecnologias limpas ou alternativas renováveis para se alterar esse balanço na matriz, permitindo uma maior presença das renováveis. Essas questões corroboram a necessidade da utilização otimizada dos recursos disponíveis.

Além disso, tanto na esfera privada quanto pública, despende-se muito para realizar a manutenção das estruturas produtoras de energia instaladas ou mesmo a extração dos recursos da natureza e posterior processamento para utilização, a exemplo do que ocorre em uma refinaria de petróleo. Logo, é fundamental o uso eficiente de energia para evitar gastos desnecessários.

Uma forma de contribuição dos engenheiros eletricitas é a de um processamento eficiente da energia elétrica, uma das formas de energia mais utilizadas pela humanidade devido à sua facilidade de transporte, versatilidade e conversões com alto rendimento. A área da engenharia elétrica que trata de conversões estáticas de energia elétrica, seja para altos ou baixos níveis de tensão e potência, é a Eletrônica de Potência (BADIN, 2009). Trata-se de um campo interdisciplinar que envolve as áreas de eletrônica, controle e potência.

O principal tema de estudo da eletrônica de potência são os conversores, seja os que realizam a transformação: CA-CC, chamados de retificadores; CC-CC, popularmente

conhecidos como choppers; ou CC-CA, também denominados de inversores. Utilizam-se diversas topologias desses conversores, agrupados ou não a depender da aplicação, na tentativa de se obter elevados rendimentos, maior qualidade no processamento de energia, redução de custo ou volume dos dispositivos empregados, ou qualquer característica desejada nesse tratamento da energia elétrica.

O aprofundamento na área de conversores está então diretamente associado à uma maior eficiência e qualidade no processo de produção da energia elétrica. Merece, portanto, todos os esforços no que tange a realização de pesquisa e investimentos.

O estudo do conversor trifásico CA-CC é, contudo, uma grande oportunidade na busca pela eficiência energética. Associados a conversores CC-CC apropriadamente, podem aproveitar praticamente a totalidade da energia ativa disponível a ser entregue para a carga, fato não observado em estruturas monofásicas (RASHID, 2001). Em razão de seu alto rendimento em relação a topologias de retificadores monofásicos, esse tópico é de total interesse da comunidade acadêmica e foco do trabalho. Os retificadores trifásicos são utilizados em diversas aplicações, tais como o controle de velocidade de motores de corrente contínua ou alternada, carregadores de baterias, fontes chaveadas ou quaisquer outras em que se deseja interligar a rede elétrica a cargas CC.

Adicionalmente, os conversores trifásicos podem alimentar cargas de potências mais altas que os conversores monofásicos, uma vez que a carga pode ser dividida entre as fases do sistema. Tratando-se de altas potências, a própria questão do rendimento torna-se ainda mais relevante.

1.2 PROBLEMA

O fator de potência de uma instalação ou carga é o que dita o aproveitamento da energia elétrica disponível. Seu valor é dado pela razão da potência ativa pela aparente. Diversas normas regulamentam um limite inferior para seu valor, visto que baixos valores de fator de potência causam problemas como sobrecargas, perdas adicionais em transformadores e linhas de transmissão (resultando em seus superdimensionamentos), mau funcionamento de equipamentos elétricos industriais e proteções (KASSICK, 2008).

A ANEEL estabelece que o mínimo fator de potência para unidades consumidoras é de 0,92 (ANEEL, 2017). Há também normas referentes diretamente aos equipamentos, como a que define que os reatores em lâmpadas fluorescentes tubulares acima de 60W devem apresentar fator de potência acima de 0,95 (ABNT, 2011).

A expressão do fator de potência (FP) também pode ser dada por $FP = \frac{FD}{\sqrt{1+THD^2}}$. O fator de deslocamento (FD) demonstra a diferença de fase entre os fasores de tensão e corrente em análise, consoante com $FD = \cos(\theta_v - \theta_i)$. A distorção harmônica total (DHT)

ou *total harmonic distortion* (THD) expressa o valor da taxa de distorção harmônica da corrente injetada no sistema.

Analisando-se a equação do fator de potência, observa-se que em sistemas onde a distorção harmônica é nula, característica típica de cargas lineares, o fator de potência é dado exclusivamente pela diferença de fase entre a tensão e corrente (o fator de potência é igual ao fator de deslocamento). Infere-se também dessa equação que o caso linear é o que permite um maior valor para o fator de potência comparando cargas com o mesmo fator de deslocamento (SEIXAS et al., 2001).

Anteriormente ao advento da eletrônica de potência, as cargas em sua maioria tinham características lineares, como resistores, transformadores, reatores e motores. Consequentemente, o fator de potência das cargas, representado somente pelo fator de deslocamento, conforme explanado, podia ser corrigido para valores próximos da unidade com a instalação de bancos de capacitores em paralelo a elas. O ajuste com reatância capacitiva se deve ao fato de que a maioria dos elementos do sistema elétrico de potência (transformadores, geradores, linhas de transmissão, motores) normalmente tem características indutivas. A fonte então enxerga o sistema como um todo a algo próximo de uma resistência em uma hipótese ideal.

Nas últimas décadas, todavia, a expansão da eletrônica de potência com a inserção dos conversores de potência na rede elétrica ocasionou o aumento de harmônicos de corrente injetados no sistema elétrico de potência. De acordo com a equação do fator de potência, a presença de distorção harmônica gera uma redução no seu valor. Isto é, a defasagem nos fasores da tensão e corrente não é suficiente para explicar o valor do fator de potência. A distorção na forma de onda agora se torna um fator crucial no seu cálculo.

A presença de elementos não lineares, a exemplo dos transistores, tiristores e diodos, nos conversores estáticos e outros equipamentos eletrônicos, é a principal responsável pela mudança de perfil das cargas do sistema elétrico de potência atual e consequentes distorções na forma de onda das correntes drenadas pelas cargas.

Outros problemas também surgem como resultado da influência negativa das componentes harmônicas, como interferência eletromagnética, redução da vida útil de várias cargas (como o motor de indução), distorção da tensão do barramento e erros introduzidos nos equipamentos de medição (SEIXAS et al., 2001). Por conseguinte, esse tema passou a ser de fundamental importância para o setor elétrico e diversas normas passaram a ser aderidas para regulamentar o nível admissível das harmônicas. Atualmente, as principais normas adotadas são a IEC-61000-3-4 (regulamentação européia) e o IEEE-519 (americana e adotada em diversos pontos do globo). No Brasil, a ANEEL, em 2015, também lançou regulamentação da matéria (ANEEL, 2015).

Afunilando-se então o problema a ser tratado, um conversor em específico que

trouxe de uma forma marcante o problema das harmônicas e consequente degradação da eficiência no uso da energia elétrica foram as fontes chaveadas. Elas começaram a ser utilizadas em escala industrial na década de 70 e estão presentes na maioria dos equipamentos eletrônicos atuais, como computadores, televisores e celulares. Embora a rede elétrica opere CA, esses equipamentos necessitam de uma alimentação CC e, por sua vez, alimentam cargas internas em diferentes níveis de tensão também CC (como microcontroladores, leds, displays e motores).

Apesar de um rendimento global superior às antecessoras fontes lineares, o advento da tecnologia de fontes chaveadas introduz interruptores eletrônicos que operam em alta frequência, produzindo ruído de comutação e harmônicas (AYRES; SOUZA, 1993). Utilizando-se conversores apenas com o estágio retificador (ou mesmo com filtro capacitivo na saída), observa-se que mesmo com uma carga puramente resistiva, a fonte enxerga um baixo fator de potência na entrada.

Muitas são as técnicas de correção do fator de potência para esses casos. Podem ser de característica passiva utilizando filtros L, C, LC, LCC (KOLAR; FRIEDLI, 2013) ou mesmo ativa, utilizando diversas topologias de conversores CC-CC em cascata com a etapa retificadora. Esse último método proporciona maior controle sobre a conversão CA-CC, rendimentos melhores, valores superiores de fator de potência, circuitos menos volumosos e pesados (JHA; FERNANDES; KISHORE, 2006).

Os circuitos retificadores com estágio de correção de potência é um tema de destaque entre pesquisadores de eletrônica de potência, que a cada dia desenvolvem fontes ou conversores com maior eficiência.

Fica evidenciada então a importância de um projeto de conversor CA-CC com maior qualidade de energia e melhores rendimentos, uma vez que ele eleva o fator de potência da carga alimentada em CC e pode ser considerado uma excelente ferramenta para aproveitamento da energia elétrica disponível.

O retificador trifásico é, contudo, um candidato apropriado para a conversão CA-CC eficiente. Seu projeto deve conter características desejadas como isolamento galvânico, que proporciona proteção para o operador em relação a choques elétricos e falhas no sistema, assim como um fator de potência unitário para um consequente alto rendimento no processamento da energia. Aspectos como peso, volume e custo da estrutura devem ser considerados na escolha do tipo de isolamento, assim como a complexidade do controle para se obter a correção no fator de potência.

1.3 OBJETIVOS

A ideia geral do trabalho é desenvolver a estrutura de um retificador trifásico isolado em baixa frequência com fator de potência unitário e realizar seu controle monofásico após associação adequada de transformadores. Pretende-se utilizar uma topologia com um número menor de interruptores ativos (dois).

Dentre os objetivos específicos do presente trabalho, estão:

- Comparar qualitativamente as topologias de diversos retificadores após levantamento das estruturas consolidadas na literatura;
- Estudar as técnicas de associação de transformadores para simplificação do controle da potência trifásica;
- Apresentar uma topologia eficiente, isolada e de custo reduzido. Ademais, uma saída bipolar é desejada, analisando-se os efeitos de desbalanços de cargas;
- Realizar a modelagem do sistema;
- Projetar os controladores das malhas de tensão e corrente;
- Simular o sistema no *software* de eletrônica de potência PSIM;
- Analisar os resultados obtidos em relação ao valor do fator de potência, assim como outros parâmetros de desempenho de um retificador, comparando com estruturas clássicas da literatura.

1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO

Após a apresentação anterior da motivação, problema, objetivos e do trabalho proposto (realizada no presente capítulo 1), uma revisão bibliográfica é realizada no capítulo 2. São apresentadas topologias de retificadores trifásicos consolidados na literatura e seus respectivos resultados em termos de fator de potência da corrente drenada na entrada (fonte de alimentação) e da ondulação da tensão de saída.

O Capítulo 3 estuda as principais conexões que interligam sistemas trifásicos a bifásicos em equilíbrio: o transformador Scott e o Le Blanc. Simula-se a operação de cada uma dessas conexões com a fonte do lado trifásico alimentando cargas resistivas no lado bifásico. Uma comparação entre esses transformadores é feita ao fim do capítulo.

O capítulo 4 estuda o retificador boost monofásico operando em modo de condução contínua e com o estágio boost como um filtro ativo. Seus componentes são dimensionados e uma estratégia de controle utilizando uma malha de corrente interna e outra de tensão externa é empregada para se obter, respectivamente, fator de potência unitário e uma tensão de saída regulada. Compensadores do tipo PI são utilizados em ambas as malhas. Posteriormente, um projeto para o controle do retificador monofásico é executado, assim como a simulação e seus resultados.

Após o entendimento do projeto de um retificador monofásico, o retificador trifásico proposto composto de dois estágios monofásicos interligados em série com controle independente é tratado no Capítulo 5. Sua simulação é apresentada com os respectivos resultados.

Finalmente, no Capítulo 6, são apresentadas conclusões a respeito da eficácia e vantagem da estratégia adotada para controlar a topologia trifásica. Comparações são realizadas com a estrutura monofásica, assim como os retificadores que não utilizam a etapa do conversor CC-CC (como filtro ativo) para a correção do fator de potência.

1.5 TRABALHO PROPOSTO

A ideia do presente trabalho é a de controlar uma estrutura de retificador trifásico isolado em baixa frequência para se obter um fator de potência unitário visto da entrada de cada uma das fases do sistema. Uma conexão apropriada de transformador trifásico/bifásico é utilizada neste trabalho para controlar um sistema trifásico através de dois estágios monofásicos. A topologia proposta é uma alteração da estrutura apresentada na Figura 2.7 e, por sua vez, é exibida pela Figura 1.1 (a conexão trifásica/bifásica é explanada em momento oportuno). Observa-se a nova ligação em série das parcelas de carga divididas.

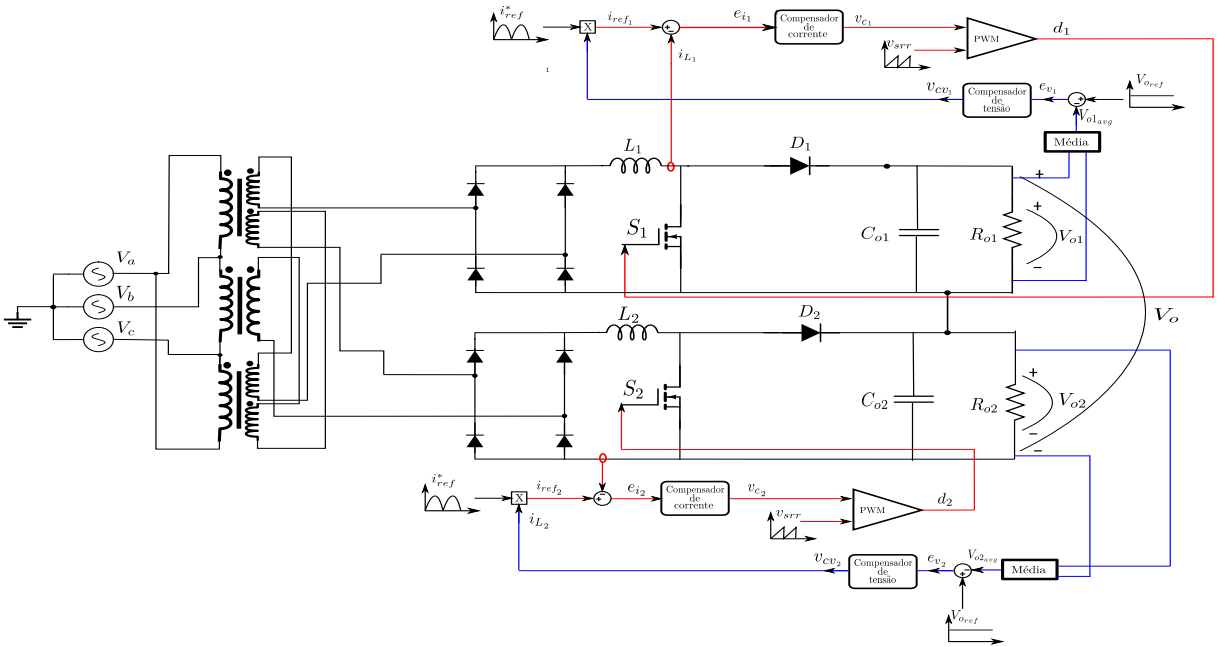


Figura 1.1: Retificador trifásico isolado proposto.

Espera-se que esse retificador proposto agregue vantagens como: ponto médio regulado, o que permite que parte da carga continue em operação caso um dos dois retificadores

monofásicos não proporcionem alimentação para a respectiva carga; além de uma menor tensão sobre os interruptores.

Verificar-se-á a eficácia da técnica de controle monofásico empregada para obtenção do fator de potência unitário em cada fase, assim como se serão atingidos níveis desejados de ondulação da tensão de saída. Adicionalmente, a resiliência do sistema quanto às alterações na tensão de saída devido à variação na carga será averiguada.

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

O princípio do alto fator de potência nos retificadores está atrelado ao ajuste da forma de onda da corrente de entrada. Entre as principais técnicas de correção ativa do fator de potência, encontram-se as de modulação de largura de pulso, ressonantes e as de comutação suave (JHA; FERNANDES; KISHORE, 2006). Porém, devido a vantagens como simples configuração, facilidade de análise e controle, menores níveis de estresse de tensão e corrente, além de uma frequência de comutação constante, a técnica de PWM (*pulse width modulation*) é a mais popular para essa aplicação.

A estratégia da modulação de largura de pulso pode ser utilizada para controlar chaves comutadas tanto em conversores monofásicos quanto em trifásicos na tentativa de mitigar as harmônicas.

Algumas topologias para conversores monofásicos estão consolidadas na literatura. A mais clássica é o retificador boost, ilustrado na Figura 2.1. Ele pode ser utilizado operando no modo de condução contínua (MCC ou CCM em inglês), a mais comum nessa aplicação, ou mesmo no modo de condução descontínua (MCD ou DCM em inglês). Nesse tipo de conversor, a saída apresenta um nível de tensão mais alto que a entrada do estágio CC-CC (ou saída do estágio retificador).

Outras topologias de retificadores monofásicos foram desenvolvidas nas últimas décadas como as que utilizam os conversores buck (SOUZA; BARBI, 1999), buck-boost (SINGH et al., 2003), zeta (PÉRES et al., 1996) e sepic (KOMATHI; UMAMAHESWARI, 2017). Ainda são propostas estruturas novas com o objetivo de se melhorar alguma característica desejada para uma aplicação específica.

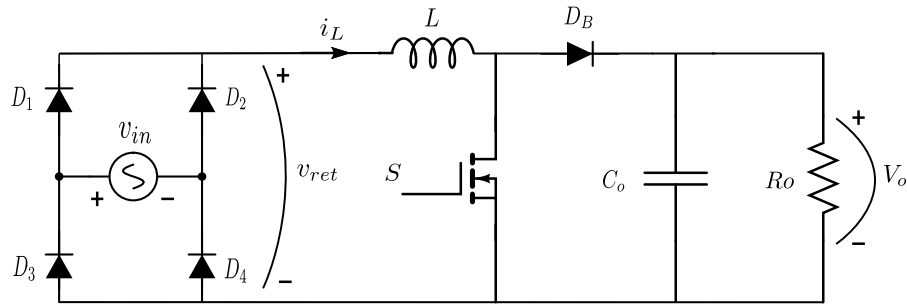


Figura 2.1: Circuito retificador monofásico com estágio boost.

Ao se tratar do processamento de médias e altas potências, o emprego dos sistemas trifásicos é mais adequado, visto que a potência total do sistema pode ser dividida entre as três fases que o compõem (FONT, 2009).

A discussão subsequente indica a influência dos avanços de topologia do conversor trifásico, desde o uso simples de um capacitor de saída até a estrutura com o estágio CC-CC em cascata, no valor do fator de potência do conjunto.

A Figura 2.2 ilustra um retificador trifásico com apenas um filtro capacitivo na saída (RAY; DAVIS; WEATHERHOGG, 1988). Essa estrutura, também chamada de Ponte de Graetz, é bastante difundida e se proliferou logo após o advento do conversor CA-CC sem muita atenção aos efeitos em relação às harmônicas. Logo, apresenta taxa de distorção harmônica de 150% com fator de potência em torno de 0,55 (SEIXAS et al., 2001). Observa-se claramente a distorção na forma de onda da corrente de entrada que caracteriza o problema estudado.

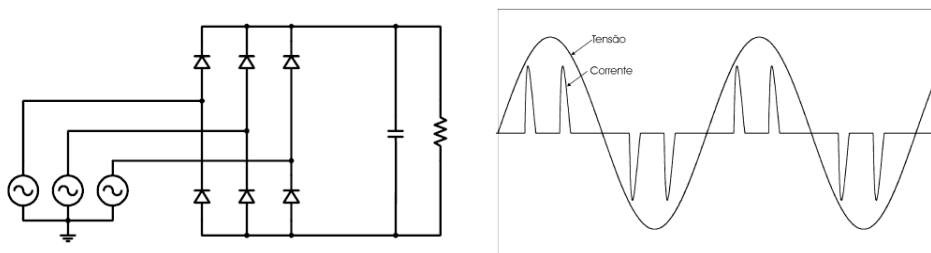


Figura 2.2: Retificador trifásico com capacitor de saída (SEIXAS et al., 2001).

Uma estratégia para se reduzir a distorção harmônica do sistema é a inserção de indutores na entrada (antes da ponte retificadora) em série com a fonte de alimentação do circuito (MEHL, 1996). Essa simples modificação reduz a distorção harmônica para valores próximos de 20% e o fator de potência fica em torno de 0,9. Contata-se na Figura

2.3 a melhora, em relação ao apresentado na Figura 2.2, na forma de onda da corrente de entrada. Esta, por sua vez, não apresenta variação brusca devido ao indutor de entrada do sistema (SEIXAS et al., 2001).

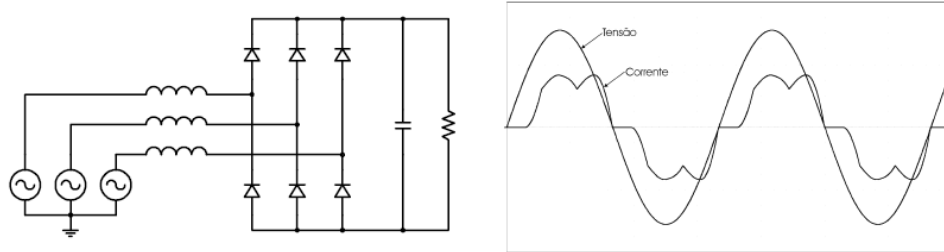


Figura 2.3: Retificador trifásico com indutor no lado CA (SEIXAS et al., 2001).

Uma topologia similar a apresentada na Figura 2.3 é apresentada na Figura 2.4. A diferença está na posição do indutor, que agora se localiza na saída da ponte retificadora (MEHL, 1996). Embora haja um aumento na distorção harmônica para 30% com relação à estrutura anterior, o fator de potência chega a um valor próximo a 0,95 (SEIXAS et al., 2001). A explicação para esse fato pode ser dada pelo deslocamento de fase da corrente, praticamente alcançando a fase da tensão, apesar do aumento da distorção da forma de onda da corrente de entrada.

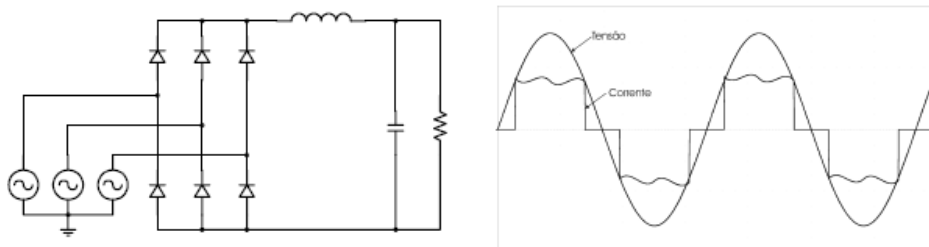


Figura 2.4: Retificador trifásico com filtro LC na saída (SEIXAS et al., 2001).

As estruturas dispostas nas Figuras 2.2 a 2.4 apresentam uma correção do fator de potência de natureza passiva, devido, conforme a nomenclatura, a presença de apenas elementos passivos como indutor e capacitor e nenhuma possibilidade de controle ou intervenção do operador. Adicionalmente, pode-se perceber, conforme mencionado, os valores inferiores de fator de potência por se tratar de uma técnica passiva.

A Figura 2.5 exibe uma topologia muito utilizada para realizar correção ativa do fator de potência. Trata-se de um retificador trifásico com etapa de conversão CC-CC boost operando no modo de condução descontínuo (PRASAD; ZIOGAS; MANIAS, 1991). Nessa estrutura, há também indutores na entrada de cada fase do sistema.

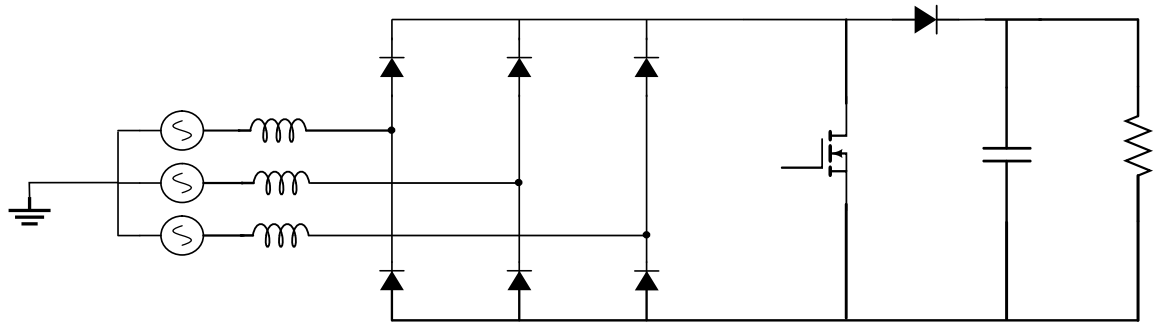


Figura 2.5: Retificador trifásico com conversor boost e indutores na entrada. Adaptado de (SEIXAS et al., 2001).

Teoricamente, a estrutura da Figura 2.5 possui fator de potência próximo da unidade devido ao deslocamento nulo entre as componentes fundamentais de tensão e corrente de entrada. Porém, na prática, há distorções na forma de onda da corrente causadas pela presença de componentes harmônicas de quinta ordem que reduzem o valor do fator de potência. Existem também harmônicas de alta frequência, contudo, podem ser eliminadas através de filtros (SEIXAS et al., 2001).

O modo de condução descontínua utilizado nessa topologia causa diversos problemas devido aos picos elevados de corrente no indutor do conversor, além de ser um modo de operação menos utilizado na literatura para essa aplicação. Dessa forma, o presente trabalho pretende, apesar de também utilizar uma etapa de conversão CC-CC boost, adotar o modo de condução contínua para operação.

Os retificadores apresentados nas Figuras 2.2 a 2.5 servem como uma referência de valores de fator de potência obtidos a depender do sistema escolhido. Porém, pode-se observar que não possuem isolamento galvânico entre a entrada e saída.

A característica da presença de isolamento é uma questão importante nos conversores de potência. Ela proporciona maior segurança ao operador em termos de choques elétricos e falhas do sistema ao separar eletricamente a fonte da carga (BADIN, 2009).

Duas maneiras de promover o isolamento elétrico são o realizando em alta ou baixa frequência. Um transformador pode ser utilizado para realizar esse isolamento. Quando exercido em alta frequência, reduz o volume do transformador a ser utilizado. Carlos Bianchin utiliza uma topologia com retificador trifásico isolado em alta frequência para aplicação de carregamento rápido de um veículo elétrico (BIANCHIN; GULES, 2016). No entanto, em razão de sua confiabilidade, robustez e segurança, os transformadores com isolamento em baixa frequência prevalecem nos sistemas elétricos (BADIN, 2009).

Quase todos os fabricantes de retificadores no Brasil utilizam o isolamento elétrico

baseado em um transformador operando em baixa frequência. Alguns outros motivos que levam essa escolha em detrimento do isolamento em alta frequência são listados a seguir: redução de interferências magnéticas, pois o transformador atua como um filtro passa-baixa; redução de riscos de explosões em áreas inflamáveis; proteção contra descargas atmosféricas e limitação da corrente de curto, devido à impedância intrínseca do transformador (BADIN, 2009).

Além da ausência do isolamento galvânico, a Figura 2.5 traz uma estrutura que apresenta somente um interruptor ativo para realizar o controle fazendo uso das características trifásicas diretas do sistema. Porém, além de um controle mais complexo (ANDRIANIRINA et al., 2005), ela possui limitações em relação à redução da distorção harmônica.

Uma alternativa então é o uso de retificadores monofásicos no lado secundário do transformador trifásico-trifásico, que realiza o isolamento elétrico da carga. Aproveita-se a separação dos circuitos do lado secundário para inserir conversores CC-CC monofásicos. A Figura 2.6 demonstra essa ideia baseada no emprego de um conversor boost no estágio CC-CC da topologia. Nota-se também a presença de três interruptores ativos no sistema como um todo.

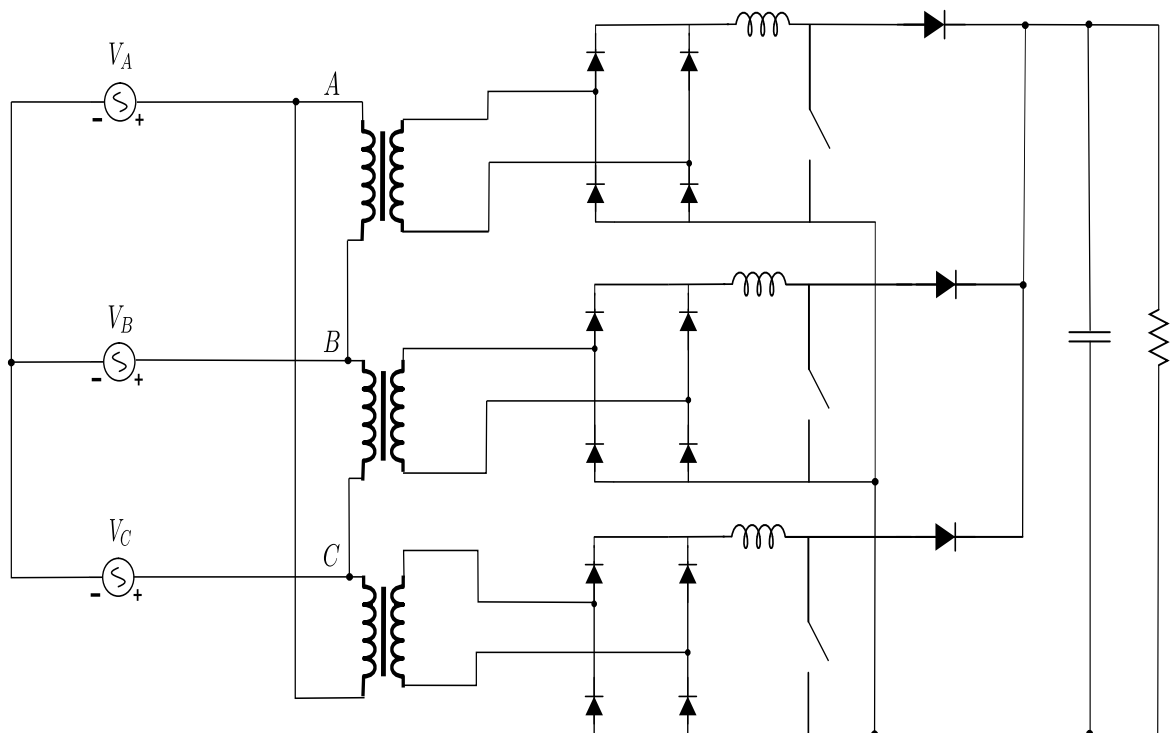


Figura 2.6: Retificador trifásico isolado composto de três estágios de retificação monofásica. Adaptado de (BADIN, 2009).

A grande vantagem dessa estratégia de desmembrar as fases do sistema e realizar o controle dos retificadores monofásicos é a simplicidade. Isto é, na literatura, há métodos consolidados de projetos desses conversores monofásicos utilizando conversor boost na etapa de conversão CC-CC que são relativamente simples e apresentam fator de potência unitário (BADIN, 2009).

Na intenção de se reduzir o número de interruptores utilizados na estrutura, Adrianirina e outros autores propõem uma topologia trifásica simétrica com dois interruptores para correção do fator de potência com uma saída de tensão ajustável (ANDRIANIRINA et al., 2005). Dez anos depois, desenvolveram um trabalho similar para aplicação em máquinas de eletroerosão (RUFER; ANDRIANIRINA, 1995).

A Figura 2.7 mostra a estrutura de um retificador trifásico isolado utilizando apenas dois interruptores ativos. Dessa forma, existem dois blocos monofásicos a serem controlados em vez dos três da topologia apresentada na Figura 2.6. Percebe-se que isso se deve ao emprego de transformadores polifásicos com um secundário com um número de enrolamentos reduzidos e conseqüentemente também seu número de fases (MILLER, 2004).

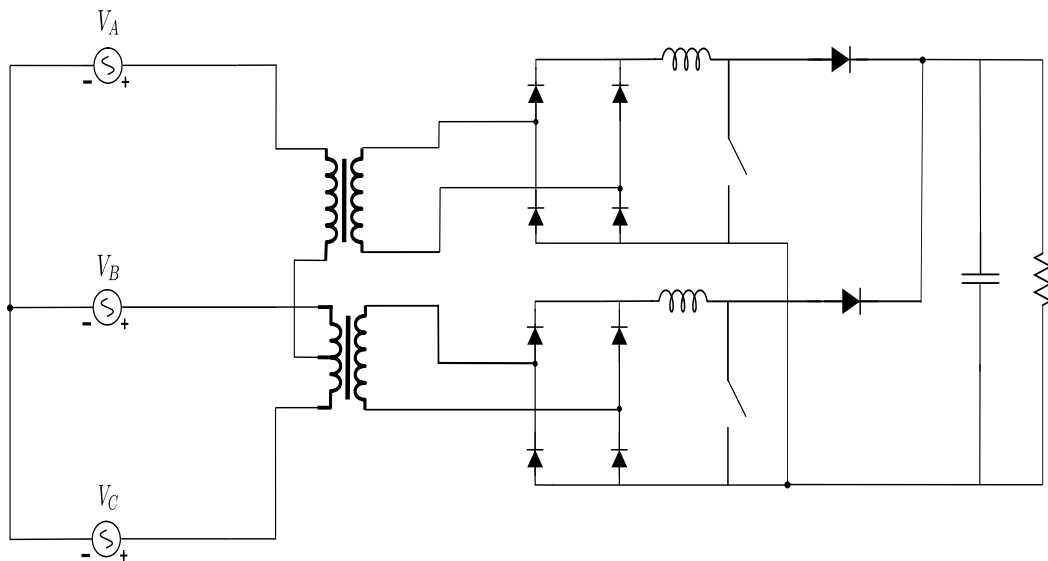


Figura 2.7: Retificador trifásico isolado com dois interruptores ativos. Adaptado de (BADIN, 2009).

Existem algumas técnicas de conexões de transformadores trifásicos/bifásicos na literatura para realizar redução do sistema trifásico a um bifásico mantendo o seu equilíbrio. As mais famosas são as conexões Scott e Le Blanc.

A conexão Scott, também conhecida como transformador T, conecta de uma forma

especial dois transformadores monofásicos de maneira a poder ligar uma rede trifásica a uma bifásica ou vice-versa (MILLER, 2004). De uma forma similar, a conexão Le Blanc propicia o uso direto de um transformador trifásico, interligado de maneira a operar semelhantemente à conexão Scott (MARTINS; MARTINS; PIRES, 2015). Hosseini realizou uma comparação genérica entre diferentes métodos de controle de sistemas trifásicos convertidos para bifásicos (HOSSEINI; BABAEI, 2008).

CONEXÕES DE TRANSFORMADORES TRIFÁSICOS/BIFÁSICOS

3.1 INTRODUÇÃO

Os transformadores são dispositivos destinados a transmitir energia ou potência elétrica de um circuito para outro. Operam induzindo correntes ou tensões em pelo menos um enrolamento através da variação da tensão aplicada em outro enrolamento, obedecendo o postulado na lei de Faraday. São, por conseguinte, também denominados de conversores CA-CA.

Esses dispositivos são utilizados em um conjunto muito variado de aplicações, principalmente no tocante ao processamento de energia. Algumas delas são: adequar os níveis de tensão em sistemas de geração; transmissão e distribuição; isolar galvanicamente circuitos elétricos; realizar casamento de impedância para uma máxima transferência de potência entre fonte e carga; eliminar componentes CC de um circuito para o outro, funcionando como um filtro; assim como auxiliar na realização de medidas de tensão e corrente.

Em relação a sua forma construtiva, os transformadores podem possuir diferentes estruturas e circuitos. Geralmente, constituem-se de dois ou mais enrolamentos de material condutor que não estão eletricamente conectados, mas sim magneticamente acoplados. Esses enrolamentos compartilham um núcleo de material ferromagnético que concentra as linhas de indução, evitando dispersão. Assim, a energia é quase integralmente transferida de um enrolamento a outro(s).

Uma classificação recorrente dos transformadores é quanto ao número de fases. Os mais conhecidos são o monofásico e o trifásico, respectivamente possuindo uma e três

fases. Essa popularidade se explica pelo padrão de sistemas de geração, transmissão e distribuição de energia elétrica normalmente utilizados no mundo (BADIN, 2009).

Comparando-se os transformadores monofásicos com os polifásicos, especificamente o trifásico, nota-se uma diferença de aplicações entre eles. Os sistemas trifásicos são preferíveis para transmissão de energia elétrica para grandes distâncias, uma vez que representam uma maior eficiência e conseqüentemente economia. Em contrapartida, esses sistemas são preteridos pelo monofásico quando se trata de distribuição para cargas menores. Isso se explica pela economia no dimensionamento da rede monofásica. Entende-se que não compensa um grande investimento para atender cargas de menor potência. Além de menor custo com cabos, a distribuição monofásica possui transformadores monofásicos de menores potências, menos isoladores, postes com menor esforço e toda uma estrutura com preço inferior.

Em geral, sempre há um estudo da relação de compromisso na escolha do número de fases de um sistema. Todavia, uma grande vantagem de se diminuir a quantidade de fases é a conseqüente redução do número de componentes de um circuito, assim como seu dimensionamento. Para sistemas operando com eficiência global semelhante e diferente número de fases, seleciona-se o de menor quantidade de fases. Porém, cada caso merece a devida atenção. A transmissão trifásica, por exemplo, apresenta uma eficiência que justifica o maior investimento em uma estrutura trifásica.

Diversas aplicações, então, utilizam uma transformação entre sistemas trifásicos e bifásicos. Destacam-se entre elas: interconectar um sistema bifásico de distribuição a um sistema trifásico de transmissão; alimentar uma carga monofásica a partir de um sistema trifásico, mantendo balanço razoável entre as fases; prover alimentação a cargas trifásicas a partir de uma fonte bifásica existente (BADIN, 2009). Uma outra clássica utilização é a alimentação de trens de alta velocidade (CHEN, 1994).

Os principais métodos de conexão de um sistema trifásico a outro bifásico conhecidos na literatura são o Scott ou T e o Le-Blanc. Ambos baseiam-se na manutenção do equilíbrio da estrutura como um todo ao realizar a transformação de fases. São também bidirecionais e convertem um sistema com três fasores de tensão defasados de 120° em um com dois fasores em quadratura e vice-versa.

Este capítulo discute as conexões Scott e Le Blanc visando obter um retificador com um número menor de interruptores, em uma perspectiva mais afinada para o presente trabalho. A mais adequada para o escopo do trabalho é selecionada para a simulação do sistema final.

3.2 TRANSFORMADOR SCOTT

O transformador T ou Scott foi concebido por Charles F. Scott (1864-1944) como uma nova estratégia para implementar uma transformação entre um sistema trifásico e outro bifásico. A referida invenção foi apresentada publicamente pela primeira vez, em março de 1894, no evento “National Electric Light Association”.

Segundo Charles Scott, a sua criação foi inspirada na intenção de reunir as vantagens dos sistemas bifásicos para distribuição e as dos sistemas trifásicos para a transmissão de energia elétrica. Logo, seu transformador mantém vantagens de ambos os sistemas individualmente. Contudo, possui uma simples implementação, além de eficiência (MILLER, 2004).

Na prática, uma das grandes primeiras aplicações do transformador Scott ocorreu em 1896. Nesse ano, ele foi utilizado na transformação de saídas bifásicas geradas em uma planta hidrelétrica de Niagara Falls (Nova Iorque, EUA) em um padrão trifásico de transmissão que fornecia energia para a cidade de Buffalo, também localizada no estado de Nova Iorque (CENTER et al., 2003).

A composição do transformador Scott se baseia na utilização de dois transformadores monofásicos, conforme representado na Figura 3.1. Um dos transformadores possui derivação central e é denominado de transformador principal (*main transformer*). O segundo é mais conhecido na literatura pela sua nomenclatura em inglês como transformador *teaser*, todavia também é chamado de transformador T ou de equilíbrio (CONNELLY, 1950).

Observa-se também, na Figura 3.1, que o lado trifásico do sistema possui três fasores de tensão H_1 , H_2 e H_3 defasados simetricamente por cento e vinte graus, possuindo mesmo padrão da rede elétrica. De outro modo, o lado bifásico possui dois fasores, V_x e V_y , com diferença de fase de noventa graus. Uma característica interessante da transformação de fases apresentada nessa figura é a manutenção do equilíbrio.

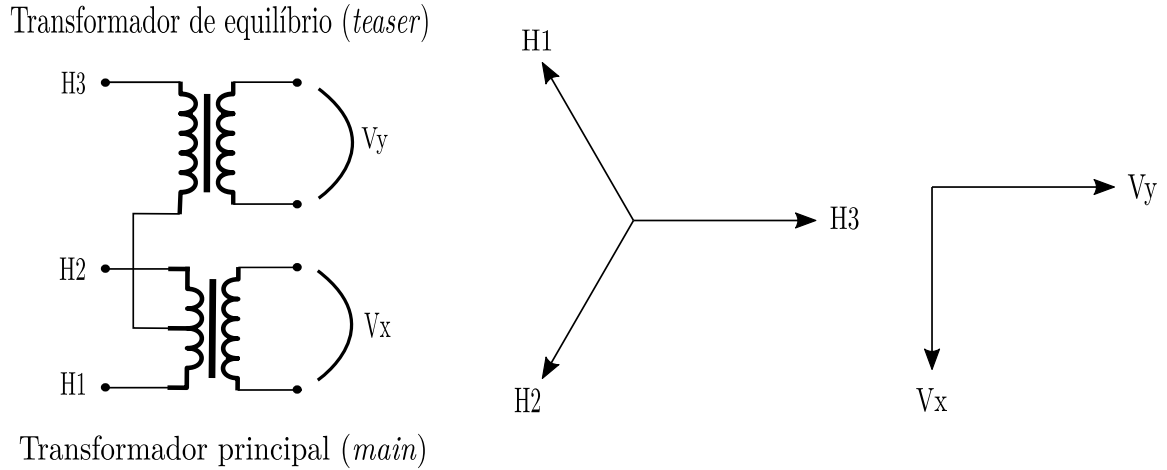


Figura 3.1: Conexão Scott.

Construtivamente, podem-se utilizar dois transformadores monofásicos iguais para obter a conexão Scott. No entanto, o que opera como principal deve possuir derivação central de 50%. Da mesma forma, impõe-se ao transformador de equilíbrio uma derivação de 86,6%, conforme Figura 3.2. Logo, considerando-se que eles são iguais, ambos transformadores devem possuir disponibilidade de 50% e 86,6% de derivação.

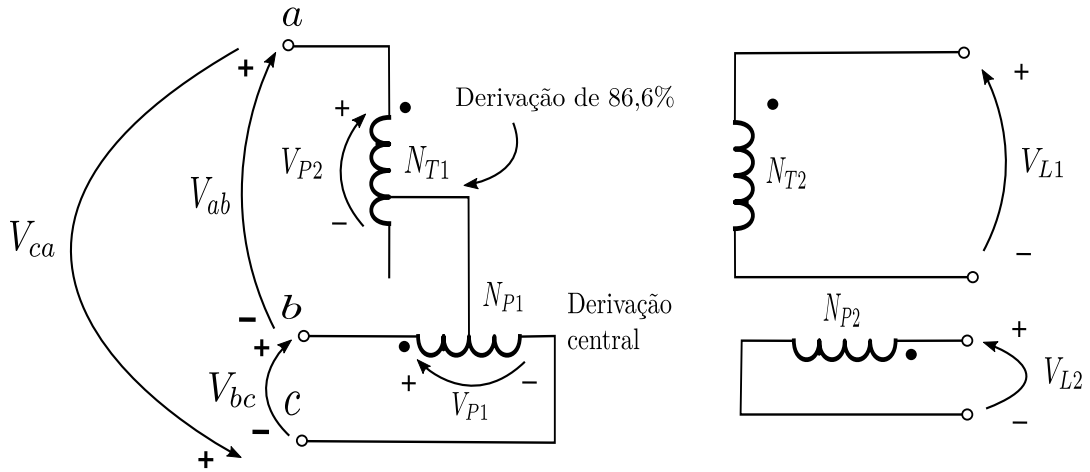


Figura 3.2: Conexão T de Scott para transformadores. Adaptado de (CHAPMAN, 2013).

Obtém-se também essa conexão trifásica/bifásica utilizando dois transformadores diferentes. A única obrigatoriedade consiste no fato de um dos transformadores (o prin-

cial) possuir derivação central de 50%. O transformador T então pode não possuir essa derivação de 86,6%. Ele detém, porém, uma relação de transformação adequada para o equilíbrio do sistema. Explica-se então o motivo desse transformador também ser denominado de equilíbrio.

3.2.1 Análise de tensões

O esquema de ligação do transformador Scott pode ser redesenhado, na Figura 3.3, para uma análise das tensões envolvidas. O subscrito “P” é relacionado ao transformador principal, enquanto “T” refere-se ao transformador T. Pode-se observar que as duas metades do enrolamento do transformador principal são acopladas e conectadas em série aditiva. O ponto D sinaliza a derivação central do transformador principal. Nota-se também que as polaridades são evidenciadas na figura para facilitar a visualização da subsequente análise.

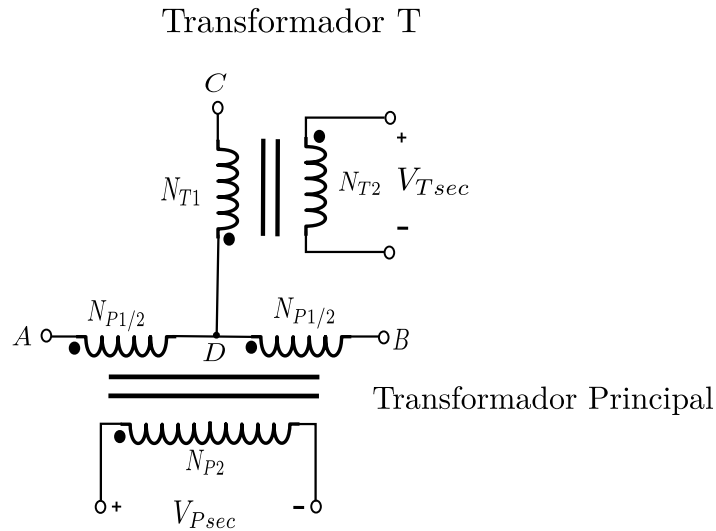


Figura 3.3: Transformador Scott sob análise de tensão. Adaptado de (MILLER, 2004).

As tensões de linha encontradas no primário da conexão Scott são dadas por (3.1) a (3.3), onde V_m trata-se da tensão de pico:

$$V_{ab} = V_m \angle 0^\circ \text{ V}, \quad (3.1)$$

$$V_{ca} = V_m \angle 120^\circ \text{ V}, \quad (3.2)$$

$$V_{bc} = V_m \angle -120^\circ \text{ V.} \quad (3.3)$$

A tensão V_{ab} divide-se igualmente entre as bobinas AD e DB, pois elas são iguais e estão conectadas em série de forma aditiva. Dessa maneira, V_{ad} e V_{db} são

$$V_{ad} = \frac{V_m}{2} \angle 0^\circ \text{ V,} \quad (3.4)$$

$$V_{db} = \frac{V_m}{2} \angle 0^\circ \text{ V.} \quad (3.5)$$

A tensão sobre as bobinas DC, V_{dc} , é dada por:

$$\begin{aligned} V_{dc} &= V_{bc} + V_{db}, \\ V_{dc} &= V_m \angle -120^\circ + \frac{V_m}{2} \angle 0^\circ, \\ V_{dc} &= \frac{\sqrt{3}}{2} V_m \angle -90^\circ \text{ V.} \end{aligned} \quad (3.6)$$

A Figura 3.3 relaciona as tensões de entrada V_{ab} , V_{ca} e V_{bc} defasadas em 120° com as de saída V_{Tsec} e V_{Psec} em quadratura da conexão trifásica/bifásica. Analisando-se as equações (3.1) e (3.6), percebe-se, por sua vez, que as tensões nos primários V_{ab} e V_{dc} de ambos os transformadores estão defasadas em 90° .

Esse resultado é esperado e faz sentido, uma vez que os transformadores monofásicos não inserem qualquer tipo de defasagem angular entre o primário e secundário. A transformação ocorre unicamente em termos das magnitudes de tensão e corrente, diferentemente do que ocorre, por exemplo, em um transformador trifásico conectado em estrela-triângulo (CHAPMAN, 2013).

A relação de transformação do transformador principal, a_P , é apresentada abaixo:

$$\frac{V_{ab}}{V_{Psec}} = \frac{N_{P1}}{N_{P2}} = a_P. \quad (3.7)$$

A relação de transformação do transformador T, a_T , por sua vez, é

$$\frac{V_{dc}}{V_{Tsec}} = \frac{N_{T1}}{N_{T2}} = a_T, \quad (3.8)$$

onde N_{P1} e N_{P2} são o número de enrolamentos, respectivamente, do primário e secundário do transformador principal, enquanto N_{T1} e N_{T2} são referentes ao transformador T.

Em razão de o sistema bifásico possuir duas fases de tensão com amplitudes iguais, devem-se igualar os módulos de V_{Tsec} e V_{Psec} abaixo. Utilizando-se (3.7) e (3.8), obtêm-se a razão entre as relações de transformação a_P e a_T :

$$V_{Tsec} = V_{Psec}, \quad (3.9)$$

$$\frac{V_{dc}}{a_T} = \frac{V_{ab}}{a_P},$$

$$\frac{a_T}{a_P} = \frac{V_{dc}}{V_{ab}} = \frac{\frac{\sqrt{3}}{2}V_m}{V_m},$$

$$\frac{a_T}{a_P} = \frac{\sqrt{3}}{2} \approx 0,866 = 86,6\%. \quad (3.10)$$

Conclui-se, portanto, que o enrolamento CD deve ser 86,6% do AB para que as tensões de saída da conexão trifásica/bifásica como um todo sejam iguais em módulo. De outro modo, obteria-se $V_{Tsec} = 0,866 \cdot V_{Psec}$ (MILLER, 2004).

3.2.2 Análise das correntes

Primeiramente, assume-se que a carga se encontre do lado bifásico da conexão trifásica/bifásica. Adicionalmente, as cargas dos transformadores principal e de equilíbrio são consideradas iguais e independentes. Essas ponderações facilitam a análise das relações das correntes primárias e secundárias de ambos transformadores.

A Figura 3.4 revela as correntes existentes no primário e secundário de cada um dos transformadores. A corrente I_{Tsec} é induzida pela corrente presente no primário do transformador T, I_{Tprim} . Esta, por sua vez, é formada pela soma de componentes de módulos iguais, resultantes da contribuição de cada uma das metades da bobina do transformador principal (AD e DB). No entanto, essas correntes de módulo igual a $\frac{I_{Tprim}}{2}$ possuem sentidos contrários. Esse fato explica um fluxo nulo resultante no secundário do transformador principal por parte de uma eventual contribuição de I_{Tprim} . Isto é, a corrente no primário do transformador principal, I_{Pprim} , é a única que contribui para a indução da corrente I_{Psec} na saída desse transformador.

Excluindo-se as parcelas de módulo $\frac{I_{Tprim}}{2}$ provenientes do primário do transformador T, a corrente I_{Pprim} que atravessa a bobina AD é a mesma que percorre DB. Em outras palavras, nenhuma porção dessa corrente é desviada para atravessar a bobina DC.

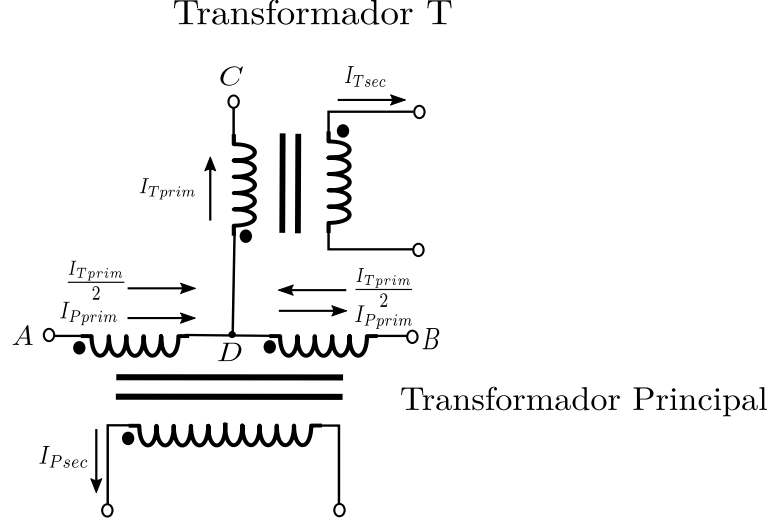


Figura 3.4: Transformador Scott sob análise de corrente. Adaptado de (MILLER, 2004).

De acordo com a Figura 3.4, definem-se as relações de transformação dos transformadores principal e de equilíbrio $\frac{I_{Tprim}}{I_{Tsec}} = \frac{N_{T2}}{N_{T1}} = \frac{1}{a_T}$, $\frac{I_{Pprim}}{I_{Psec}} = \frac{N_{P2}}{N_{P1}} = \frac{1}{a_P}$. Da mesma forma do que ocorre com as tensões, as correntes dos primários desses transformadores têm somente os seus módulos alterados em seus respectivos secundários. Logo, essas duas equações relacionam quantias absolutas.

A ideia central do transformador Scott trata-se de conectar um sistema trifásico equilibrado a um sistema bifásico com suas fases em quadratura. Portanto, as correntes de linha do lado trifásico do sistema devem ter seus módulos iguais e defasadas de 120° .

Analizando-se a Figura 3.4, podem-se relacionar as correntes de linha de entrada do sistema (I_a , I_b e I_c) com as correntes presentes nos primários dos transformadores:

$$I_a = I_{Pprim} + \frac{I_{Tprim}}{2}, \quad (3.11)$$

$$I_b = -I_{Pprim} + \frac{I_{Tprim}}{2}, \quad (3.12)$$

$$I_c = -I_{Tprim}. \quad (3.13)$$

As correntes dos primários dos transformadores estão em quadratura e são dadas por:

$$I_{Pprim} = |I_{Pprim}| \angle 0^\circ, \quad (3.14)$$

$$I_{Tprim} = |I_{Tprim}| \angle -90^\circ. \quad (3.15)$$

Utilizando-se (3.14) e (3.15) em (3.11) e (3.12), obtêm-se:

$$I_a = \sqrt{|I_{Pprim}|^2 + \frac{|I_{Tprim}|^2}{4}} \angle \arctg \left(-\frac{|I_{Tprim}|}{2|I_{Pprim}|} \right), \quad (3.16)$$

$$I_b = \sqrt{|I_{Pprim}|^2 + \frac{|I_{Tprim}|^2}{4}} \angle \arctg \left(\frac{|I_{Tprim}|}{2|I_{Pprim}|} \right). \quad (3.17)$$

Deseja-se que as correntes I_a , I_b e I_c possuam módulos iguais como condição necessária para o equilíbrio. Nota-se por (3.16) e (3.17) que os módulos de I_a e I_b são iguais. Porém, o valor absoluto de I_c também deve ser igual aos demais. Isto é, $|I_a| = |I_b| = |I_c|$. Diante dessa suposição e analisando-se (3.13), conclui-se:

$$\begin{aligned} |I_a| &= |I_b| = |I_c| = |I_{Tprim}|, \\ |I_{Tprim}| &= \sqrt{|I_{Pprim}|^2 + \frac{|I_{Tprim}|^2}{4}}. \end{aligned} \quad (3.18)$$

A equação de segundo grau apresentada em (3.18) pode ser resolvida, obtendo-se finalmente a relação entre os módulos das correntes dos primários dos transformadores:

$$|I_{Pprim}| = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot |I_{Tprim}| = 0,866 \cdot |I_{Tprim}|. \quad (3.19)$$

Atendendo-se o apresentado em (3.19), as correntes de linha da entrada da conexão trifásica/bifásica são equilibradas (MILLER, 2004). Uma relação equivalente foi obtida na análise de tensões do transformador Scott na subseção anterior.

3.2.3 Resultados de simulação

A Figura 3.5 apresenta o circuito utilizado para se implementar a simulação da conexão Scott. O circuito simulado no software PSIM é exibido no apêndice A.1 do trabalho. O objetivo da simulação é o de verificar se o sistema gera uma saída bifásica em quadratura (composta de V_{L1} e V_{L2} , conforme Figura 3.5) a partir de uma entrada trifásica em situação de equilíbrio. As correntes de entrada I_a , I_b e I_c são plotadas para se analisar possíveis distorções, além de comparar o ângulo de uma das fases da corrente I_a com sua respectiva tensão V_a para investigar eventuais deslocamentos de fase inseridos pelo sistema.

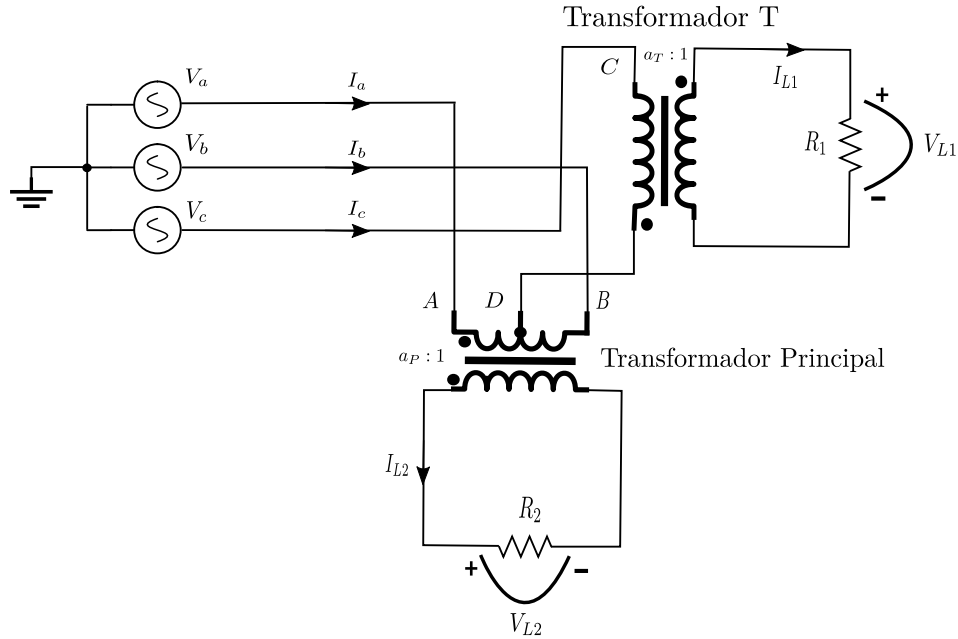


Figura 3.5: Circuito para simulação do transformador Scott.

A situação considerada para simulação trata-se de uma fonte trifásica equilibrada que alimenta a conexão Scott. Esta, por sua vez, fornece potência para uma carga resistiva conectada em cada uma das duas fases. Os parâmetros adotados na simulação são apresentados na Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Parâmetros utilizados na simulação da conexão Scott

Parâmetro	Valor
Frequência de alimentação das três fases	60 Hz
Amplitude de pico das tensões das três fases	220 V
Ângulo de fase de A	-30°
Ângulo de fase de B	-150°
Ângulo de fase de C	-270°
Relação de transformação do transformador T	$\frac{\sqrt{3}}{2} : 1$
Relação de transformação do transformador principal	$1 : 1$
Resistência de R_1	$50 \, \Omega$
Resistência de R_2	$50 \, \Omega$

As tensões trifásicas de entrada são exibidas na Figura 3.6. Em seguida, as correntes de entrada também podem ser observadas na Figura 3.7. Constata-se analisando as duas figuras que as correntes de entrada possuem os mesmos ângulos de fase que suas respectivas tensões. Adicionalmente, elas não sofrem qualquer tipo de distorção ($DHT \approx 0$),

apresentando mesma forma de onda dos sinais de tensão. A Figura 3.8 reitera o que foi explanado, dispondo, ao mesmo tempo, da corrente e tensão de uma das fases (A) para comparação.

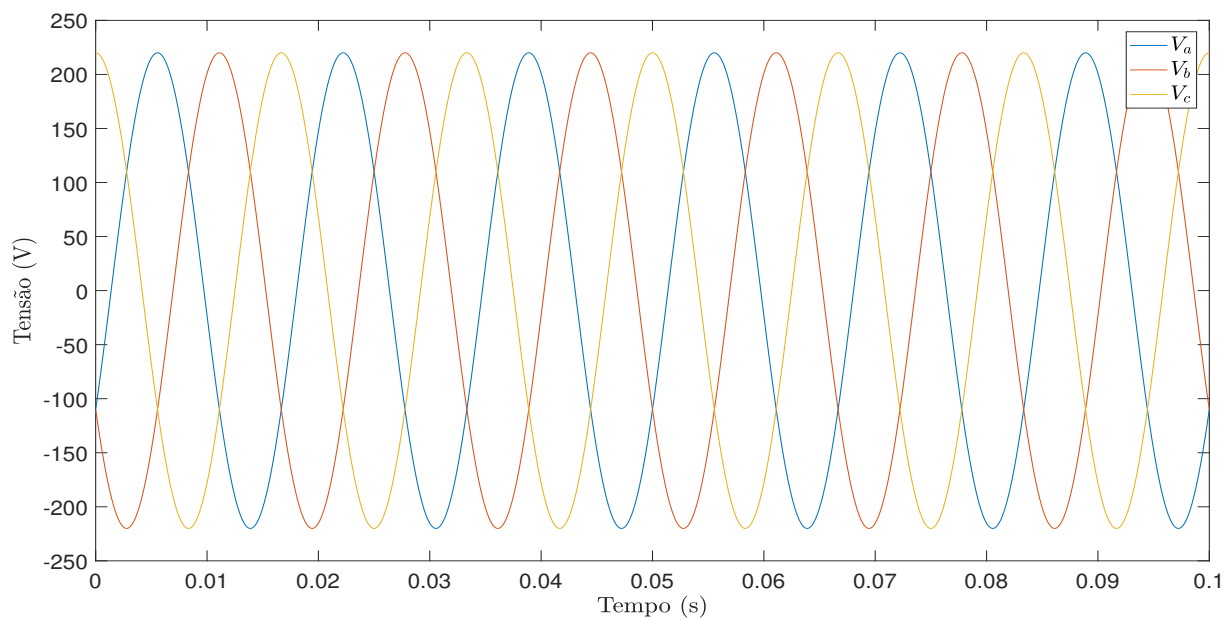


Figura 3.6: Tensões de entrada da conexão Scott.

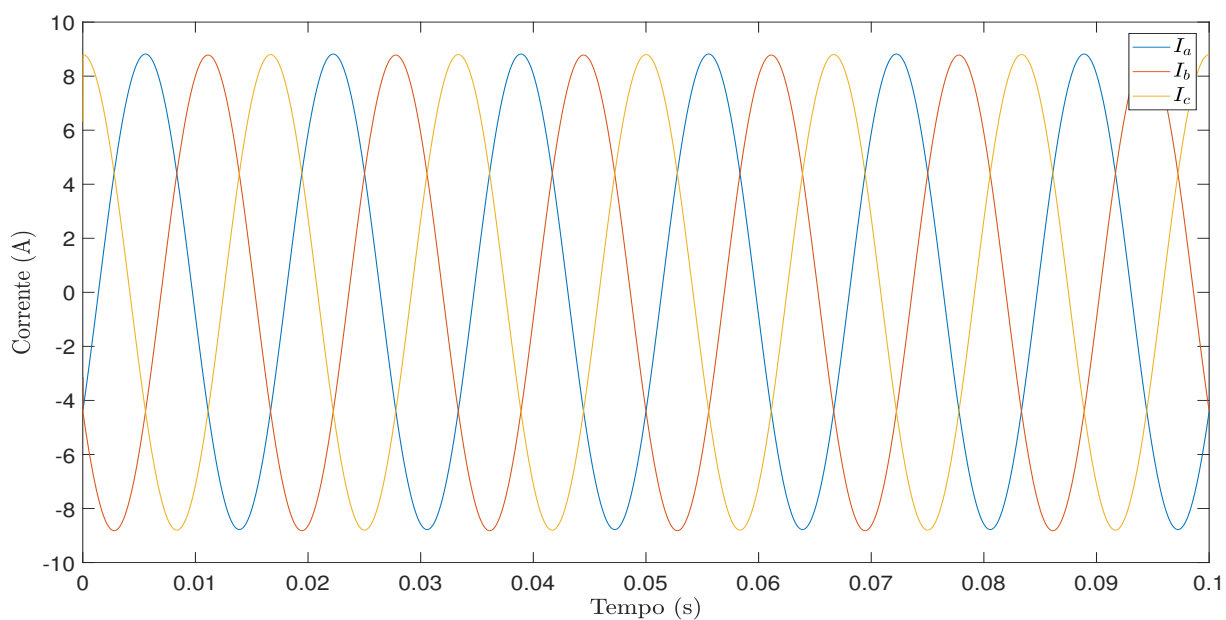


Figura 3.7: Correntes de entrada da conexão Scott.

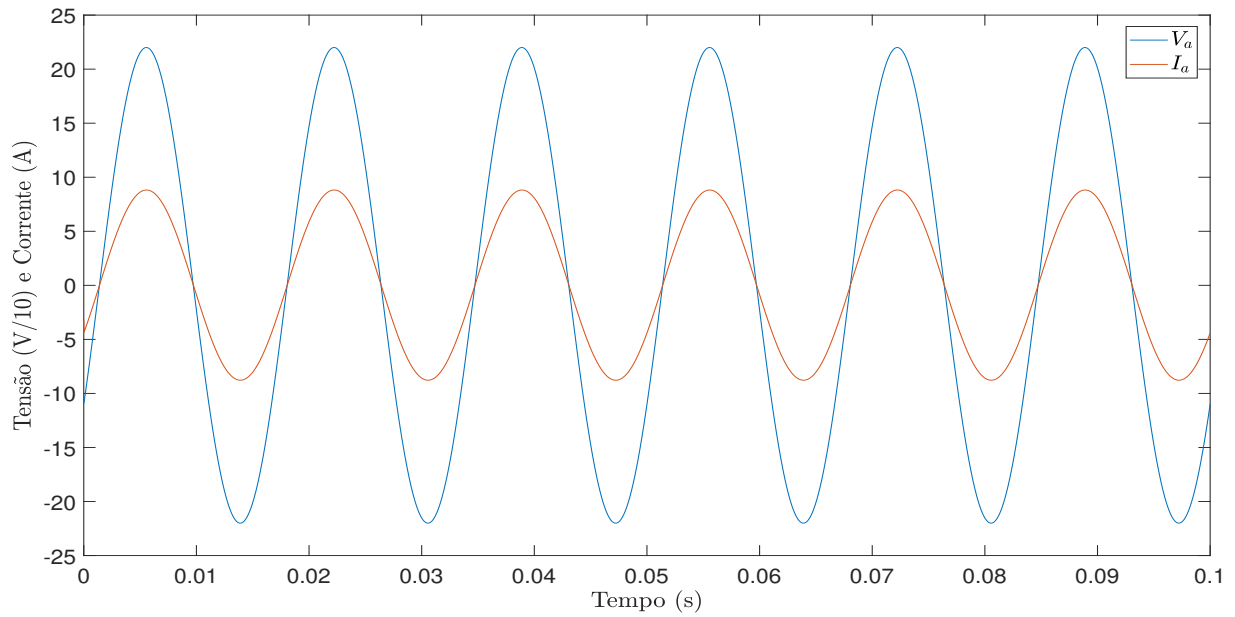


Figura 3.8: Tensão e corrente de entrada da fase A da conexão Scott.

A tensão de saída da conexão Scott, por sua vez, é composta de duas fases que apresentaram defasagem de exatos 90° . Isto é, as fases de saída estão em quadratura, possuem característica puramente senoidal ($DHT \approx 0$) e são expostas na Figura 3.9.

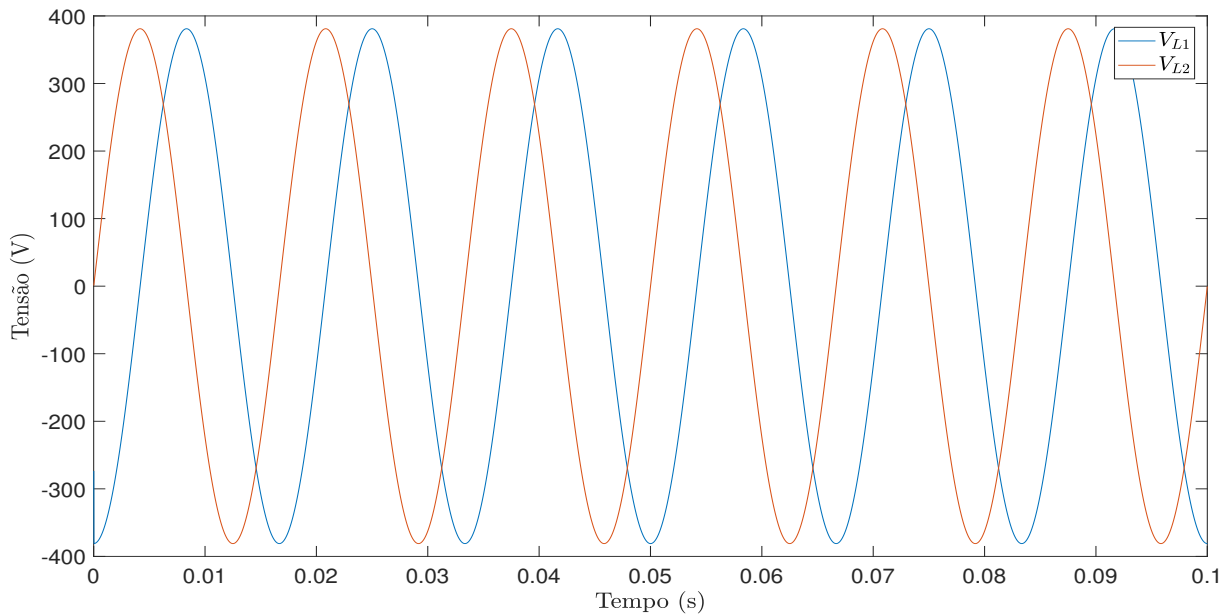


Figura 3.9: Tensões de saída da conexão Scott.

Em virtude de a carga ser composta unicamente de resistores, as correntes de saída possuem as mesmas formas de onda das tensões de saída. O gráfico das correntes de saída

é retratado na Figura 3.10

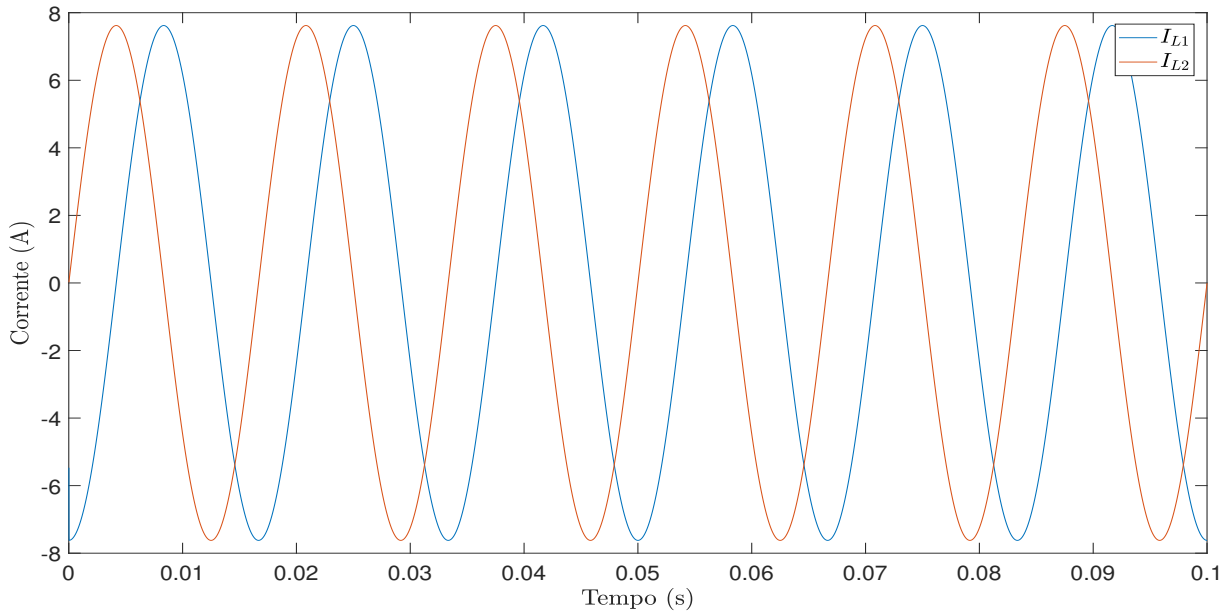


Figura 3.10: Correntes de saída da conexão Scott.

Portanto, conclui-se que o transformador Scott permite uma saída bifásica em quadratura a partir de uma fonte trifásica.

3.3 TRANSFORMADOR LE BLANC

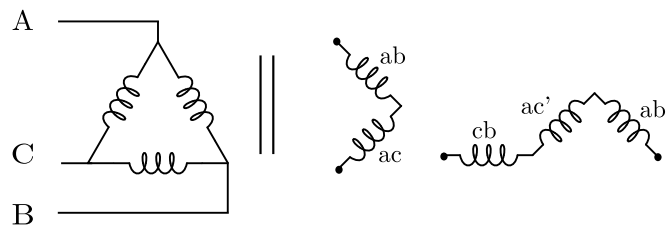
O transformador Le Blanc possui enrolamentos com uma construção assimétrica que o permite ser utilizado como uma conexão entre sistemas trifásicos e bifásicos. A saída (normalmente trata-se do lado bifásico) é composta de duas fases defasadas de noventa graus, assim como acontece no transformador Scott.

A conexão Le Blanc é uma alternativa ao transformador Scott para ligação de um sistema trifásico a um bifásico. Esse transformador é utilizado com esse fim desde o século XIX. Porém, sua utilização foi reduzida com o avanço da eletrônica de potência. Apesar disso, essa conexão é ainda recorrente para sistemas de tração elétrica devido a sua grande confiabilidade (MARTINS, 2013).

A despeito de o transformador Le Blanc não ter alcançado a mesma popularidade do transformador Scott, ele apresenta uma eficiência similar. Portanto, pode se tornar uma opção para substituir a conexão Scott (FRANKLIN; FRANKLIN, 2016).

Uma aplicação em que o transformador Le Blanc é também utilizado trata-se da redução do desequilíbrio das duas fases nas cargas monofásicas, em situação usual de alimentação por sistema trifásico, tal como o Scott.

Em termos de aspectos construtivos, o transformador Le Blanc é constituído por um transformador trifásico. Diferentemente do transformador Scott, que utiliza dois transformadores monofásicos, essa conexão emprega o núcleo trifásico do transformador. Adicionalmente, apresenta o primário ligado em delta, de modo a suprimir as harmônicas de terceira ordem (prejudiciais ao sistema). O secundário, por sua vez, é composto de cinco enrolamentos assimétricos ligados de forma a produzir tensões bifásicas (MARTINS, 2013). O esquema da conexão Le Blanc é apresentado na Figura 3.11.



Apesar do núcleo do transformador Le Blanc ser único e trifásico, em termos de análise, pode-se considerar um banco com três transformadores monofásicos para representá-lo. Essa consideração não altera as relações de tensão e corrente do transformador e facilita a visualização das relações de transformação. O referido banco é exibido na Figura 3.12.

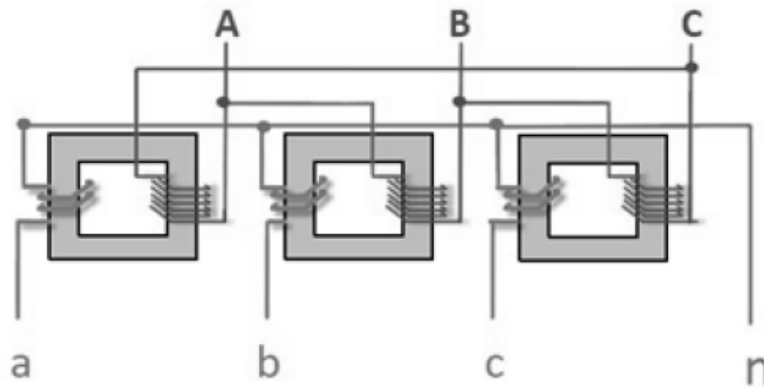


Figura 3.12: Banco trifásico de transformadores com primário ligado em delta.

A Figura 3.12, no entanto, reflete o banco trifásico com três unidades monofásicas de dois enrolamentos. Na conexão Le Blanc, por sua vez, são empregados dois transfor-

madores com três enrolamentos e outro com dois, conforme Figura 3.13 . Em todos os três casos, o lado primário só apresenta um enrolamento. Por outro lado, o secundário da unidade com três enrolamentos possui dois enrolamentos (sendo o terceiro o do primário). O transformador com dois enrolamentos é o convencional com um enrolamento em cada lado (MARTINS, 2013).

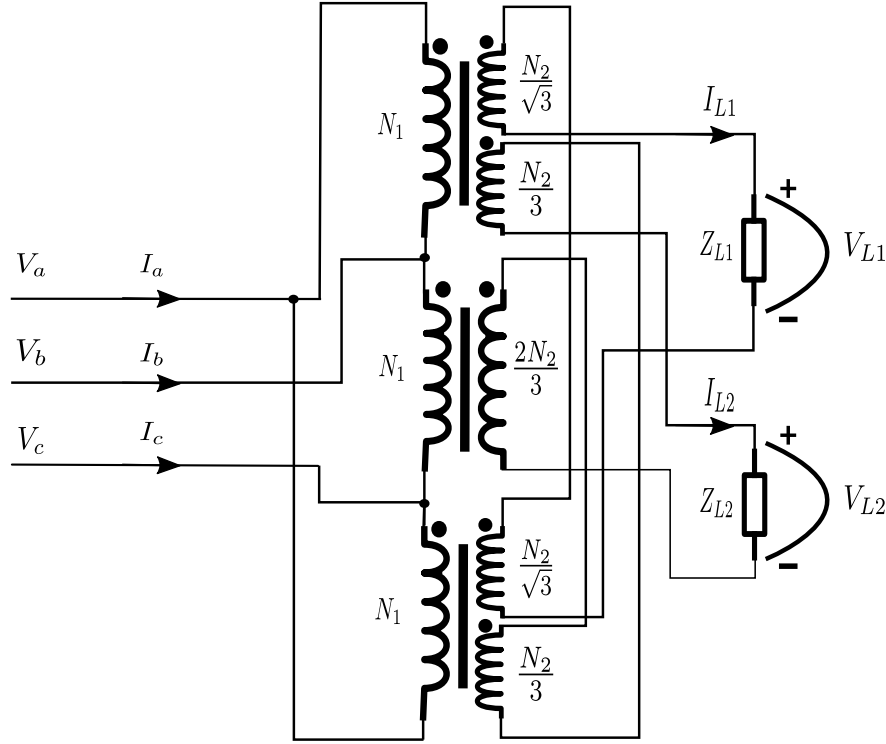


Figura 3.13: Esquema detalhado do transformador Le Blanc. Adaptado de (MARTINS, 2013).

3.3.1 Análise conjunta das tensões e correntes

O diagrama fasorial do transformador Le Blanc é retratado na Figura 3.14. Os seis terminais do lado trifásico são simbolizados por A_1, A_2, B_1, B_2, C_1 e C_2 . Por outro lado, a_1 a a_4 , c_1 a c_4 , b_1 e b_2 sinalizam os terminais para os cinco enrolamentos no lado secundário. Observa-se que, conforme descrito, a entrada apresenta três fasores defasados por 120° , enquanto a saída dispõe de duas fases defasadas de 90° .

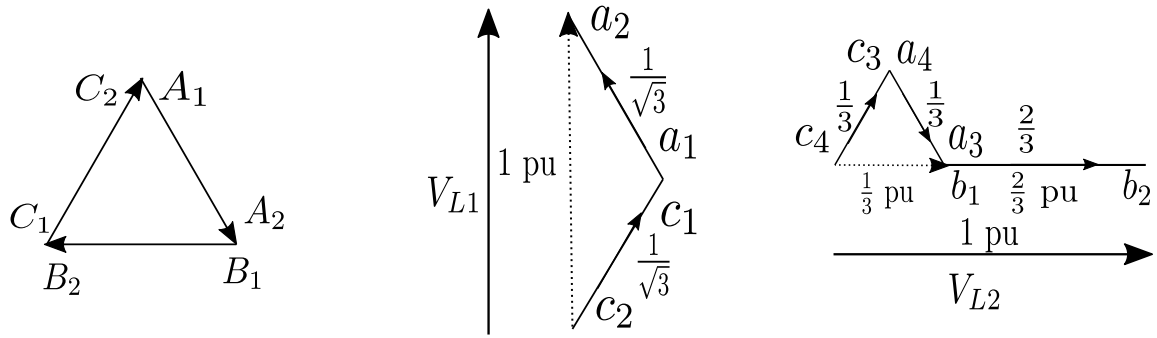


Figura 3.14: Diagrama fasorial do transformador Le Blanc. Adaptado de (CHEN, 1994).

A Figura 3.15 demonstra as conexões desse transformador com as notações adotadas no diagrama fasorial da Figura 3.14. Esse esquema é semelhante ao da Figura 3.13 (mais detalhado e didático quanto aos transformadores e seus respectivos enrolamentos). Porém, ele retrata de uma forma mais clara a conexão dos cinco enrolamentos secundários. Por conseguinte, as Figuras 3.14 e 3.15 serão utilizadas na análise de tensões e correntes do transformador Le Blanc.

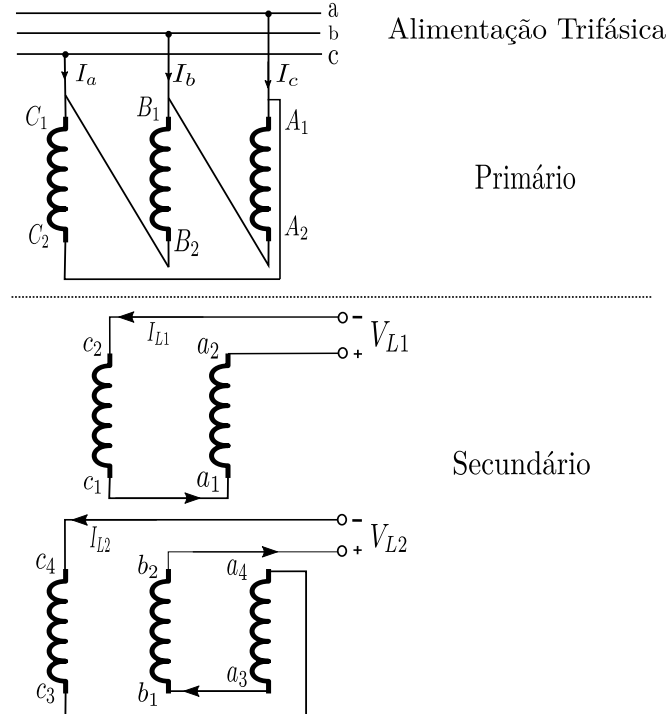


Figura 3.15: Esquema de conexão do transformador Le Blanc. Adaptado de (CHEN, 1994).

Assume-se primeiramente que as correntes no lado secundário i_{L1} e i_{L2} estão em fase com as respectivas tensões de linha V_{L1} e V_{L2} . Isto é, assume-se uma carga resistiva para facilitar a análise. As referidas tensões e correntes do secundário são:

$$V_{L1} = 1\angle 90^\circ \text{ pu}, \quad (3.20)$$

$$V_{L2} = 1\angle 0^\circ \text{ pu}, \quad (3.21)$$

$$i_{L1} = 1\angle 90^\circ \text{ pu}, \quad (3.22)$$

$$i_{L2} = 1\angle 0^\circ \text{ pu}. \quad (3.23)$$

Verifica-se, pela Figura 3.15, que as correntes que atravessam as bobinas individuais do secundário c_2c_1 e a_1a_2 são a mesma. Concomitantemente, representam a corrente de linha de uma das fases de saída, i_{L1} . Da mesma forma, as correntes que percorrem c_4c_3 , a_4a_3 e b_1b_2 são a mesma e iguais a i_{L2} . Essas relações são realçadas abaixo:

$$i_{c_2c_1} = i_{a_1a_2} = i_{L1} = 1\angle 90^\circ \text{ pu}, \quad (3.24)$$

$$i_{c_4c_3} = i_{a_4a_3} = i_{b_1b_2} = i_{L2} = 1\angle 0^\circ \text{ pu}. \quad (3.25)$$

Considera-se que a tensão trifásica de linha de entrada do sistema é a de sequência positiva, exibida de (3.26) a (3.28). As fases foram convenientemente adotadas para facilitar a compreensão.

$$V_{ab} = V_{A_1A_2} = 1\angle -60^\circ \text{ pu} \quad (3.26)$$

$$V_{bc} = V_{B_1B_2} = 1\angle 180^\circ \text{ pu} \quad (3.27)$$

$$V_{ca} = V_{C_1C_2} = 1\angle 60^\circ \text{ pu} \quad (3.28)$$

Analisando-se a Figura 3.15, empregam-se as relações de transformação para cada par de enrolamentos e suas polaridades. Consequentemente, as tensões resultantes nos enrolamentos secundários podem ser determinadas:

$$V_{a_2a_1} = \frac{1}{\sqrt{3}}\angle 120^\circ \text{ pu}, \quad (3.29)$$

$$V_{c_1c_2} = \frac{1}{\sqrt{3}}\angle 60^\circ \text{ pu}, \quad (3.30)$$

$$V_{b_2b_1} = \frac{2}{3}\angle 0^\circ \text{ pu}, \quad (3.31)$$

$$V_{a_3a_4} = \frac{1}{3}\angle -60^\circ \text{ pu}, \quad (3.32)$$

$$V_{c_3c_4} = \frac{1}{3} \angle 60^\circ \text{ pu.} \quad (3.33)$$

As expressões das tensões de linhas V_{L1} e V_{L2} podem ser definidas pela concomitante inspeção visual da Figura 3.15 e utilização de (3.29) a (3.33). Os resultados são:

$$V_{L1} = V_{a_2a_1} + V_{c_1c_2} = \frac{1}{\sqrt{3}} \angle 120^\circ + \frac{1}{\sqrt{3}} \angle 60^\circ = 1 \angle 90^\circ \text{ pu,} \quad (3.34)$$

$$V_{L2} = V_{b_2b_1} + V_{a_3a_4} + V_{c_3c_4} = \frac{2}{3} \angle 0^\circ + \frac{1}{3} \angle -60^\circ + \frac{1}{3} \angle 60^\circ = 1 \angle 0^\circ \text{ pu.} \quad (3.35)$$

Comparando-se (3.20) e (3.21) com (3.34) e (3.35), nota-se a igualdade das equações. Valida-se então a presunção inicial de uma saída composta de duas fases defasadas de 90° .

Portanto, constata-se que a conexão Le Blanc realmente relaciona um conjunto de tensões trifásicas simétricas V_{ab} , V_{ca} e V_{bc} da entrada com um par de fases em quadratura V_{L1} e V_{L2} da saída bifásica.

3.3.2 Resultados de simulação

A Figura 3.16 apresenta o circuito utilizado para se implementar a simulação da conexão Le Blanc. O circuito simulado no software PSIM é exibido no apêndice A.2 do trabalho. O objetivo da simulação, assim como no caso Scott, é o de verificar que a conexão gera uma saída bifásica em quadratura (composta de V_{L1} e V_{L2} , conforme Figura 3.16) a partir de uma fonte trifásica, mantendo o equilíbrio de fases. As correntes de entrada I_a , I_b e I_c são ilustradas para se averiguar eventuais distorções, além de se comparar o ângulo de fase da corrente I_a com sua respectiva tensão V_a para investigação de possíveis deslocamentos de fase causados pelo sistema.

Nota-se, na simulação da conexão Le Blanc, a ponderação realizada na teoria da substituição do transformador de núcleo trifásico por um banco trifásico. Essa consideração não provoca alterações nas tensões e correntes de entrada e saída.

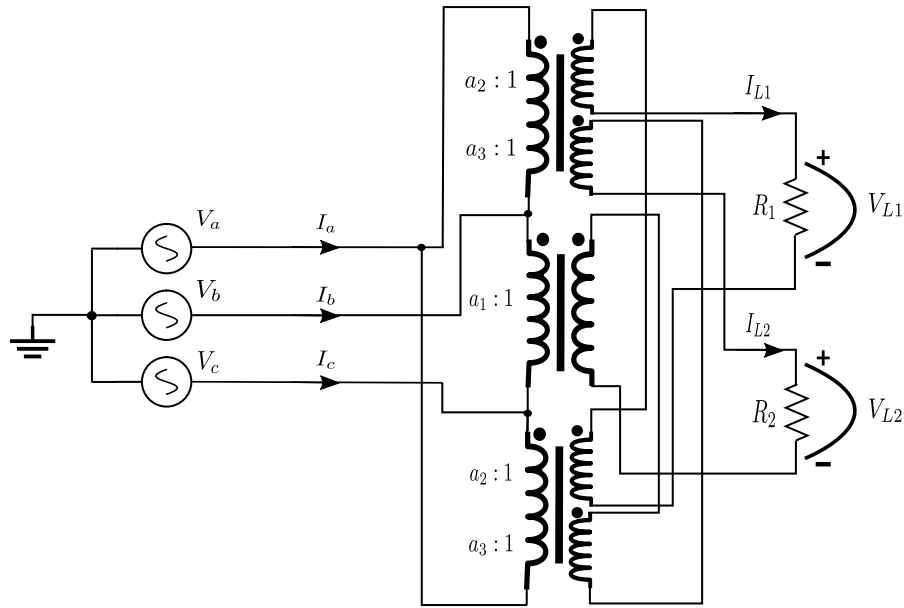


Figura 3.16: Circuito para simulação do transformador Le Blanc.

Tabela 3.2: Parâmetros utilizados na simulação da conexão Le Blanc

Parâmetro	Valor
Frequência de alimentação das três fases	60 Hz
Amplitude de pico das tensões das três fases	220 V
Ângulo de fase de A	-90°
Ângulo de fase de B	150°
Ângulo de fase de C	30°
Relação de transformação a_1 do transformador de 2 enrolamentos	$\frac{3}{2}$
Relação de transformação a_2 dos transformadores de 3 enrolamentos	$\sqrt{3}$
Relação de transformação a_3 dos transformadores de 3 enrolamentos	3
Resistência de R_1	50 Ω
Resistência de R_2	50 Ω

A situação considerada para simulação trata-se de uma fonte trifásica equilibrada que alimenta a conexão Le Blanc. Esta, por sua vez, fornece potência para uma carga resistiva conectada em cada uma das duas fases. Os parâmetros adotados na simulação são apresentados na Tabela 3.2.

As tensões trifásicas de entrada são exibidas na Figura 3.17. Elas também são equilibradas e defasadas de 120° como na simulação da conexão Scott. Os ângulos de fase para cada uma dessas fases que diferem do caso anterior. Eles foram escolhidas apropriadamente para se obter no secundário dos transformadores tensões com fase de 0°

e 90° .

As correntes de entrada podem ser observadas na Figura 3.18. Constata-se analisando essa Figura e a 3.17 que as correntes de entrada possuem os mesmos ângulos de fase que suas respectivas tensões. Ademais, elas não sofrem distorção ($DHT \approx 0$), apresentando mesma forma de onda dos sinais de tensão. A Figura 3.19 compara a corrente e tensão de uma das fases (A) para se verificar a semelhança da forma de onda.

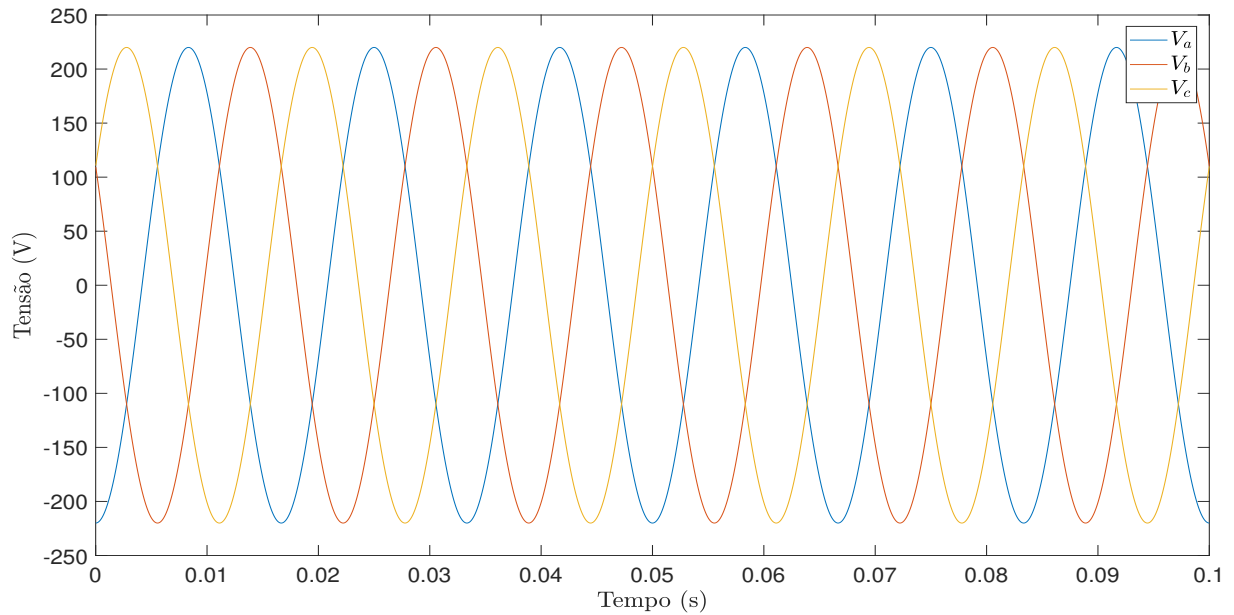


Figura 3.17: Tensões de entrada da conexão Le Blanc.

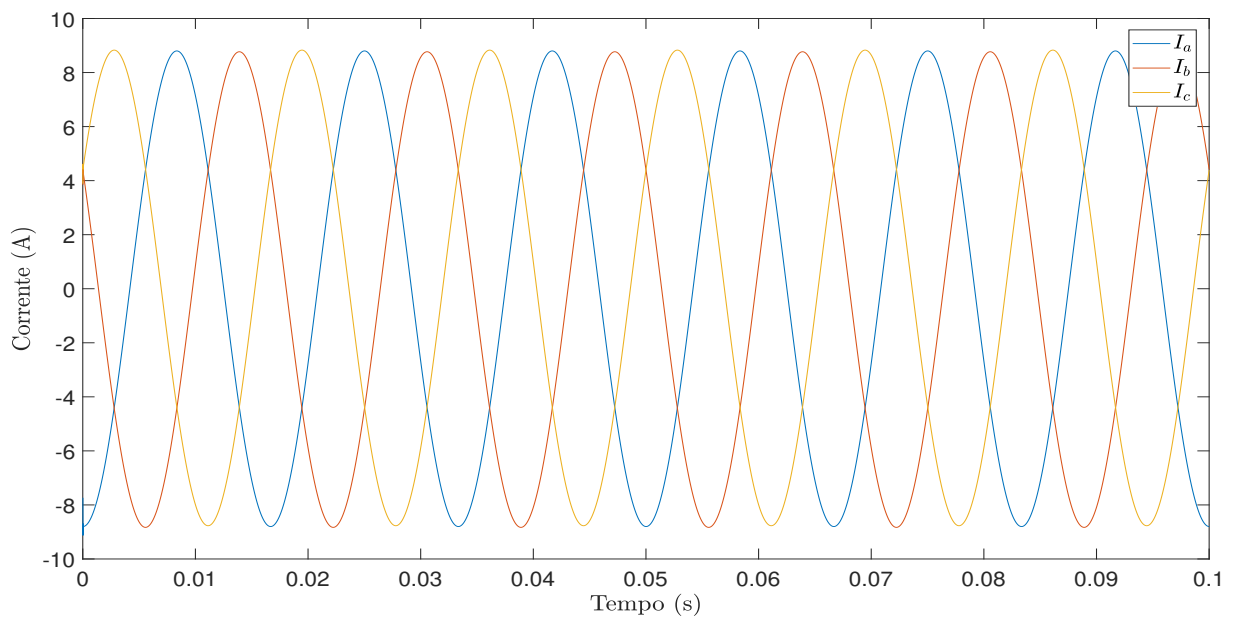


Figura 3.18: Correntes de entrada da conexão Le Blanc.

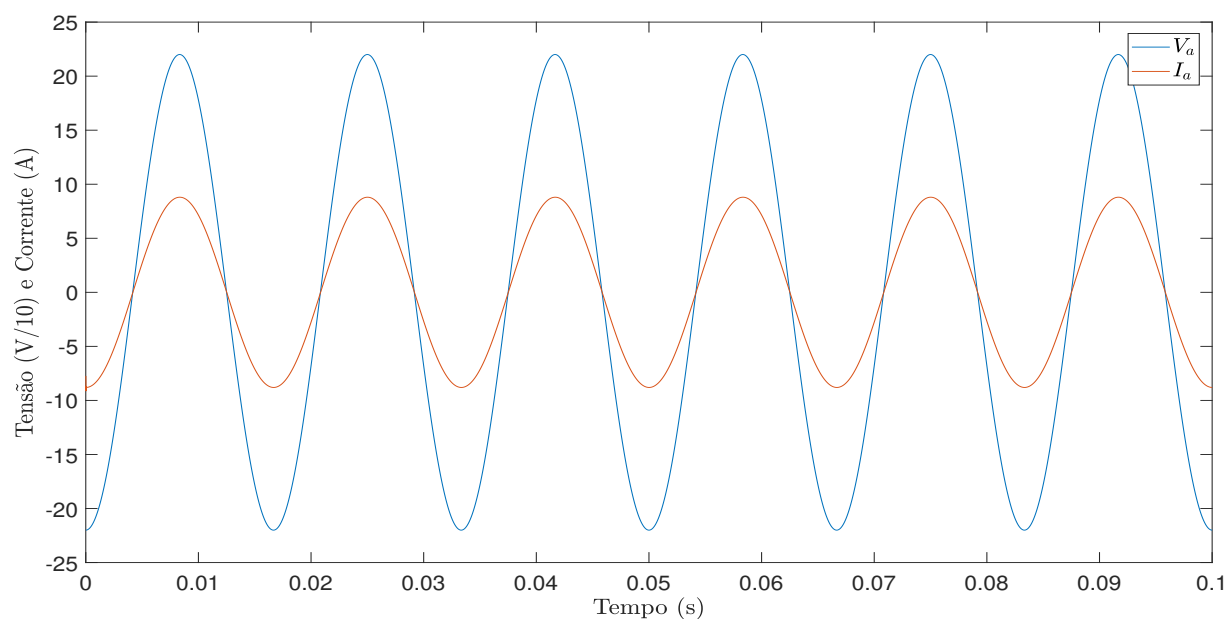


Figura 3.19: Tensão e corrente de entrada da fase A da conexão Le Blanc.

A tensão de saída da conexão Le Blanc está em quadratura, assim como no caso Scott. Isto é, as duas fases que a compõem apresentaram defasagem de exatos 90° . Elas também possuem uma única harmônica na frequência fundamental ($DHT \approx 0$) e são expostas na Figura 3.20.

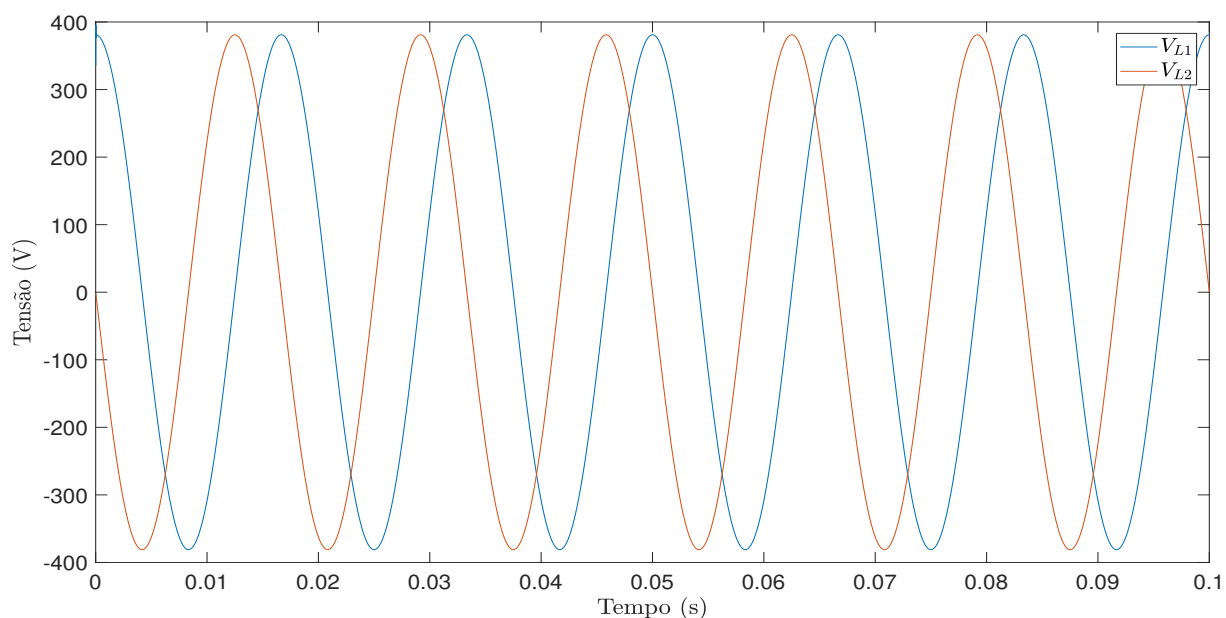


Figura 3.20: Tensões de saída da conexão Le Blanc.

Em virtude da característica puramente resistiva da carga, as correntes de saída

demonstraram as mesmas formas de onda das tensões de saída na simulação. As correntes de saída são retratadas na Figura 3.21.

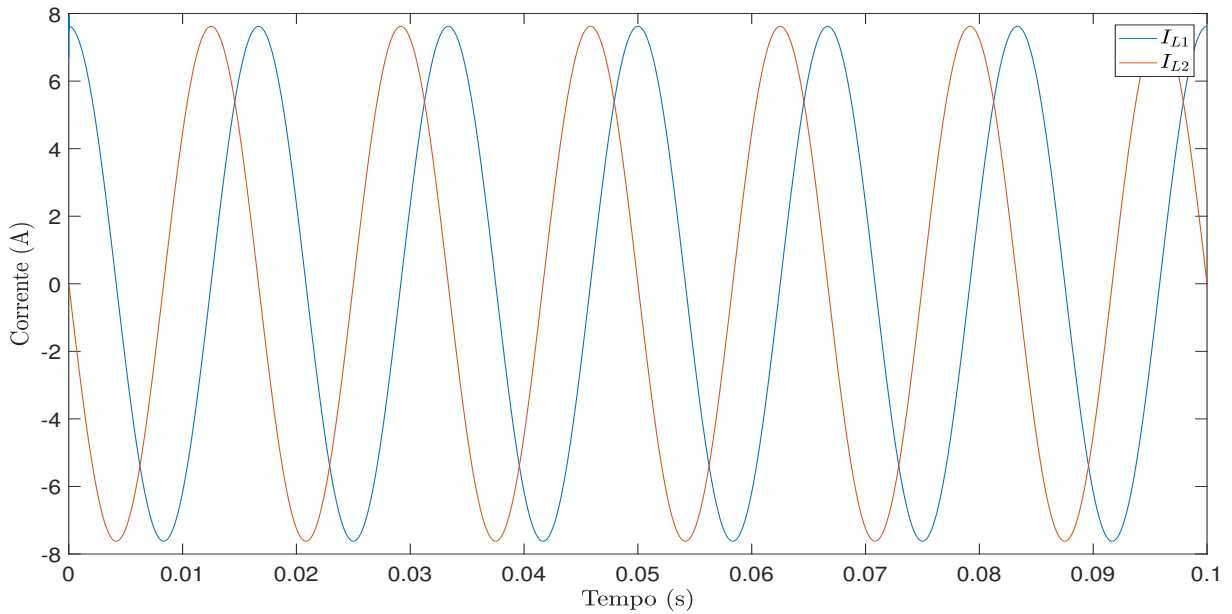


Figura 3.21: Correntes de saída da conexão Le Blanc.

Conclui-se também para a conexão Le Blanc que, mantendo o equilíbrio das grandezas elétricas de entrada e saída, gera-se uma saída em quadratura a partir de uma fonte trifásica da entrada.

3.4 COMPARATIVO DAS CONEXÕES SCOTT E LE BLANC

As simulações realizadas empregando-se os transformadores Scott e Le Blanc demonstram que ambos obtêm êxito na conexão de um sistema trifásico de alimentação a um bifásico, onde se supõe estar presente a carga. Os dois métodos de conexão preservam também o equilíbrio do sistema com sucesso. Portanto, outros aspectos devem ser considerados na escolha da conexão a ser empregada em uma suposta aplicação.

O transformador Scott adquiriu uma popularidade superior ao Le Blanc entre cientistas e engenheiros para conexões de sistemas trifásicos a bifásicos. Por conseguinte, também é mais encontrada na literatura. Uma hipótese que tenta justificar esse fato é a de uma abstração menos complexa da topologia do transformador Scott. A inspeção visual do circuito da conexão Scott torna mais claro o seu entendimento quando comparado ao caso do Le Blanc. Adicionalmente, o transformador Scott se consolidou no Reino Unido antes do surgimento do Le Blanc (FRANKLIN; FRANKLIN, 2016). Um terceiro motivo é a possibilidade de confecção da conexão Scott a partir de transformadores monofásicos,

amplamente encontrados no mercado e com diversas aplicações. Por sua vez, o transformador Le Blanc possui um núcleo trifásico e enrolamentos assimétricos no secundário. Ou seja, é menos interessante para fabricantes de transformadores produzirem unidades previamente destinadas ao uso como conexão Le blanc.

Apesar de ser muito menos conhecido e de mais difícil compreensão, a conexão Le Blanc apresenta vantagens sobre o Scott. O custo de manufaturação é uma delas. Menos material magnético é utilizado na construção do Le Blanc devido ao seu núcleo trifásico contra os dois núcleos monofásicos do Scott. Por conseguinte, a conexão Le Blanc é mais compacta, ocupando menos espaço físico do que os dois transformadores (principal e de equilíbrio) do Scott (CHEN, 1994).

Na conexão Scott, o enrolamento do primário do transformador principal possui um comprimento cerca de 15.5% maior do que dois transformadores monofásicos isolados eletricamente (alimentados por uma fonte bifásica) que fornecem os mesmos valores de tensão e corrente na saída. Esse fato implica em um dimensionamento maior para o transformador principal (7.75% maior que um dos dois transformadores monofásicos iguais que eventualmente forneceriam mesma saída que conexão a Scott). O transformador principal ou de equilíbrio, por sua vez, não detêm dimensões diferentes (FRANKLIN; FRANKLIN, 2016).

Por outro lado, a conexão Le Blanc opera com mais enrolamentos no secundário do que o transformador Scott (número de espiras aproximadamente 24% superior) devido aos seus cinco enrolamentos assimétricos (BADIN, 2009).

Dessa maneira, em termos de custos com enrolamentos, a conexão Scott é ligeiramente mais econômica. Todavia, os gastos com materiais magnéticos configuram um montante muito superior a diferença em relação às bobinas.

Enfim, uma outra vantagem da conexão Le Blanc reside na ideia da supressão das harmônicas de terceira ordem do lado da rede em razão da conexão em delta dos enrolamentos do primário (CHEN, 1994).

Em face das vantagens apresentadas pelo transformador Le Blanc sobre o Scott, ele é o selecionado para ser empregado na topologia proposta pelo trabalho.

RETIFICADOR BOOST MONOFÁSICO

4.1 INTRODUÇÃO

A topologia do retificador trifásico proposto no trabalho consiste em uma conexão trifásica/bifásica que alimenta dois estágios monofásicos de retificadores boost, conforme Figura 1.1. O controle da estrutura para obtenção do fator de potência unitário, por sua vez, é realizado independentemente em cada um desses estágios. Portanto, é necessário realizar uma análise do controle de um retificador boost monofásico para se obter o alicerce para o entendimento do retificador trifásico proposto no Capítulo 5.

As etapas de um projeto de retificador boost monofásico, apresentado novamente na Figura 4.1, são explanadas nas seções em seguida. Inicialmente, as equações para o dimensionamento dos componentes do conversor boost em modo de condução contínua são estudadas. Posteriormente, a modelagem do conversor pelo modelo médio e a técnica de controle com malhas independentes de corrente e tensão são apresentados. Finalmente, são exibidas as simulações do circuito da Figura 4.1 com controle apenas da malha de corrente e com ambas as malhas de tensão e corrente.

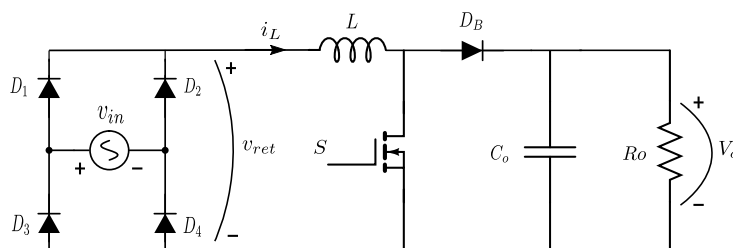


Figura 4.1: Circuito retificador monofásico com estágio boost.

4.2 RETIFICADOR BOOST DE ONDA COMPLETA

O retificador boost de onda completa, exibido na Figura 4.1, consiste de um conversor boost entre uma ponte de diodos (retificador de onda completa) alimentada por uma fonte senoidal e a própria carga.

Em virtude de o objetivo do controle ser a obtenção de um fator de potência unitário do lado da fonte, a corrente no indutor i_L deve ter um formato de senóide retificada. Ela deve estar em fase com a tensão de saída da ponte retificadora v_{ret} para a consumação de tal fim, conforme Figura 4.2. Dessa forma, permite-se uma tensão senoidal em fase com a corrente na entrada do sistema e o consequente fator de potência elevado.

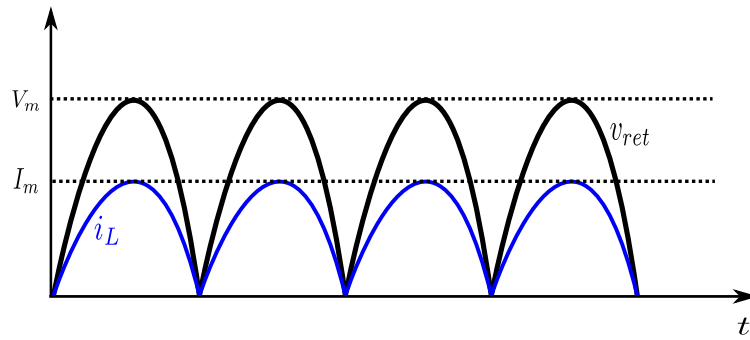


Figura 4.2: Tensão de saída da ponte retificadora e corrente do indutor desejada.

4.2.1 Etapas de operação

As etapas de operação do retificador boost monofásico são semelhantes às do conversor boost CC-CC convencional. A diferença reside no fato de a tensão de alimentação do caso em questão possuir formato de senóide retificada. O circuito é exibido na Figura 4.3 para efeitos de comparação.

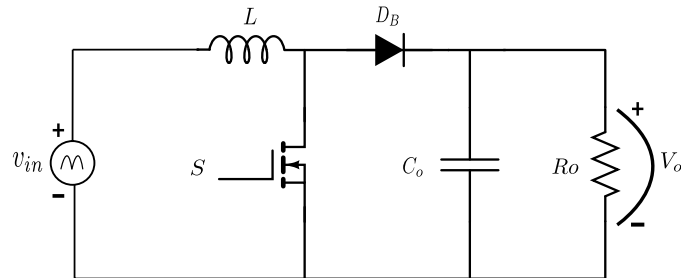


Figura 4.3: Retificador boost monofásico simplificado.

Duas etapas de operação dão origem a dois estados topológicos diferentes, expos-

tos na Figura 4.4. Observa-se que somente o semiciclo positivo da fonte de tensão foi considerado. O semiciclo negativo possui os mesmos dois estados topológicos com a única diferença de os diodos D_2 e D_3 estarem em condução em vez de D_1 e D_4 do semiciclo positivo.

A descrição das duas etapas de operação existentes no período de comutação é realizada a seguir (BARBI, 2015):

Etapa de magnetização (estado topológico ON): o interruptor S conduz, enquanto o diodo D_B está inversamente polarizado, portanto, em corte. Outras características são:

- O indutor L armazena energia fornecida pela fonte de alimentação ;
- A corrente no indutor L cresce com uma taxa de variação $\frac{di_L}{dt} = \frac{v_{in}}{L}$;
- O diodo bloqueado promove a criação de duas malhas: uma de entrada e outra de saída. Uma delas, conforme descrito, trata-se do indutor carregado pela fonte. A malha de saída consiste no capacitor C_o fornecendo energia para a carga R_o ;
- A corrente que atravessa o interruptor é igual a do indutor L e, portanto, igual a corrente na malha de entrada ;
- O fim dessa etapa ocorre quando o interruptor S deixa de conduzir.

Etapa de desmagnetização (estado topológico OFF): o interruptor S é comandado a bloquear, enquanto o diodo D_B é diretamente polarizado e conduz. Algumas outras características dessa etapa são:

- A energia que foi armazenada no indutor L na etapa de magnetização é fornecida ao capacitor C_o e à carga R_o ;
- A corrente no indutor L decresce com uma taxa de variação $\frac{di_L}{dt} = \frac{V_o - v_{in}}{L}$;
- Em razão da ausência de corrente no interruptor, a corrente que atravessa o diodo é igual a do indutor L ;
- A tensão sobre o interruptor S é a mesma tensão de saída V_o sobre a carga;
- O fim dessa etapa ocorre quando o interruptor S entra em condução.

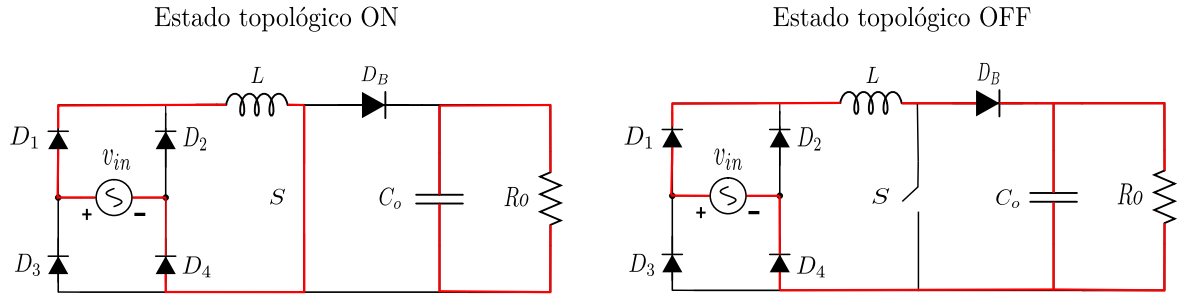


Figura 4.4: Estados topológicos do retificador boost monofásico.

4.2.2 Relação estática

O ganho estático de tensão para um conversor boost que opera no modo de condução contínua é:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D}, \quad (4.1)$$

onde D é a razão cíclica de operação do conversor, V_{in} é a tensão de entrada no conversor CC-CC (vide Figura 4.3) e V_o é a tensão de saída do conversor.

Reescrevendo-se (4.1), é possível obter uma equação onde a razão cíclica D é função das tensões V_o e V_{in} :

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_o}. \quad (4.2)$$

Na intenção de se obter uma tensão de saída V_o constante, característica típica de um retificador boost, a razão cíclica deve variar. Essa exigência é explicada analisando-se (4.2). A tensão de entrada dessa estrutura é uma senóide retificada de 120Hz, uma vez que uma ponte de diodos está em cascata com a fonte. Portanto, v_{in} possui valor diferente para cada instante e consequentemente d também.

A razão cíclica, exibida em (4.2), pode ser escrita abaixo em função do instante angular θ . A tensão de entrada no conversor boost $v_{in} = V_m |\sin(\theta)|$ é utilizada para se obter essa nova equação:

$$d(\theta) = 1 - \frac{V_m |\sin(\theta)|}{V_o}, \quad (4.3)$$

onde $0^\circ < \theta < 180^\circ$.

Um parâmetro constante “ A ” também pode ser definido para cada operação. Trata-se da razão entre o valor de pico da tensão de entrada e a tensão de saída (suposta

constante). Pode-se sintetizar (4.3) em função de “ A ”. Outra simplificação está no módulo da função senoidal. Nota-se que $0^\circ < \theta < 180^\circ$, logo $|\sin(\theta)| = \sin(\theta)$. A razão cíclica assume:

$$d(\theta) = 1 - A \cdot \sin(\theta). \quad (4.4)$$

A Figura 4.5 apresenta um gráfico da razão cíclica em função de θ com curvas para diferentes valores do parâmetro $A = \frac{V_m}{V_o}$. Observa-se que o período da razão cíclica (ou da tensão retificada de entrada do conversor) é a metade do valor do período da tensão da rede elétrica. Ademais, nota-se que o valor de A é único para um arranjo de especificações de operação de tensões de entrada e saída do retificador. De acordo com a Figura 4.5, valores elevados de A resultam em variações maiores da razão cíclica d . Este fato não é interessante, pois o modelo médio utilizado na etapa de modelagem é mais fidedigno atuando em torno do ponto de operação.

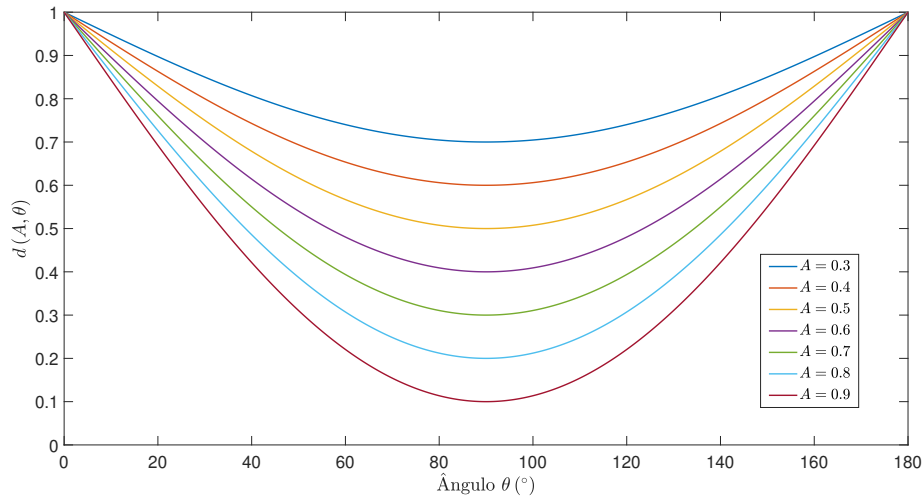


Figura 4.5: Razão cíclica em função de θ e A .

4.2.3 Indutor do conversor boost

O objetivo do controle do retificador monofásico é a obtenção de fator de potência unitário visto pela entrada do sistema (fonte de alimentação). Na intenção de atingir essa meta, a corrente do indutor boost deve estar em fase com a tensão retificada na saída da ponte de diodos ou entrada do conversor.

Utiliza-se a modulação por largura de pulsos (PWM) para gerar a razão cíclica desejada que aciona o interruptor com o fim de alcançar o fator de potência desejado. Desse modo, a corrente no indutor é composta da componente de baixa frequência (120

Hz) resultado da retificação, além de componentes de alta frequência e pequena amplitude oriundas da comutação dos interruptores.

A máxima variação permitida para a componente de alta frequência da corrente é o fator considerado para o cálculo do valor da indutância (BARBI, 2015).

A tensão de entrada da rede, v_{in} , é a mesma representada na Figura 4.1:

$$v_{in} = V_m \cdot \sin(\theta), \quad (4.5)$$

onde $0^\circ < \theta < 180^\circ$ e V_m é o valor máximo atingido pela tensão de rede.

Valendo-se então da clássica relação entre a tensão e corrente no indutor para o estado topológico ON, em que o interruptor conduz, obtém-se:

$$v_{in} = v_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} = L \cdot \frac{\Delta i_L}{\Delta t_{ON}}. \quad (4.6)$$

A razão cíclica é dada por $d = \frac{\Delta t_{ON}}{T_S}$, onde Δt_{ON} é o tempo em que o interruptor está em condução dentro de um ciclo de comutação T_S . Portanto,

$$\Delta t_{ON} = dT_S. \quad (4.7)$$

Recorrendo-se às equações (4.5) e (4.7) e as substituindo em (4.6), desenvolve-se:

$$\begin{aligned} V_m \cdot \sin(\theta) &= L \cdot \frac{\Delta i_L}{dT_S}, \\ \sin(\theta) \cdot d &= \frac{L \Delta i_L}{V_m T_S}. \end{aligned} \quad (4.8)$$

A substituição de (4.4) em (4.8) resulta:

$$\frac{L \Delta i_L}{V_m T_S} = \sin(\theta) - A \cdot \sin^2(\theta). \quad (4.9)$$

Analisando-se (4.9), é possível reescrever essa equação em função de uma ondulação de corrente normalizada pelo termo $\frac{V_m T_S}{L}$:

$$\overline{\Delta i_L} = \sin(\theta) - A \cdot \sin^2(\theta). \quad (4.10)$$

Portanto, para cada valor do parâmetro A , definido na seção anterior, gera-se uma curva diferente da ondulação (pico-a-pico) de corrente do indutor normalizada em função do instante angular θ . A Figura 4.6 demonstra um gráfico com diferentes curvas dessa ondulação para valores distintos de A .

Nota-se pela definição anterior, ou igualando (4.9) e (4.10), que o valor da corrente

ondulação de corrente normalizada é:

$$\overline{\Delta i_L} = \frac{L \Delta i_L}{V_m T_S}. \quad (4.11)$$

Desta forma, reescrevendo-se (4.11), é mais clara a determinação do valor de indutância do conversor boost em (4.12). Este limite mínimo projetado deve considerar a máxima ondulação da corrente no indutor da expressão (4.10).

$$L = \frac{V_m T_S \overline{\Delta i_{Lmax}}}{\Delta i_L} = \frac{V_m \overline{\Delta i_{Lmax}}}{\Delta i_L f_S} \quad (4.12)$$

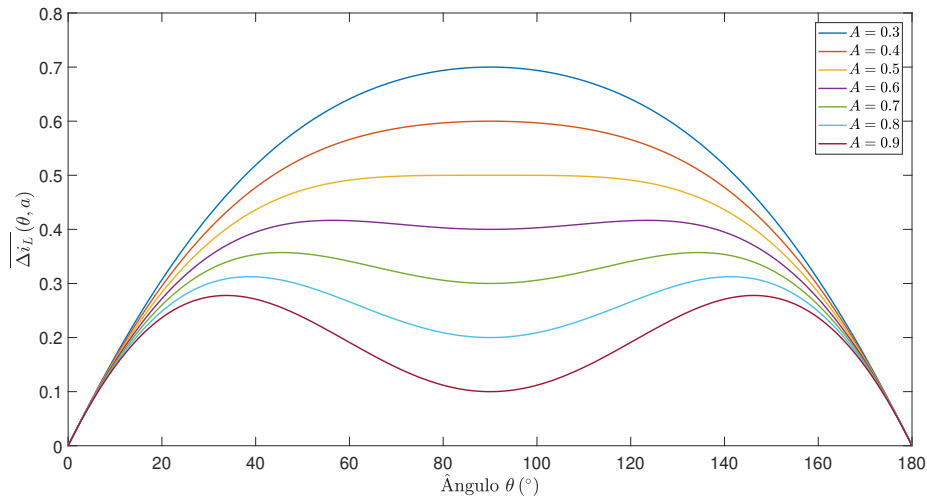


Figura 4.6: Ondulação parametrizada da componente de alta frequência da corrente do indutor boost em função de θ e A .

Observa-se da Figura 4.6 que maiores valores de A resultam menores valores de pico da ondulação relativa da corrente do indutor $\overline{\Delta i_{Lmax}}$. Dessa forma, de acordo com (4.12), indutores menores precisam ser dimensionados, uma situação desejável de projeto.

4.2.4 Capacitor de saída do conversor boost

A seleção apropriada do capacitor do retificador boost monofásico está diretamente associada ao nível de ondulação na tensão de saída sobre a carga do sistema. A Figura 4.1 pode ser redesenhada na Figura 4.7 considerando que os elementos semicondutores (interruptor e ponte de diodos) não consomem potência em uma situação ideal. Dessa forma, a dedução da capacitância mínima fica mais compreensível.

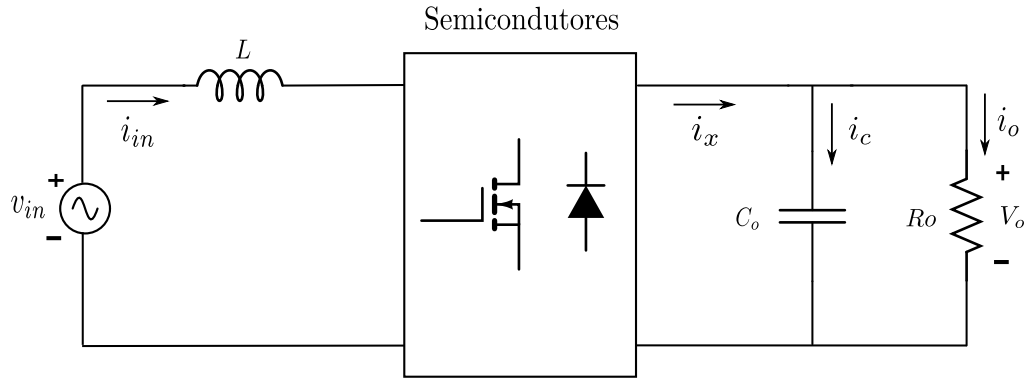


Figura 4.7: Circuito do retificador boost monofásico para análise do capacitor de saída.

Em razão da consideração de os diodos e o transistor (operando como chave) serem ideais, a potência fornecida pela fonte é igual a presente após o bloco de semicondutores em um período de comutação da Figura 4.7 (LANGE, 2012):

$$v_{in}i_{in} = V_o i_x. \quad (4.13)$$

Assume-se que a tensão de saída, V_o , possui uma baixa ondulação. Logo, ela pode ser aproximada para um termo constante sem prejuízo para a dedução corrente. Adicionalmente, é de interesse que a tensão e corrente de entrada estejam em fase para obter elevado fator de potência. Então, elas devem ter a seguinte forma:

$$v_{in} = V_m \sin(\omega t), \quad (4.14)$$

$$i_{in} = I_m \sin(\omega t), \quad (4.15)$$

onde ω é a frequência angular da rede.

Reescrevendo-se (4.13) em função da corrente i_x que alimenta o capacitor e a carga:

$$i_x = \frac{v_{in}i_{in}}{V_o}. \quad (4.16)$$

Substituindo (4.14) e (4.15) em (4.16), obtém-se:

$$i_x = \frac{V_m I_m \sin^2(\omega t)}{V_o}. \quad (4.17)$$

A identidade trigonométrica $\sin^2(\theta) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos(2\theta)$ pode ser utilizada em (4.17) para se alcançar:

$$i_x = \frac{V_m I_m}{V_o} \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos(2\omega t) \right]. \quad (4.18)$$

Constata-se por (4.18) que a corrente i_x é composta por uma componente contínua e uma componente alternada com uma frequência de valor igual ao dobro da frequência da rede (2ω). O capacitor, por sua vez, por se comportar como um circuito aberto para sinais CC, não processa a porção constante dessa corrente. Por conseguinte, a corrente que atravessa o capacitor, i_c , é dada pela porção alternada de i_x :

$$i_c = \frac{V_m I_m}{2V_o} \cos(2\omega t). \quad (4.19)$$

A potência entregue à carga é considerada igual a potência fornecida pela fonte de alimentação em caso de fator de potência unitário. Devido a assunção de que os elementos semicondutores são ideais e, portanto, não dissipam potência, essa ponderação pode ser feita. Sabendo-se que a potência ativa provida pela fonte, P_{in} , pode ser retratada em função dos picos de tensão e corrente de entrada V_m e I_m (SADIKU; ALEXANDER, 2013), chega-se a:

$$P_{in} = P_o = \frac{V_m I_m}{2}. \quad (4.20)$$

Substituindo-se então (4.20) em (4.19), obtém-se:

$$i_c = \frac{P_o}{V_o} \cos(2\omega t). \quad (4.21)$$

O valor da amplitude de tensão de saída então pode ser calculado pelo produto do pico da corrente do capacitor, $\frac{P_o}{V_o}$, pelo módulo da reatância capacitiva, na frequência 2ω (LANGE, 2012), igual a $\frac{1}{2\omega C_o}$. Essa relação é exposta abaixo (sabe-se também que a frequência angular da rede ω é igual a $2\pi f_r$):

$$\Delta V_o = \frac{P_o}{V_o} \frac{1}{2\omega C_o} = \frac{P_o}{4\pi f_r C_o V_o}. \quad (4.22)$$

O valor da capacitância do retificador boost é, por fim, determinada em função da amplitude da tensão de saída:

$$C_o = \frac{P_o}{4\pi f_r \Delta V_o V_o}. \quad (4.23)$$

Reescrevendo (4.23) em função da amplitude pico a pico da ondulação da tensão de saída e sabendo-se que $\Delta V_{opp} = 2\Delta V_o$, obtém-se:

$$C_o = \frac{P_o}{2\pi f_r \Delta V_{opp} V_o}. \quad (4.24)$$

4.3 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

O retificador boost monofásico operando em MCC deve garantir uma tensão de saída praticamente constante e a corrente do indutor sincronizada com a tensão retificada na saída da ponte de diodos. Esses critérios atendem, respectivamente, a própria função do retificador da obtenção de uma saída estabilizada e um fator de potência unitário visto pela fonte.

Duas malhas de controle, uma de corrente e outra de tensão, são utilizadas para que o estágio boost do retificador opere como filtro ativo e atinja os objetivos supracitados. O controle é realizado sobre a chave ativa através da razão cíclica sobre ela aplicada. O sistema como um todo é indicado na Figura 4.8.

A malha de corrente é a responsável por reproduzir no indutor uma corrente com a forma de uma senóide retificada de 120 Hz e em fase com a tensão de saída da ponte retificadora. Logo, a malha de corrente é a encarregada de realizar a correção do fator de potência. Implementando-se somente ela, é possível obter também uma saída constante em caso de uma carga fixa.

A malha de tensão é incumbida de manter a tensão de saída do retificador constante, regulando-a quando ocorre perturbação de carga ou fonte. Apesar da malha de corrente por si só gerar na saída uma tensão aproximadamente constante, ela não é capaz de manter a tensão de saída na presença de perturbações.

Um fator fundamental deve ser levado em consideração no projeto do sistema de controle em questão. A malha de corrente deve ser rápida o suficiente, em relação a de tensão, para que não ocorram distorções na corrente de entrada (indutor). É necessário um desacoplamento dinâmico entre as malhas para que uma não interfira na ação da outra. Por conseguinte, a malha de tensão deve ter uma dinâmica mais lenta (BARBI, 2015).

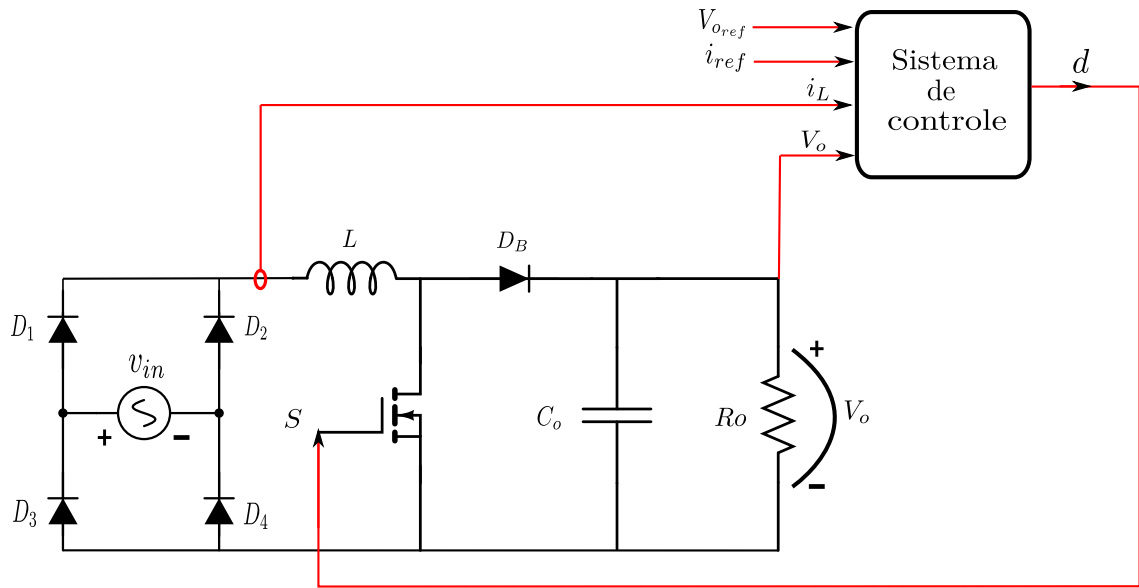


Figura 4.8: Esquema completo de controle do retificador boost monofásico. Adaptado de (BARBI, 2015).

O diagrama de blocos do esquema de controle completo contendo as duas malhas (de corrente e tensão) é exibido na Figura 4.9. Os blocos dos sensores de corrente e tensão são referentes à medição, respectivamente, da corrente do indutor e da tensão de saída da estrutura do retificador.

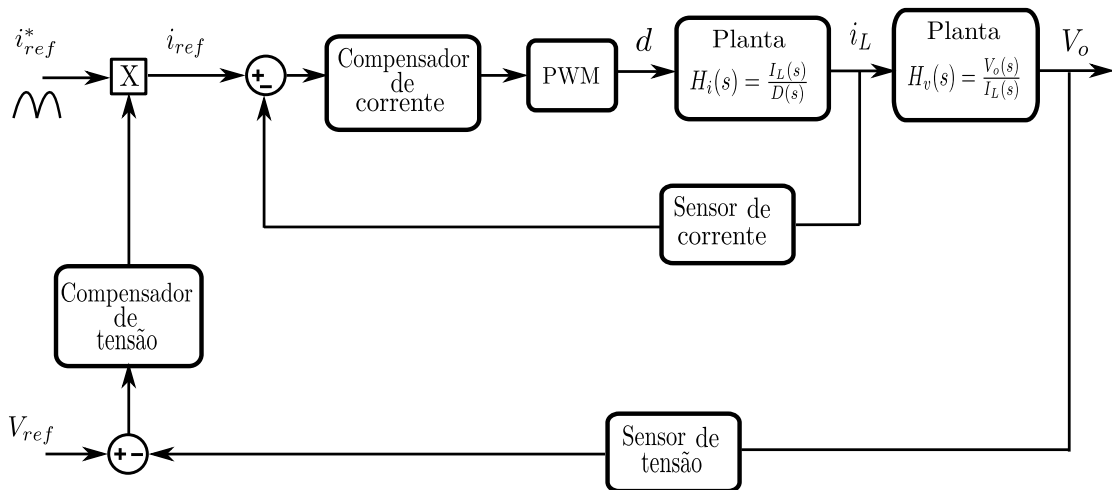


Figura 4.9: Diagrama de blocos do sistema completo de controle do retificador boost monofásico.

4.3.1 Malha de controle da corrente do indutor

Após o dimensionamento dos parâmetros do conversor boost (indutor de entrada e capacitor de saída), pode-se projetar uma estrutura de controle que proporciona uma corrente de entrada, vista pela fonte, com formato senoidal e baixo conteúdo harmônico. Esta corrente deve estar em fase com a tensão da rede para que o fator de potência possua valor elevado.

O objetivo da malha de corrente é impor uma corrente senoidal retificada (dispondo mesma fase da tensão de saída da ponte de diodos) através do indutor do conversor boost.

A Figura 4.10 demonstra um diagrama com a estrutura de controle de corrente do retificador. Um sinal senoidal retificado desejado é utilizado como referência e este é comparado à corrente do indutor. O sinal de erro resultante da subtração, e_i , é aplicado no controlador de corrente, gerando um sinal de controle v_c . Este, por sua vez, é comparado, em uma modulação por largura de pulso, a um sinal dente de serra v_{srr} com amplitude V_S e frequência f_S (período de comutação do sistema).

Resulta-se dessa comparação do sinal de controle v_c com a portadora uma razão cíclica d que aciona o interruptor por meio de um sinal PWM. Esse sinal da razão cíclica é então aplicado na planta de corrente do sistema, que o processa e produz a corrente do indutor i_L . Completa-se, desta forma, a malha de controle de corrente.

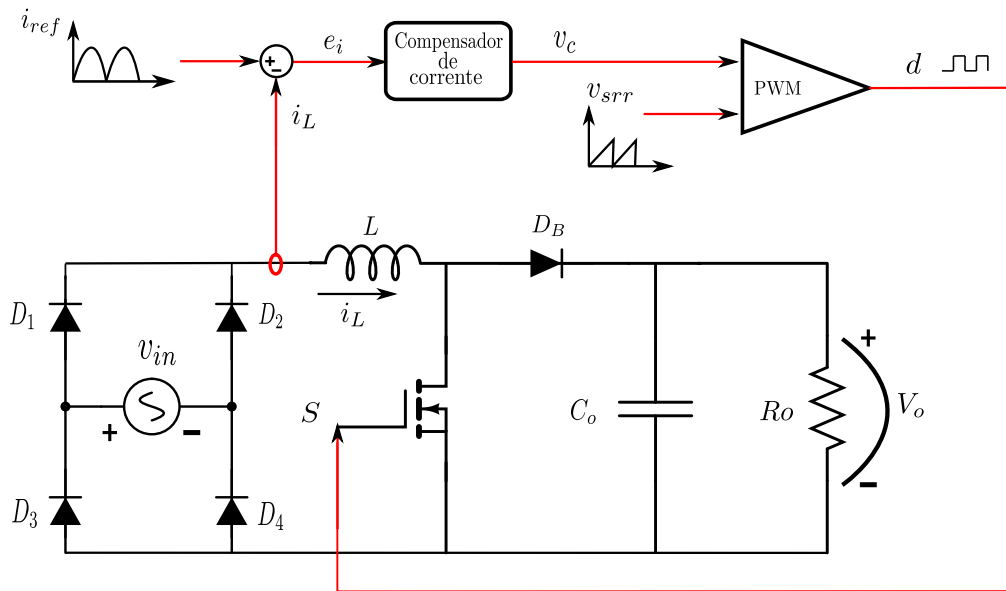


Figura 4.10: Esquema do retificador boost monofásico com malha de controle de corrente. Adaptado de (BARBI, 2015).

O diagrama de blocos da malha de controle de corrente é exposto na Figura 4.11. É necessário modelar a planta do sistema, $H_i(s)$, que relaciona a corrente no indutor (saída) com a razão cíclica (entrada). Ademais, é definido o bloco PWM, $G_{PWM}(s)$, para projeto do controlador $C_i(s)$.

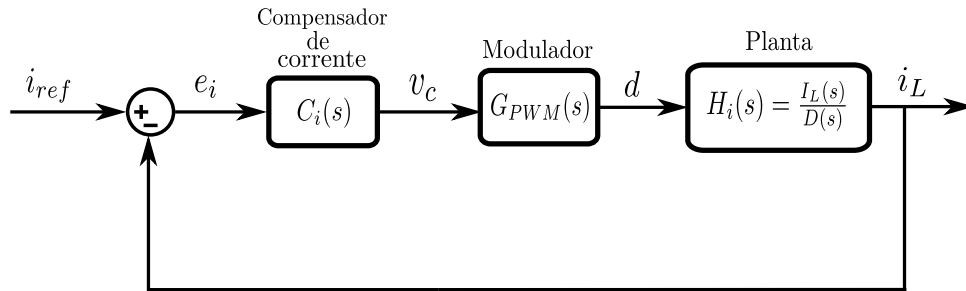


Figura 4.11: Diagrama de blocos da malha de controle de corrente do retificador boost.

4.3.1.1 Modelagem da planta de corrente

Antes da realização do projeto do controlador da malha de corrente, é necessário que se determine o ganho de malha aberta (referente ao bloco do PWM), além do modelo dinâmico da planta do conversor boost. Tal modelo deve relacionar a corrente no indutor com a razão cíclica aplicada no interruptor.

Diversos são os métodos de modelagem aplicados na literatura para se obter o modelo dinâmico da planta de corrente do retificador. Dois dos mais famosos são o método MISSCO (*minimum separable switching configuration*) e o do interruptor PWM (*PWM switch*). Ambos são referentes a pequenos sinais e baixas frequências.

A ideia central por trás desses dois métodos é a representação do comportamento não-linear das chaves semicondutoras através de modelos equivalentes lineares. Dessa forma, como os interruptores concentram todas as não-linearidades da topologia do conversor, a linearização de seu comportamento gera um conversor linear como um todo (ROGGIA, 2009).

Y. Lee demonstra em seu trabalho a topologia que ele nomeou como MISSCO (LEE, 1993), enquanto Volpérian apresentou outro estudo com a técnica da chave PWM (VORPÉRIAN, 1990). Esses dois métodos de modelagem consideram um zero e dois pólos na função de transferência $H_i(s) = \frac{I_L(s)}{D(s)}$. O zero é referente ao capacitor de saída e a carga. Os pólos, por sua vez, representam o estágio de potência RLC (JUNIOR, 1994).

Na prática, ambos os modelos são muito próximos. A variação entre eles é pequena ao ponto de se poder considerá-los idênticos (JUNIOR, 1994). Apesar de uma precisão acurada na determinação do comportamento da planta, os modelos citados produzem equações complexas. Logo, um terceiro modelo que relaciona a corrente no indutor com a razão cíclica é analisado: o modelo médio ou simplificado.

O modelo médio apresenta o comportamento similar aos métodos MISSCO e da chave PWM para valores mais elevados de frequência. Sabe-se que a partir de algumas centenas de Hertz, os comportamentos dos três modelos são praticamente idênticos (ROGGIA, 2009). Desta forma, como os conversores de potência operam com altas frequências de comutação (por volta de dezenas a centenas de kilohertz), o modelo médio torna-se uma interessante alternativa.

Denomina-se também de modelo simplificado o modelo médio devido a duas ponderações: o capacitor é considerado de valor muito elevado (como uma fonte de tensão) e a resistência ôhmica do indutor é desprezada. Essas simplificações permitem gerar um modelo que possui somente um pólo na origem e que possui a função de transferência deduzida na sequência.

Primeiramente, os valores médios das grandezas de interesse são considerados dentro de um período de comutação. A malha que contém a tensão retificada da fonte, o indutor e o interruptor é analisada (vide Figura 4.10).

A tensão de entrada do conversor boost tem o valor médio $v_{in_{avg}}$, conforme realçado na Figura 4.12. O interruptor, em conformidade com a teoria explanada sobre os estados topológicos do retificador, é submetido a dois níveis de tensão em um período de comutação. Ele se comporta como um curto quando é acionado (v_{sw} nula) e é exposto a tensão de saída quando não conduz ($v_{sw} = V_o$). O valor médio de tensão sobre esse interruptor é então dado por $(1 - D)V_o$, consoante com a Figura 4.13.

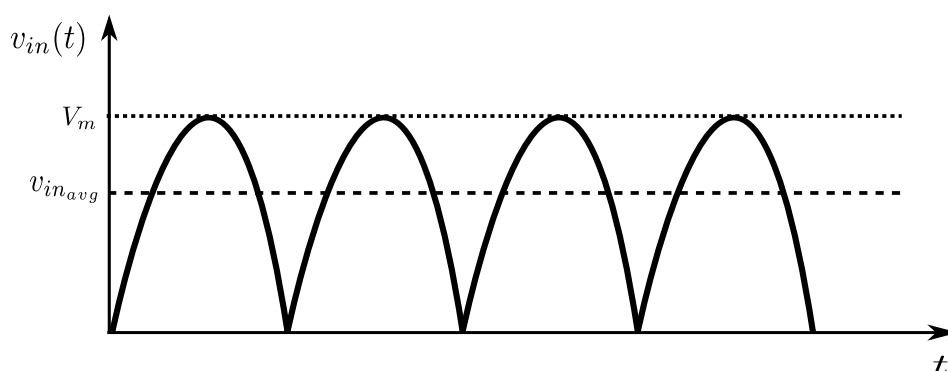


Figura 4.12: Tensão de alimentação retificada e seu valor médio.

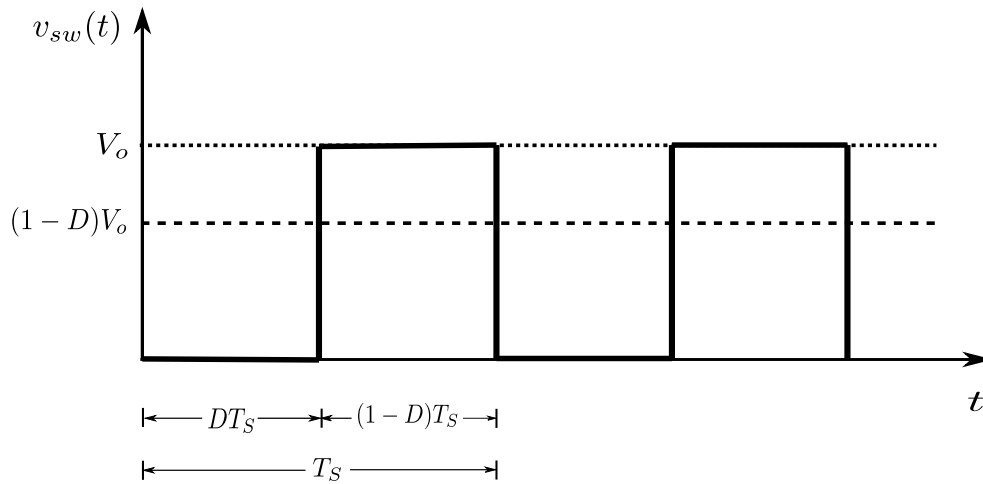


Figura 4.13: Tensão sobre o interruptor e seu valor médio.

A Figura 4.14 demonstra o circuito equivalente da malha contendo a tensão de entrada retificada, o indutor e o interruptor (retratado pelo seu valor médio como uma fonte de tensão). A tensão de saída V_o , da qual a tensão no interruptor depende, também é considerada constante em um período de comutação.

A lei das malhas de Kirchhoff permite analisar a malha representada na Figura 4.14. O resultado da aplicação dessa lei resulta:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{1}{L} \{v_{in_{avg}} - [1 - d(t)]V_o\}. \quad (4.25)$$

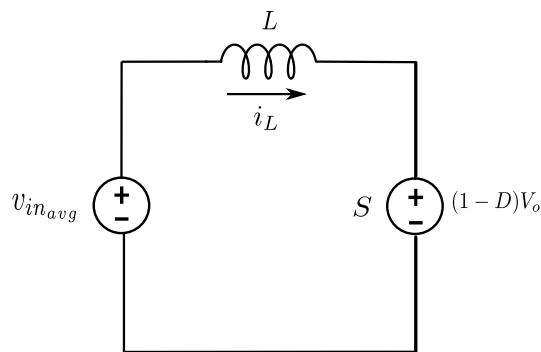


Figura 4.14: Circuito equivalente da malha interna do retificador contendo o indutor e o interruptor S . Adaptado de (BARBI, 2015).

A equação (4.25) pode ser reescrita em (4.26) aplicando-se uma perturbação na razão cíclica que, por sua vez, altera a corrente que atravessa o indutor (BARBI, 2015):

$$\frac{d[I_L + \Delta i_L(t)]}{dt} = \frac{1}{L} \{v_{in_{avg}} - [1 - (D + \Delta d(t))]V_o\}. \quad (4.26)$$

Substituindo-se (4.25) em (4.26), resulta-se desse processo de linearização:

$$\frac{d\Delta i_L(t)}{dt} = \frac{V_o}{L} \Delta d(t). \quad (4.27)$$

Por fim, aplica-se a transformada de Laplace em (4.27), obtendo o modelo médio linearizado da planta de corrente:

$$H_i(s) = \frac{\Delta I_L(s)}{\Delta D(s)} = \frac{V_o}{sL}. \quad (4.28)$$

O modelo simplificado analítico determinado em (4.28) e empregado na seção do projeto é comparado à resposta da planta em simulação. A validação do modelo é realizada na seção 4.5.1.

4.3.1.2 Ganho do modulador PWM

Recapitulando a malha de controle de corrente da Figura 4.11, nota-se que o ganho do modulador e a função de transferência da planta de corrente precisam ser estabelecidos antes do projeto do compensador de corrente.

Verifica-se da Figura 4.10 que a tensão de saída do controlador de corrente é o sinal de controle v_c e não a razão cíclica injetada na planta. Após então esse sinal ser processado pelo modulador, ele é convertido em um sinal PWM de razão cíclica d . A função de transferência do estágio modulador é dada pelo ganho G_{PWM} , reproduzido abaixo:

$$D(s) = G_{PWM} \cdot V_c(s). \quad (4.29)$$

A operação do modulador PWM é ilustrada na Figura 4.15. Nota-se que a tensão de controle (sinal modulante) foi considerada constante para facilitar a compreensão da geração dos pulsos PWM. Contudo, esse sinal de controle v_c pode assumir outra forma de onda qualquer a ser comparada com o sinal modulador (portadora).

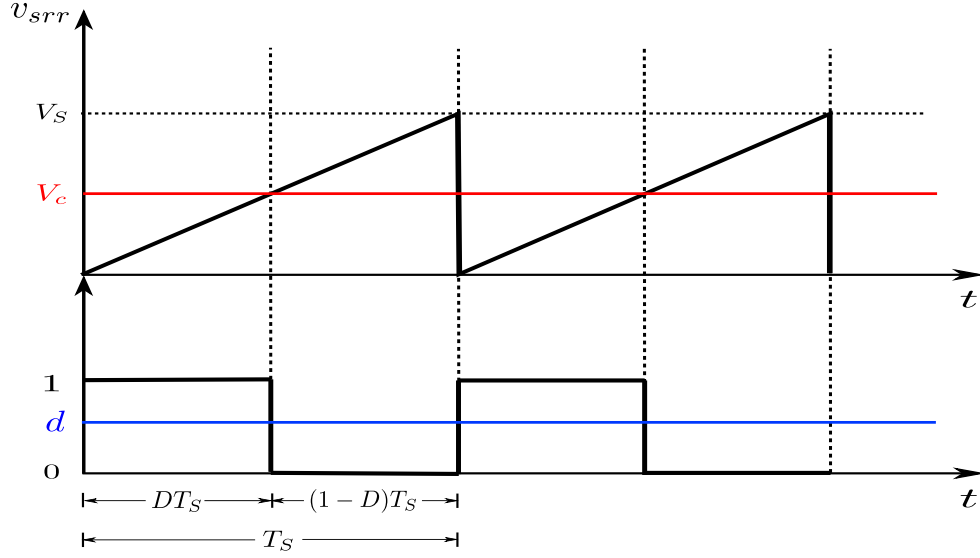


Figura 4.15: Esquema de geração de pulsos PWM.

Além de definir o ganho PWM do bloco do modulador, o sinal da portadora é o que define a frequência de comutação $f_s = \frac{1}{T_S}$ do sistema. Ele se comporta como uma função linear de primeiro grau no tempo em um período de comutação. Sua expressão pode ser escrita como:

$$v_{srr}(t) = \frac{V_S}{T_S}t. \quad (4.30)$$

No instante $t = DT_S$, a tensão de controle v_c se iguala a do sinal de dente de serra $v_{srr}(t)$ e constata-se que (4.30) assume a forma:

$$v_{srr}(t) = \frac{V_S}{T_S}DT_S = DV_S = v_c. \quad (4.31)$$

A igualdade (4.31) é reescrita originando-se:

$$D = \frac{1}{V_S}v_c. \quad (4.32)$$

O termo $\frac{1}{V_S}$ presente em (4.32) é uma constante. Logo, ao aplicar a transformada de Laplace nessa mesma expressão e compará-la a (4.29), determina-se o valor do ganho PWM:

$$G_{PWM} = \frac{1}{V_S}. \quad (4.33)$$

O ganho G_{PWM} depende então da amplitude do sinal da portadora.

4.3.1.3 Compensador de corrente

Definidos o ganho PWM e a função de transferência da planta de corrente do sistema, o controlador de corrente pode ser projetado. Reafirma-se o propósito da obtenção de um fator de potência unitário visto pela fonte de alimentação.

É necessário que o ajuste dos parâmetros do compensador de corrente proporcione o desacoplamento dinâmico das malhas de tensão e corrente. Caso contrário, um controlador atuará na malha do outro, acarretando resultados indesejados.

O compensador a ser utilizado é amplamente abordado na literatura para o controle de retificadores monofásicos. Trata-se do clássico PI. Ele se comporta como um controlador em atraso de fase com o pólo na origem. Sua função de transferência é:

$$C_i(s) = K_P + \frac{K_I}{s} = K_c \cdot \frac{(s + z_c)}{s}. \quad (4.34)$$

Os compensadores de atraso de fase em geral, assim como o PI, operam como um filtro passa-baixas. Dessa forma, eles propiciam ganhos altos em baixas frequências (melhorando o desempenho em regime permanente). Concomitantemente, suprimem-se as componentes de alta frequência ao se reduzir o ganho nessa região. A margem de fase é aumentada como consequência dessa ação sobre as componentes de alta frequência (OGATA, 2011).

Geralmente, seleciona-se um ganho K_c desse compensador que provoca um deslocamento da frequência de cruzamento da curva de amplitude do Bode para um valor inferior ($K_c < 1$). Logo, a banda passante do sistema é reduzida, consequentemente a velocidade de sua resposta transitória também.

A alocação do zero do compensador, z_c , em uma frequência mais alta melhora a resposta transitória do sistema. Por conseguinte, a distorção na corrente do indutor será menor com uma malha rápida de corrente. Em contrapartida, esse ajuste acarreta na redução da margem de fase do sistema, o tornando menos estável. Trata-se, então, de uma relação de compromisso o posicionamento do zero (ROGGIA, 2009).

Dois são os possíveis esboços do gráfico de magnitude da função de transferência de malha aberta do laço de corrente de acordo com a alocação do zero do compensador, z_c , em relação à frequência de corte do sistema, ω_c .

Se o zero do controlador estiver posicionado depois da frequência de corte, o cruzamento do gráfico de magnitude da FTMA da malha de corrente com zero ocorre com inclinação de -40 dB/déc. Esse fato decorre de dois pólos na origem (um devido à planta e outro ao controlador PI). Consequentemente, a margem de fase é reduzida.

Por outro lado, caso o zero do compensador esteja ajustado para um valor inferior à frequência de cruzamento do sistema em malha aberta, a margem de fase será tanto

maior quanto menor for o zero. De modo contrário, o sistema fica mais lento à medida que o zero assume valor menor. Para se obter uma margem de fase superior a 45° , ajusta-se o valor de z_c para ser igual ou menor que ω_c (ROGGIA, 2009). À medida que o zero é posicionado mais próximo da frequência de corte, mais rápida é a resposta transitória do sistema.

Portanto, uma prática comum é o de ajustar o zero do controlador para o mesmo valor da frequência de corte da FTMA do laço de corrente. Dessa forma, a velocidade da resposta sofre menor redução com uma margem de fase elevada (típica atuação do PI).

Em relação à seleção da frequência de corte, é recomendável que seu valor seja inferior a um quarto da frequência de comutação ω_s (BARBI, 2007). Essa exigência visa suprimir as altas frequências provenientes da comutação da chave ativa.

O valor selecionado para o ganho do compensador, K_c , intenta assegurar a frequência de cruzamento escolhida para o projeto. Dessa maneira, sabendo-se que na frequência de corte o ganho do laço de corrente ($FTMA_i$) é de 0 dB (módulo igual a 1), obtém-se:

$$|FTMA_i(j\omega_c)| = \left| K_c \frac{j\omega_c + z_c}{j\omega_c} \right| \cdot |G_{PWM}| \cdot \left| \frac{V_o}{Lj\omega_c} \right| = 1. \quad (4.35)$$

Simplificando (4.35) e a reescrevendo em função de K_c :

$$K_c = \frac{\omega_c^2 L}{G_{PWM} V_o \sqrt{\omega_c^2 + z_c^2}}. \quad (4.36)$$

Nomeando-se $K_{pl} = \frac{V_o}{L}$ o ganho da planta de corrente, (4.36) ainda pode ser escrita como (4.37). De posse de K_c e z_c (determinado conforme explicado acima), tem-se o controlador PI projetado.

$$K_c = \frac{\omega_c^2}{G_{PWM} \cdot K_{pl} \cdot \sqrt{\omega_c^2 + z_c^2}} \quad (4.37)$$

De acordo com (4.34) e definidos os valores de K_c e z_c , as constantes K_P e K_I da função de transferência do PI podem ser determinadas:

$$K_P = K_c, \quad (4.38)$$

$$K_I = K_c \cdot z_c. \quad (4.39)$$

4.3.2 Malha de controle da tensão média de saída

Ajustada a malha de corrente, o retificador pode operar em um ponto fixo, caso não ocorram perturbações de carga e fonte. Isto é, as correntes de entrada drenam fator

de potência elevado e a tensão de saída é praticamente constante. Ou seja, o conversor cumpre seu papel mesmo sem a malha de tensão transferindo para a carga níveis de tensão e corrente adequados na entrada e saída.

As variações de carga, entretanto, deslocam o ponto de operação previamente estabelecido para o sistema. A própria função de transferência da planta da malha de corrente é diretamente dependente da tensão média de saída, V_o , uma vez que ela é dada por $H_i(s) = \frac{V_o}{Ls}$. Logo, o controle realizado unicamente com a malha de corrente não é eficaz, visto que ele não foi projetado para o novo ponto de operação.

A corrente de referência injetada em um eventual sistema contendo somente a malha de corrente não seria dependente de V_o . A amplitude e forma de onda desse sinal seriam fixos e previamente estabelecidos conforme projeto. Tal razão completa a justificativa da mudança do ponto de operação com alterações na tensão de saída.

Uma solução para o referido problema é a inserção de uma malha adicional de controle no sistema. Trata-se de um laço de tensão que realiza o controle da tensão média de saída, procurando regulá-la a um valor fixo de projeto V_o .

O esquema de controle completo do retificador boost monofásico é representado na Figura 4.16. A malha de corrente é evidenciada em vermelho, enquanto a de tensão é retratada em azul. Nota-se que o laço de tensão interage com o de corrente na medida em que ele altera a amplitude do sinal de referência i_{ref}^* (possui forma de onda de uma senóide retificada e em fase com a tensão de entrada). Isto é, a grandeza elétrica a ser controlada é a corrente no indutor ao passo que controlando-se seu valor médio, a tensão de saída é consequentemente regulada.

Primeiramente, a tensão de saída média é comparada com um outro sinal de referência (constante e igual a V_o projetado). O erro resultante, e_v , é inserido no compensador de tensão, gerando em sua saída um sinal de controle de tensão v_{cv} . Este, por sua vez, é então multiplicado pela corrente de referência i_{ref}^* através de um multiplicador. O resultado i_{ref} é, por fim, introduzido na malha de corrente.

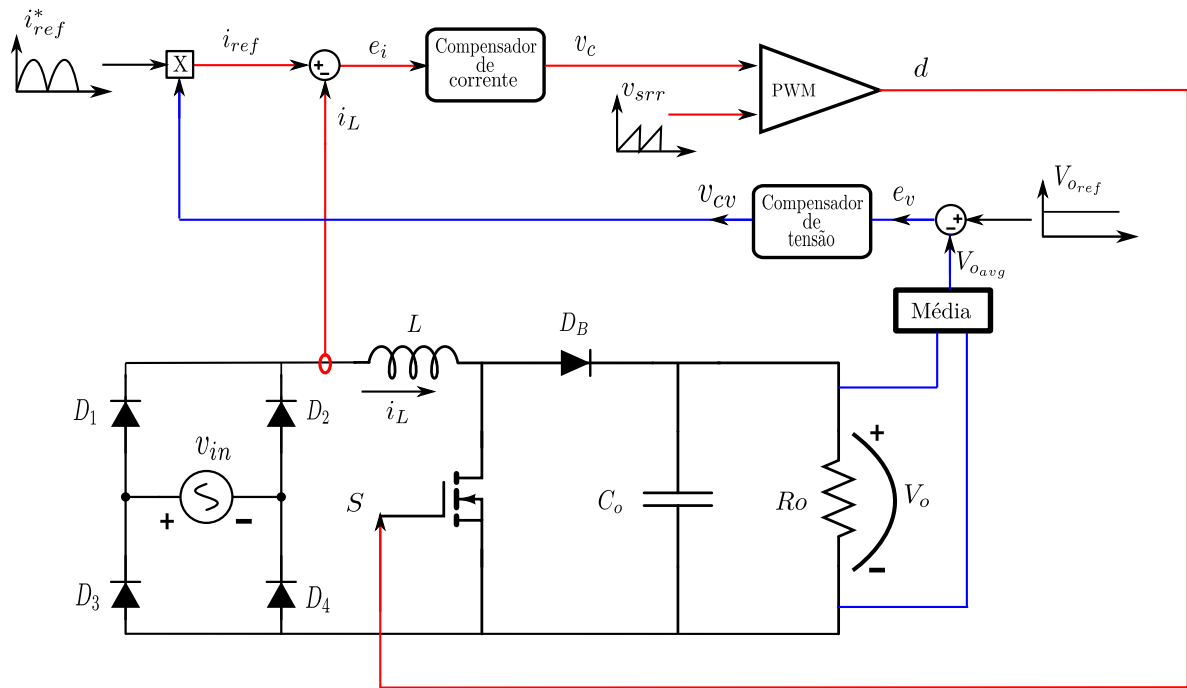


Figura 4.16: Estrutura completa de controle do retificador boost monofásico. Adaptado de (BARBI, 2015).

A análise da malha de tensão é cometida através da adoção do modelo médio para a planta de tensão e considerando as variáveis envolvidas como constantes em um período de comutação, a exemplo da tensão de saída (sinal de entrada da malha). A Figura 4.17 exhibe o diagrama de blocos do laço de tensão em malha aberta, enquanto a Figura 4.18 apresenta o diagrama em malha fechada.

O ganho K_{mult} refere-se à linearização do multiplicador de i_{ref}^* por v_{cv} (vide Figura 4.16). A malha de corrente, devido à dinâmica mais rápida, é vista pela malha de tensão como uma constante unitária (K_{CI}). Ambos serão retratados após modelagem da planta da malha de tensão da seção subsequente.

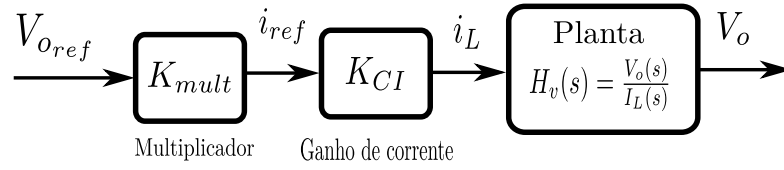


Figura 4.17: Diagrama de blocos da malha aberta de controle de tensão do retificador boost (BARBI, 2015).

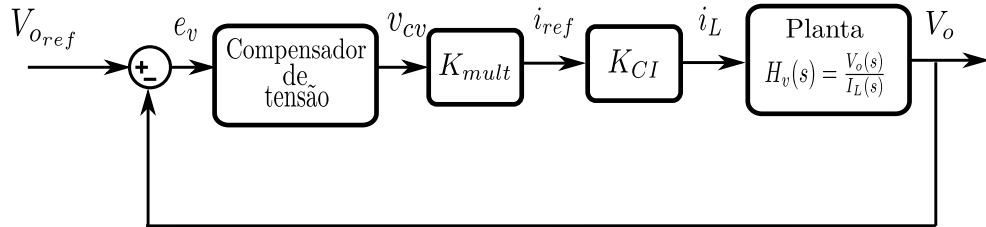


Figura 4.18: Diagrama de blocos da malha fechada de controle de tensão do retificador boost.

4.3.2.1 Modelagem da planta de tensão

A técnica empregada para se obter uma função de transferência $H_v(s)$ que relacione a tensão de saída V_o com a corrente de entrada i_L é a modelagem por valores médios (mesma técnica aplicada para se determinar o modelo da planta de corrente).

O circuito equivalente do retificador boost monofásico, disposto na Figura 4.19, auxilia na dedução dessa função de transferência. Verifica-se que todo o estágio à esquerda do diodo boost, o incluindo, é substituído por uma fonte dependente de corrente (função da corrente do indutor).

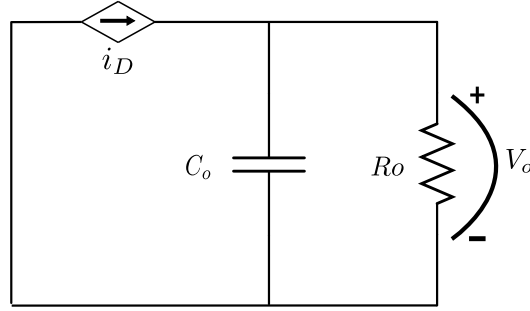


Figura 4.19: Circuito equivalente para determinação da função de transferência da planta de tensão.

Percebe-se por inspeção da Figura 4.19 que a corrente através do diodo i_D é igual a soma das correntes do capacitor i_c e da carga i_o :

$$i_D = i_c + i_o. \quad (4.40)$$

Ao mesmo tempo, sabe-se que a corrente do diodo é a mesma do indutor quando a chave ativa está em corte. Por outro lado, i_D assume valor nulo quando o interruptor conduz. Dessa maneira, é possível escrever seu valor médio:

$$i_D = (1 - D) \cdot i_L. \quad (4.41)$$

A corrente no capacitor é dada por $i_c = C_o \frac{dV_o(t)}{dt}$ (SADIKU; ALEXANDER, 2013). Substituindo essa equação e (4.41) em (4.40), concebe-se (a corrente de saída i_o também é inserida na forma de sua expressão equivalente $\frac{V_o(t)}{R_o}$):

$$(1 - D) \cdot i_L(t) = C_o \frac{dV_o(t)}{dt} + \frac{V_o(t)}{R_o}. \quad (4.42)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace em (4.42), origina-se:

$$(1 - D) \cdot I_L(s) = C_o s V_o(s) + \frac{V_o(s)}{R_o}. \quad (4.43)$$

Em posse de (4.43), essa expressão pode ser manipulada para finalmente se definir a função de transferência da malha de tensão $H_v(s)$ (JAPPE, 2009):

$$H_v(s) = \frac{V_o(s)}{I_L(s)} = \frac{(1 - D)R_o}{R_o C_o s + 1}. \quad (4.44)$$

4.3.2.2 Ganhos da malha de tensão

O sinal de controle de tensão, v_{cv} , não é diretamente inserido na planta de tensão. Ele sofre com a atuação de dois ganhos antes de alcançar $H_v(s)$. Tratam-se dos ganhos K_{mult} e K_{CI} .

Imediatamente após deixar o compensador, o sinal de controle é alterado pelo fator K_{mult} . Esse ganho reflete a linearização do multiplicador (este efetua o produto de v_{CV} e i_{ref}^* , controlando a tensão média de saída). Isto é, a tensão média de saída sofre um ganho em regime referente ao valor médio da corrente de referência i_{ref}^* . O ganho K_{mult} é:

$$K_{mult} = \frac{\langle i_{ref}^* \rangle_o}{V_{oref}}. \quad (4.45)$$

Em virtude da banda passante da malha de tensão ser muito menor que a banda de passagem da malha de corrente, é possível substituir essa malha interna por um ganho constante K_{CI} . Isto é, devido à rápida dinâmica desse laço de corrente, seu comportamento não representaria nenhuma influência na ação da malha externa (TOMASELLI, 2001).

O ganho K_{CI} trata-se então da reprodução da malha de corrente em regime. Ou seja, ele é responsável por uma conversão entre o valor médio estabilizado de i_{ref} no de i_L (BARBI, 2015). Por mérito da velocidade superior do laço de corrente, seu valor será adotado como unitário. Assim, a malha de corrente é considerada desprezível no desempenho do laço de tensão.

4.3.2.3 Compensador de tensão

O sistema expresso por (4.44), referente a planta de tensão, apresenta naturalmente uma resposta mais lenta que a planta da malha de corrente. Porém, é necessário que a componente de 120 Hz presente na saída do retificador (devido a retificação por onda completa da senóide de entrada) seja suprimida. Dessa forma, o compensador de tensão deve ser projetado para que a frequência de corte do sistema esteja abaixo dessa componente, extinguindo potenciais ondulações na envoltória senoidal da corrente de entrada (JAPPE, 2009).

A ideia da seleção do controlador é a de administrar dois quesitos: o erro estático da tensão de saída para garantir que a tensão na carga atinja com precisão o valor especificado em projeto, assim como a distorção devido a componente de 120 Hz descrita no parágrafo anterior. Ao mesmo tempo, a rapidez da dinâmica dessa malha (apesar de muito inferior ao do laço da corrente) não deve ser cerceada.

O compensador $C_V(s)$ adotado para desempenhar tal tarefa é o clássico proporcional-integral (PI). Sua função de transferência é:

$$C_V(s) = K_V \cdot \frac{(s + z_V)}{s}. \quad (4.46)$$

A malha de controle de tensão é classificada em sistemas de controle como do tipo um (OGATA, 2011). Em outras palavras, há somente um integrador nesse laço devido à contribuição do compensador (a planta não possui integradores e fora isso existem somente ganhos na malha). Portanto, para um sinal médio (constante) injetado no sistema como um degrau, o erro estático é nulo.

O zero do controlador de tensão, z_V , é alocado no pólo da planta de tensão para efeito de cancelamento (JUNIOR, 1994). Desse modo, evita-se lentidão na resposta da tensão de saída, já que este valor é usualmente pequeno e próximo da origem. O valor de z_V , então, é:

$$z_V = \frac{1}{C_o R_o}. \quad (4.47)$$

O ganho K_V do compensador de tensão é, portanto, o parâmetro de último grau de liberdade para o projeto. Assim sendo, ele deve garantir que a segunda harmônica da rede (componente de 120 Hz), contribuição proveniente da saída do conversor, seja suprimida. Quanto melhor essa filtragem, a corrente de referência de saída do retificador é um sinal mais limpo (próximo de uma senóide pura retificada). Em consequência, a distorção na corrente do indutor é menor.

Na intenção de se determinar K_V , então, seleciona-se primeiramente uma frequência de corte ω_c para a malha de tensão (menor que 120 Hz visando só deixar passar a frequência fundamental). Na intenção de que a frequência de corte ocorra no local desejado, a magnitude da $FTMA_v$, na frequência de corte, deve ser unitária:

$$|FTMA_V(j\omega_c)| = \left| K_V \frac{j\omega_c + z_V}{j\omega_c} \right| \cdot |K_{mult}| \cdot |K_{CI}| \cdot \left| \frac{(1-D)R_o}{R_o C_o j\omega_c + 1} \right| = 1. \quad (4.48)$$

A partir dessa igualdade, atribui-se ao zero do controlador z_V o valor apontado em (4.47). Dessa maneira, (4.48) é simplificada e pode ser manipulada, originando:

$$K_V = \frac{C_o \omega_c}{(1-D)K_{mult}K_{CI}}. \quad (4.49)$$

4.4 PROJETO DO RETIFICADOR BOOST MONOFÁSICO

Após a exposição de toda a metodologia de dimensionamento do conversor boost e de como realizar seu controle, uma configuração de simulação é proposta. As especificações de entrada e saída são adotadas respectivamente nas Tabelas 4.1 e 4.2.

Tabela 4.1: Especificações de entrada do projeto do retificador monofásico.

Especificação	Valor
Frequência da rede f_r	60 Hz
Tensão de alimentação (RMS) V_{in}	220 V
Rendimento do conversor η	1

Tabela 4.2: Especificações de saída do projeto do retificador monofásico.

Especificação	Valor
Tensão média na carga V_o	400 V
Potência P_o	1200 W
Frequência de comutação f_s	30 kHz
Ondulação máxima relativa de pico da corrente no indutor Δi_L	20%
Ondulação relativa pico a pico na tensão do capacitor em 120 Hz ΔV_{opp}	2%

Manipulando-se os dados da Tabela 4.1, são efetuados cálculos preliminares que são empregados ao longo do projeto. A tensão de pico da fonte de alimentação, a corrente eficaz de entrada e a corrente de pico de entrada são respectivamente:

$$V_m = \sqrt{2}V_{in} = 311,13 \text{ V}, \quad (4.50)$$

$$I_{in} = \frac{P_o}{\eta V_{in}} = 5,45 \text{ A}, \quad (4.51)$$

$$I_m = \sqrt{2}I_{in} = 7,71 \text{ A}. \quad (4.52)$$

A carga nominal do projeto é determinada com base nas especificações de V_o e P_o da Tabela 4.2:

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} = 133,33 \text{ } \Omega. \quad (4.53)$$

Indutor do conversor boost

Primeiramente, o parâmetro $A = \frac{V_m}{V_o}$, dado pela razão da tensão média de saída pela tensão de pico da fonte, é calculado como:

$$A = \frac{V_o}{V_m} = 0,778. \quad (4.54)$$

O valor de A é utilizado para se determinar o comportamento da razão cíclica, em conformidade com (4.5), assim como a ondulação de corrente normalizada, de acordo com (4.11). Esses resultados são dispostos, respectivamente, abaixo:

$$d(\theta) = 1 - A \cdot \sin(\theta) = 1 - 0,778 \sin(\theta), \quad (4.55)$$

$$\overline{\Delta i_L} = \sin(\theta) - A \cdot \sin^2(\theta) = \sin(\theta) - 0,778 \sin^2(\theta). \quad (4.56)$$

O gráfico da razão cíclica em função do instante angular θ , é exposto na Figura (4.20). Verifica-se a forma de onda esperada para o caso em questão em um semiciclo da fonte. Em seguida, o gráfico da ondulação de corrente normalizada é exibido em (4.21). Este, por sua vez, é empregado diretamente no cálculo do indutor. O valor máximo do gráfico é o alvo de interesse.

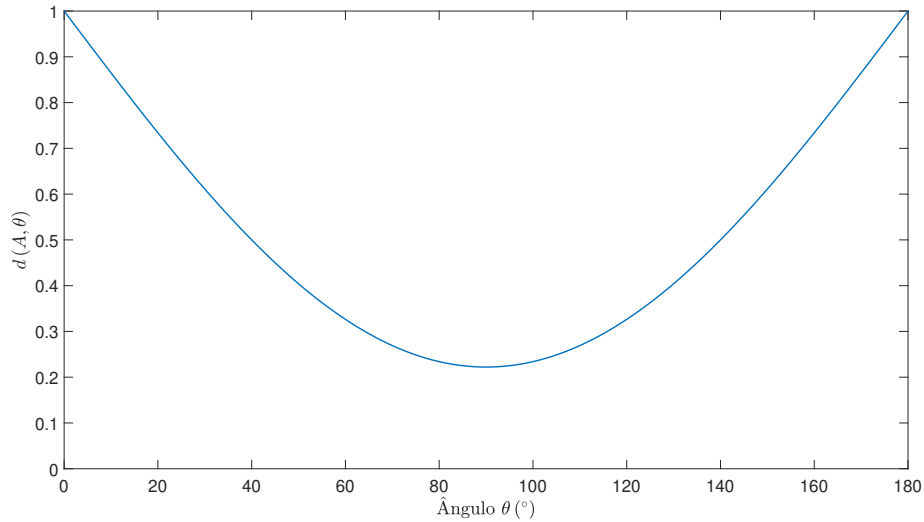


Figura 4.20: Razão cíclica em função de θ para o “A” do projeto.

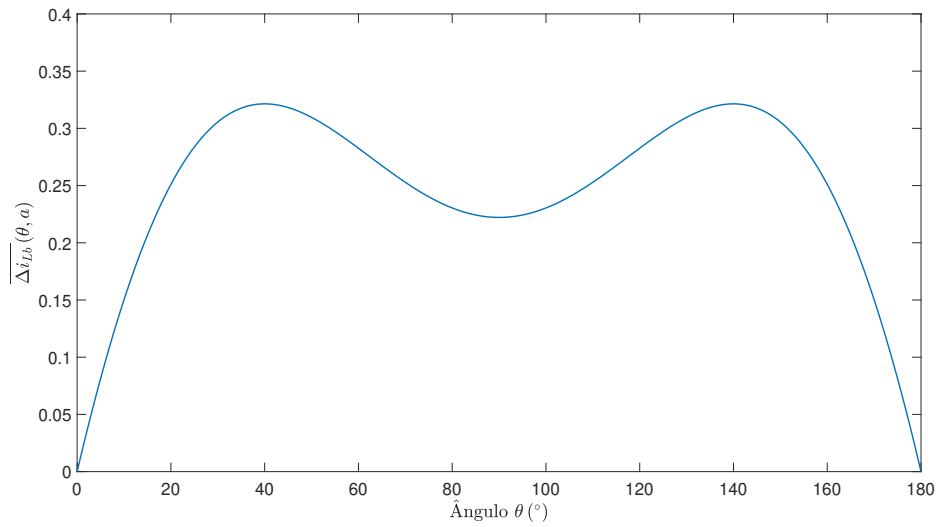


Figura 4.21: Ondulação parametrizada da componente de alta frequência da corrente do indutor boost em função de θ para o “A” do projeto.

Utilizando-se o software matemático MATLAB, precisa-se o valor de pico da ondulação de corrente normalizada no indutor do gráfico da Figura 4.21. Constatase que $\overline{\Delta i_{Lmax}} = 0,32$.

De posse de todos os parâmetros, incluindo as especificações f_S e $\overline{\Delta i_L}$ da Tabela 4.2, a indutância L pode finalmente ser definida de acordo com (4.12):

$$L = \frac{V_m \overline{\Delta i_{Lmax}}}{\Delta i_L f_S} = 2,16 \text{ mH}. \quad (4.57)$$

Capacitor de saída do conversor boost

O capacitor do conversor boost pode ser diretamente dimensionado valendo-se das especificações das Tabelas 4.1 e 4.2. A partir de (4.24), pode-se calcular a capacitância mínima para se obter a ondulação desejada:

$$C_o = \frac{P_o}{2\pi f_r \Delta V_{opp} V_o} = 994,72 \text{ } \mu\text{F}. \quad (4.58)$$

Modelo médio linearizado da planta de corrente

A função de transferência da planta de corrente do sistema foi expressa na Figura (4.28). Substituindo os valores de L e V_o do presente exemplo, origina-se:

$$H_i(s) = \frac{V_o}{sL} = \frac{400}{s \cdot (2,16 \cdot 10^{-3})}. \quad (4.59)$$

A resposta em frequência de $H_i(s)$ é apontada na Figura 4.22.

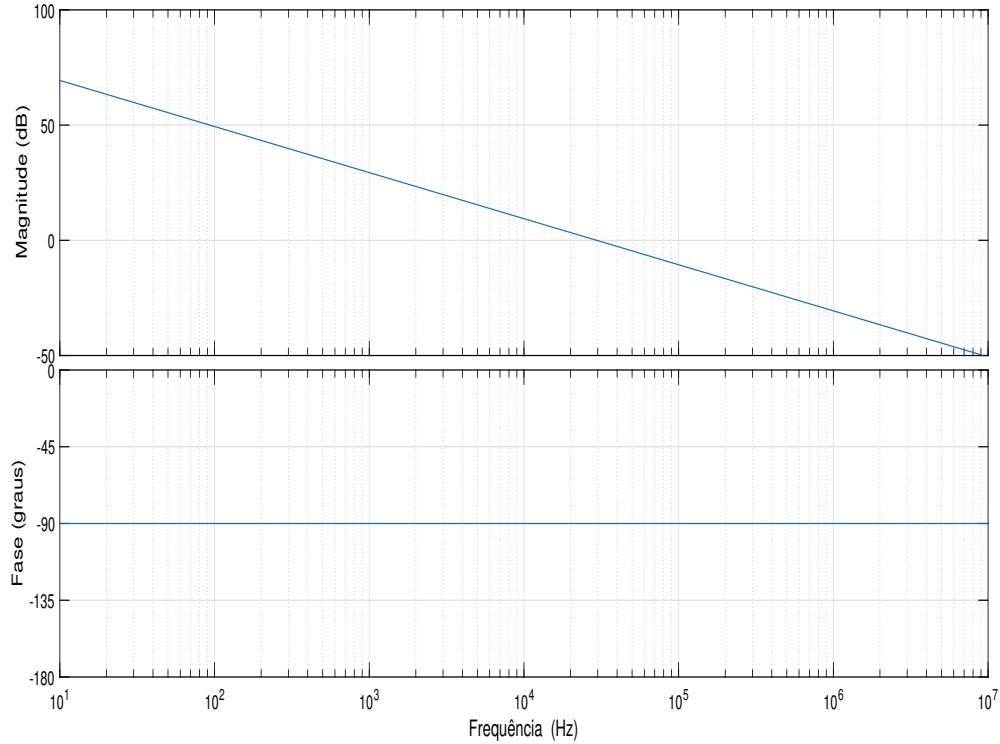


Figura 4.22: Resposta em frequência do modelo médio da planta de corrente do conversor boost.

Ganho do modulador PWM

O ganho PWM é determinado pelo inverso da amplitude do sinal da portadora, em concordância com (4.33). Adotando-se esse valor de pico como 1 V, o valor do ganho é:

$$G_{PWM} = \frac{1}{V_S} = 1. \quad (4.60)$$

Compensador de corrente

O controlador selecionado para a correção do fator de potência do conversor monofásico boost foi o clássico proporcional-integral (PI). A igualdade (4.34) demonstra que os parâmetros do zero do controlador z_c e seu ganho K_c devem ser definidos.

A frequência do corte da malha aberta de corrente é adotada como um décimo da frequência de comutação, respeitando a restrição de seu valor ser menor que um quarto

da mesma. Notando-se que $f_S = 30$ kHz, $\omega_S = 2 \cdot \pi \cdot 30000 = 188,5$ krad/s. Logo (em Hertz, a frequência de corte seria de $f_c = 3$ kHz),

$$\omega_c = \frac{\omega_S}{10} = 18,85 \text{ krad/s.} \quad (4.61)$$

O zero do controlador é ajustado para o mesmo valor da frequência de corte da FTMA do laço de corrente. Dessa maneira,

$$z_c = \omega_c = 18,85 \text{ krad/s.} \quad (4.62)$$

O valor do ganho K_c , por sua vez, é estabelecido conforme (4.36). Em virtude de se reconhecerem todos os parâmetros dessa equação,

$$K_c = \frac{\omega_c^2 L}{G_{PWM} V_o \sqrt{\omega_c^2 + z_c^2}} = 0,072. \quad (4.63)$$

O compensador de corrente, por fim, possui a função de transferência:

$$C_i(s) = K_c \frac{s + z_c}{s} = 0,072 \frac{(s + 18,85 \cdot 10^3)}{s}. \quad (4.64)$$

A resposta em frequência desse controlador PI é retratada na Figura 4.23.

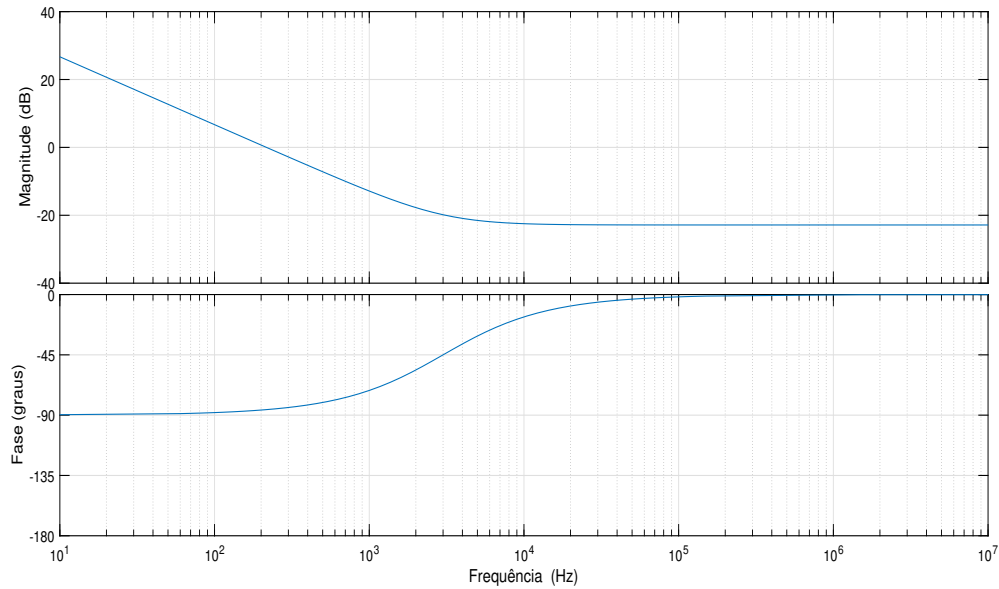


Figura 4.23: Resposta em frequência do compensador de corrente.

FTMA do laço de corrente

Definidos todos os blocos da malha de corrente, a função de transferência de malha aberta do laço de corrente, $FTMA_i(s)$, é automaticamente definida:

$$FTMA_i(s) = C_i(s)G_{PWM} \cdot H_i(s) = 13,33 \cdot 10^3 \frac{(s + 18,85 \cdot 10^3)}{s^2}. \quad (4.65)$$

A resposta em frequência de (4.65) é visível na Figura 4.24.

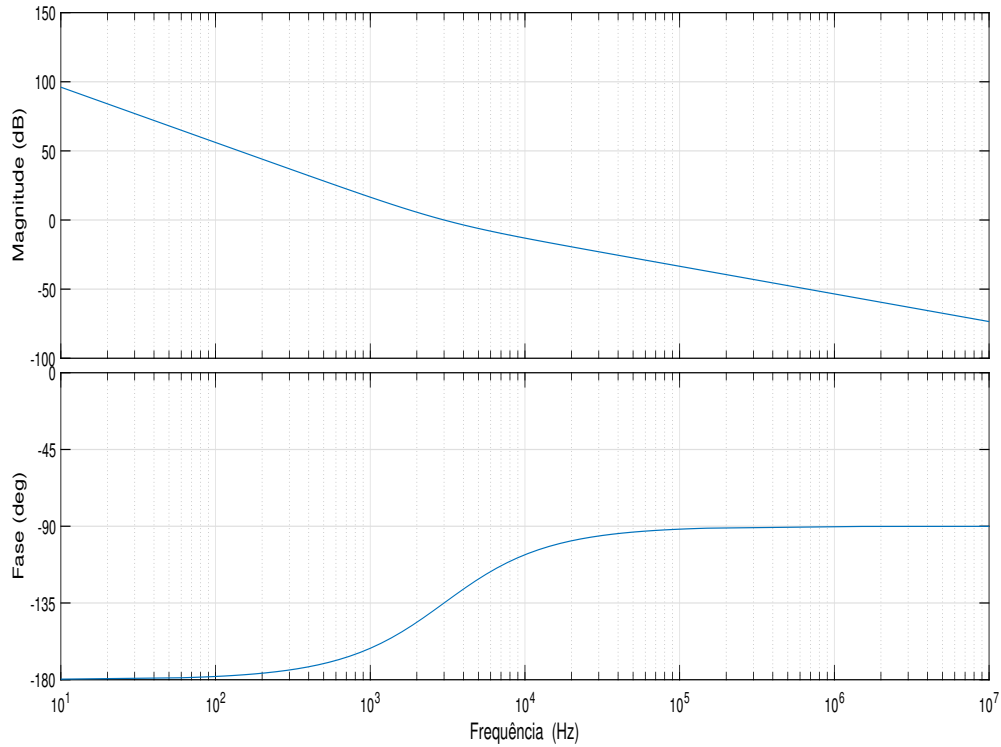


Figura 4.24: Resposta em frequência da FTMA do laço de corrente.

Percebe-se, através de inspeção visual na Figura 4.24, que a frequência de corte é de 3 kHz. Adicionalmente, a margem de fase é de 45° , enquanto a margem de ganho é infinita (a fase de -180° não é atingida para nenhuma frequência). O laço de corrente, portanto, é estável em malha aberta.

Modelo médio da planta de tensão

O ponto de operação do retificador deve ser definido para que se alcance a função de transferência da planta de tensão (os parâmetros R_o e C_o são conhecidos), de acordo com (4.44). O valor da razão cíclica média é ainda desconhecido. Sua expressão pode ser deliberada a seguir, após considerar a tensão de entrada retificada média como $V_{in} = \frac{2V_m}{\pi}$:

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_o} = 1 - \frac{2V_m}{\pi V_o} = 0,50. \quad (4.66)$$

A função de transferência da planta de tensão pode, finalmente, ser precisada em (4.67). A respectiva resposta em frequência é ilustrada na Figura 4.25.

$$H_v(s) = \frac{(1 - D)R_o}{R_o C_o s + 1} = \frac{66,02}{0,13s + 1} \quad (4.67)$$

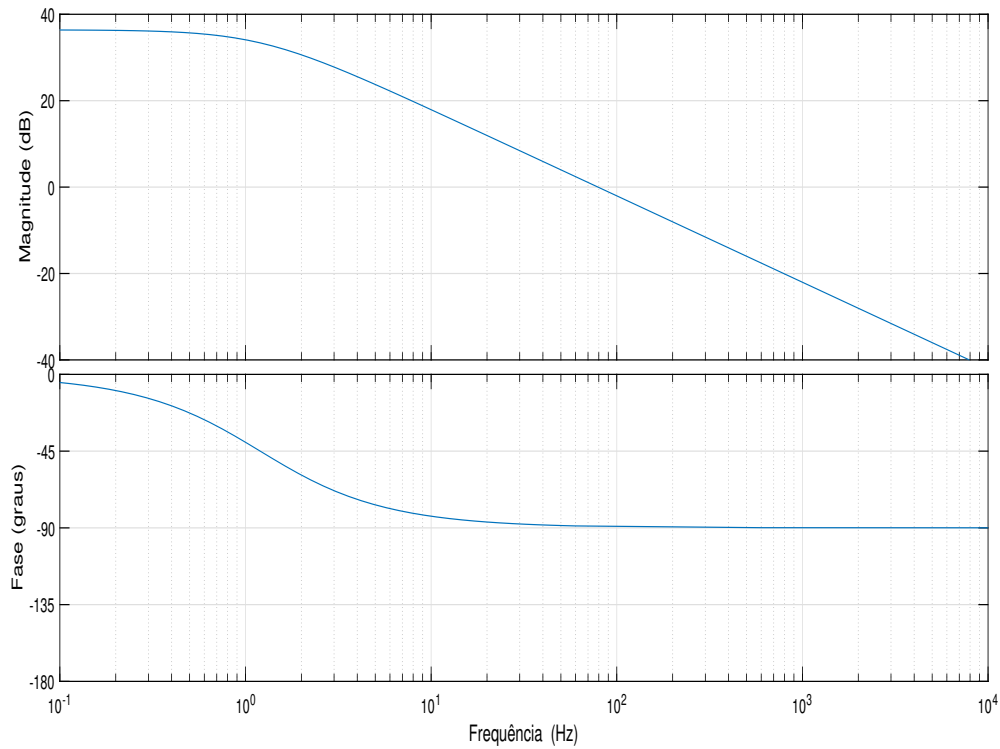


Figura 4.25: Resposta em frequência da planta de tensão.

Observa-se da Figura 4.25 que a planta de tensão possui naturalmente uma resposta mais lenta que a de corrente devido à sua limitada banda passante. A frequência de corte está em torno de 80 Hz sem a atuação de controle. Esse valor é muito próximo dos 120 Hz presentes na saída do conversor. Ademais, a margem de fase é de 90° e a margem de ganho infinita, constituindo-se uma planta estável.

Ganhos da malha de tensão

O ganho K_{CI} é atribuído como unitário, considerando a rápida dinâmica do laço de corrente em comparação com o de tensão. O ganho do multiplicador, K_{mult} , equivale

à razão da corrente de referência média pela tensão de saída de referência. Assim, (4.68) e (4.69) exibem, respectivamente, seus cálculos. O valor da corrente de referência média é escrita em função do valor de pico de i_{ref}^* em (4.69).

$$K_{CI} = 1 \quad (4.68)$$

$$K_{mult} = \frac{\langle i_{ref}^* \rangle_o}{V_{o_{ref}}} = \frac{2I_m}{\pi V_{o_{ref}}} = 0,0123 \quad (4.69)$$

Compensador de tensão

A estrutura de controlador selecionada para regular a tensão de saída do conversor, além de reduzir a ondulação na carga, é também um PI. Devem ser descritos os valores do zero z_V e do seu ganho K_V para se precisar sua função de transferência.

O zero do controlador é alocado no mesmo local do pólo da planta de tensão e é dado como:

$$z_V = \frac{1}{C_o R_o} = 7,54. \quad (4.70)$$

O ganho K_V assegura que uma frequência de corte ω_c ocorra no local projetado no laço de tensão em malha aberta. Assume-se aqui que f_c é de 10 Hz (mais que uma década abaixo de 120 Hz), o que implica em $\omega_c = 2\pi f_c = 62,83$ rad/s. Então, define-se K_V :

$$K_V = \frac{C_o \omega_c}{(1-D)K_{mult}K_{CI}} = 10,28. \quad (4.71)$$

O compensador de tensão, portanto, possui a função de transferência exposta em (4.72). A resposta em frequência desse controlador é exibida na Figura 4.26.

$$C_V(s) = K_V \cdot \frac{(s + z_V)}{s} = 10,28 \cdot \frac{(s + 7,54)}{s} \quad (4.72)$$

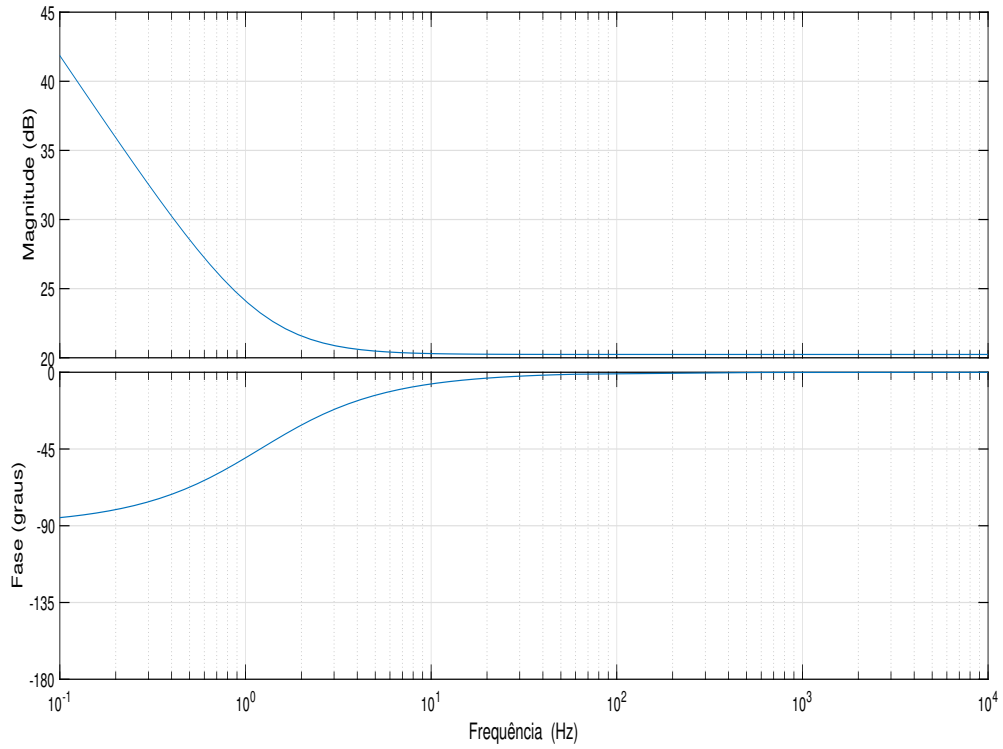


Figura 4.26: Resposta em frequência do compensador de tensão.

FTMA do laço de tensão

Em propriedade de todos os blocos da malha de tensão, a função de transferência de malha aberta do laço de tensão é

$$FTMA_v(s) = C_v(s)K_{CI}K_{mult}H_v(s) = \frac{8,33s + 62,83}{0,13s^2 + s}. \quad (4.73)$$

A resposta em frequência da FTMA do laço de tensão é ilustrada na Figura 4.27. Percebe-se que a frequência de corte coincide exatamente com o valor de 10 Hz projetado. Dessa maneira, a ondulação da tensão de saída é atenuada. Adicionalmente, a margem de fase é de 90° e a margem de ganho é infinito. Assim, a malha de tensão é classificada como estável.

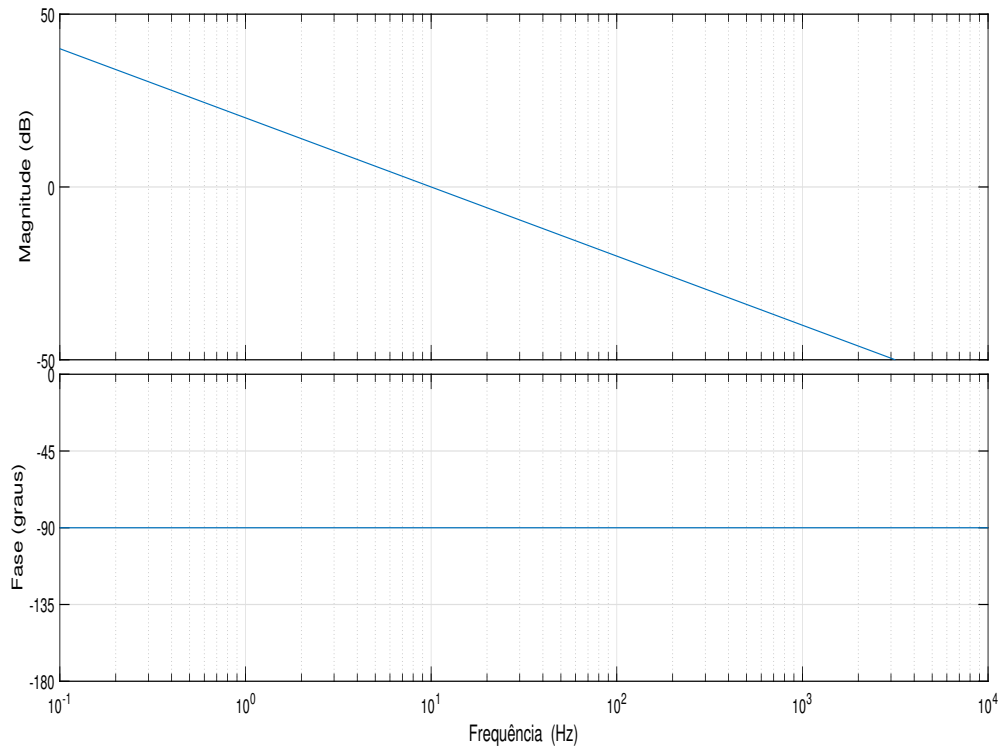


Figura 4.27: Resposta em frequência da FTMA do laço de tensão.

4.5 SIMULAÇÃO DO RETIFICADOR BOOST MONOFÁSICO

A ideia principal da simulação do retificador em questão é a de analisar a corrente de entrada e sua fase em relação à tensão, além da tensão de saída e sua regulação após aplicação de uma perturbação de carga. Previamente, uma simulação para validar a resposta em frequência analítica da corrente no indutor em malha aberta é realizada.

Através do software PSIM, o retificador boost monofásico é simulado em duas situações. Inicialmente, o circuito da Figura 4.10 é simulado. Ele apresenta somente a malha de controle de corrente. Essa simulação é exposta no apêndice A.3. Em seguida, o sistema completo da Figura 4.16 contendo também a malha de tensão para regular a tensão de saída é alvo de simulação. Este detém simulação no apêndice A.4.

Os valores dimensionados no projeto da seção anterior são todos utilizados nas simulações. Adicionalmente, as especificações de entrada e saída das Tabelas 4.1 e 4.2 são as mesmas aqui utilizadas.

Em relação à primeira simulação dispondo somente a malha de corrente:

- O tempo de simulação é de 0,6 s;

- Ocorre um decréscimo na carga de 30% (sendo $R_o = 133 \Omega$) aos 0,45 s de simulação.

Na simulação completa contendo também a malha de tensão:

- O tempo de simulação é de 1,3 s;
- Ocorre um decréscimo na carga de 30% (sendo $R_o = 133 \Omega$) aos 0,8 s de simulação.

Eventuais alterações na tensão de saída e corrente de entrada para ambas as situações de simulação são averiguadas.

4.5.1 Validação do modelo da planta de corrente

Inicialmente, ilustra-se no apêndice A.5 a simulação para validação da planta de corrente $H_i(s)$. Os gráficos do comportamento da função de transferência obtida analiticamente e o da resposta em frequência do conversor simulado constam juntos para facilitar comparação na Figura 4.28. Essa etapa é fundamental, pois demonstra se o controle projetado para o modelo médio adotado também é eficaz aplicado à planta simulada.

Observa-se, ainda do apêndice A.5, que o circuito é simulado em malha aberta. A razão cíclica aplicada no interruptor é a de operação do projeto ($D = 0,5$) somada a uma perturbação de amplitude 10% (varrendo frequências de 10 Hz à 30 kHz). Adicionalmente, a tensão da fonte CC é tomada como a tensão de entrada retificada média.

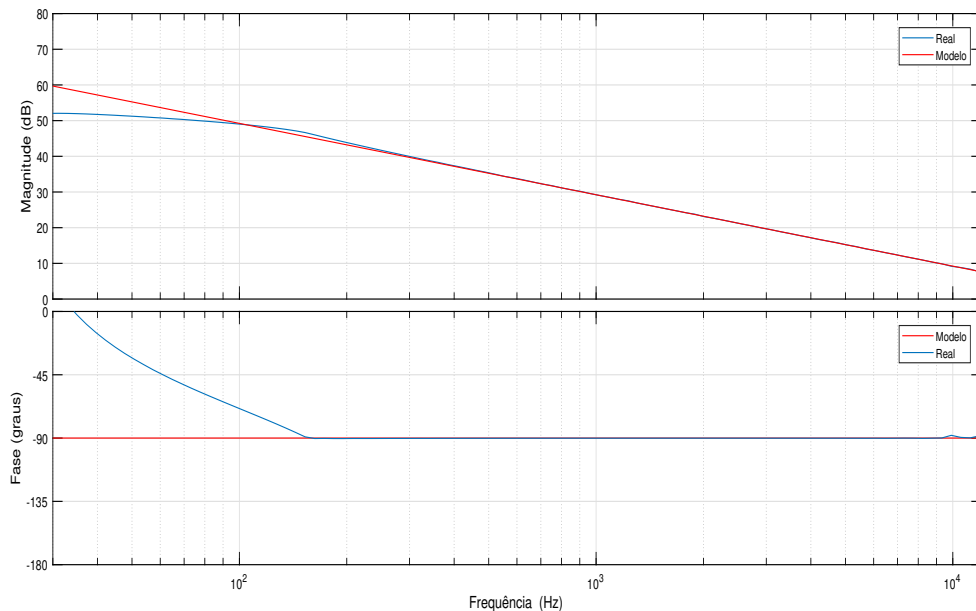


Figura 4.28: Resposta em frequência da corrente no indutor em malha aberta para a planta simulada e para o modelo analítico.

Verifica-se, por inspeção visual da Figura 4.28, que a resposta em frequência simulada e a do modelo são praticamente coincidentes para frequências superiores a 200 Hz. Em razão da operação com alta frequência de comutação (30 kHz para o projeto em questão), não há, nessa aplicação, interesse prático nas baixas frequências para a malha de corrente. Portanto, o modelo simplificado é apropriado, conforme visto na teoria da modelagem da planta de corrente.

4.5.2 Resultados para simulação contendo somente malha de controle de corrente

O circuito simulado é o da Figura 4.10. A corrente de entrada do retificador em regime é plotada em conjunto com a tensão da fonte na Figura 4.29. Nota-se que se atingiu o objetivo da correção do fator de potência mesmo sem a malha de tensão, conforme esperado. O fator de potência simulado foi de 0,997. Propositadamente, a faixa de tempo escolhida foi de 0,4 s à 0,5 s. Dessa forma, pode-se realizar a análise do comportamento do sistema em regime.

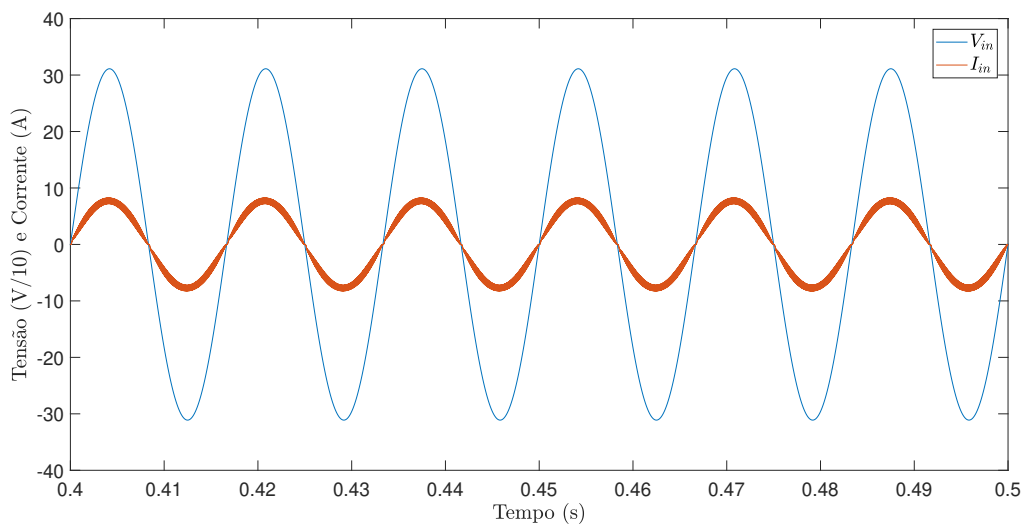


Figura 4.29: Tensão de alimentação e corrente de entrada do retificador controlado com malha de corrente.

A tensão de saída do retificador também é exibida na Figura 4.30. Alcançaram-se os 400 V de saída projetados em regime permanente. A ondulação de baixa frequência de saída (120 Hz) também está presente na tensão de saída. Efetuando-se um recorte nesse gráfico, na região entre 0,4 s e 0,6 s, percebe-se com maior clareza o deslocamento na tensão de saída em regime devido ao degrau de carga imposto aos 0,45 s. Este gráfico é disposto na Figura 4.31.

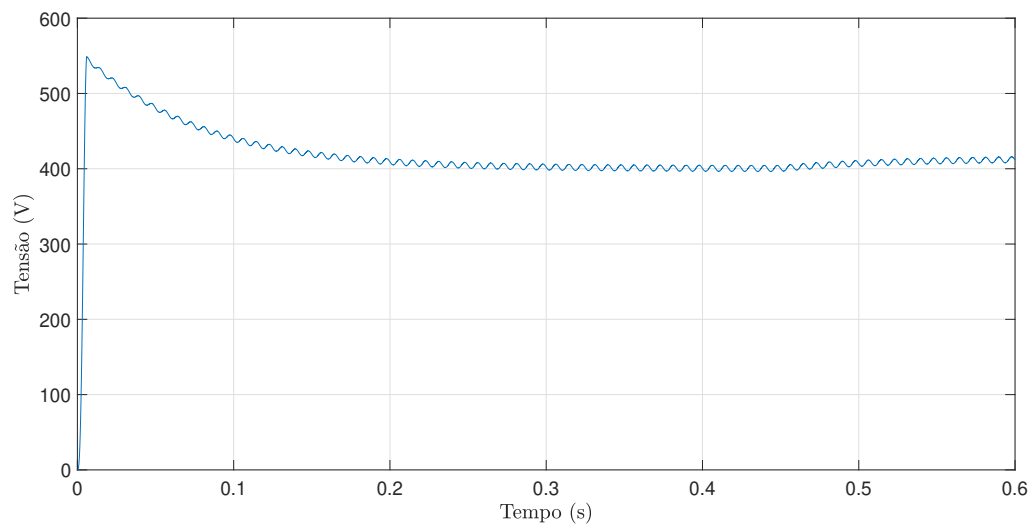


Figura 4.30: Tensão de saída do retificador controlado com malha de corrente.

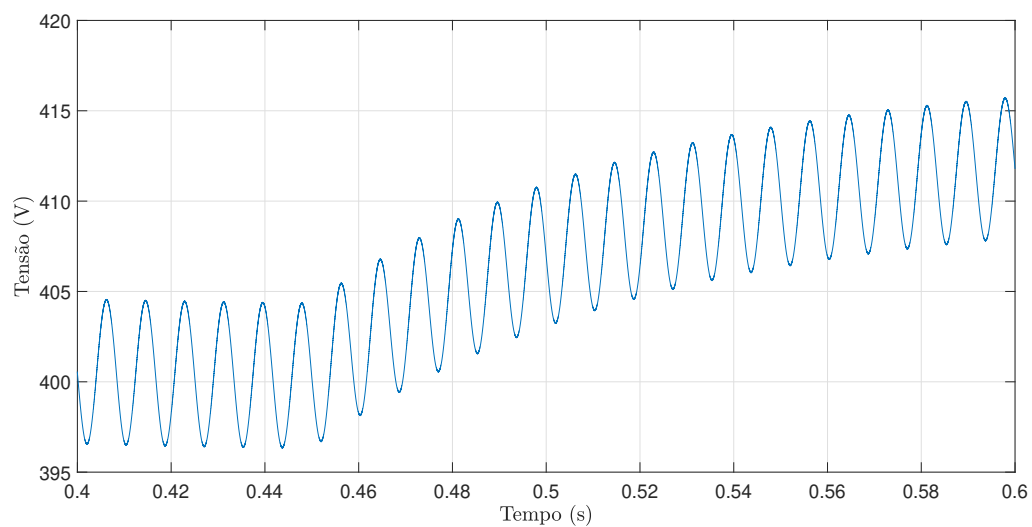


Figura 4.31: Tensão de saída do retificador controlado com malha de corrente em torno do instante de aplicação do degrau de carga.

Até este ponto, os gráficos da corrente de entrada e tensão de saída foram demonstrados. Eles, respectivamente, desempenham o papel de ratificar a correção do fator de potência e afirmar que o sistema contendo somente a malha de corrente não regula a tensão de saída. Os demais gráficos do comportamento do sinal de controle da corrente, tensão sobre o interruptor, corrente no indutor, dentre outros são ilustrados na simulação completa (alvo de maior interesse).

4.5.3 Resultados para simulação completa

O circuito completo simulado é o da Figura 4.16. Sua simulação no PSIM é representada no apêndice A.4. Este tópico trata então do sistema referido na seção anterior acrescido da malha de controle de tensão.

O decréscimo de carga nessa simulação ocorre em 0,8 s. A razão da aplicação da mudança de carga em um tempo superior ao caso anterior reside no fato de que o sistema completo com a malha de tensão detém uma resposta transitória mais lenta. Portanto, aguarda-se o momento em que o sistema atinge o regime para que não interfira em uma nova situação de carga.

A Figura 4.32 exibe a tensão de alimentação junto à corrente de entrada em regime do retificador. A faixa temporal foi convenientemente selecionada entre 0,7 e 0,9 s para demonstrar o comportamento da corrente em regime, além da queda de sua amplitude após perturbação da carga aos 0,8 s. Este fato é melhor visualizado no gráfico da corrente do indutor, exibido na sequência (vide Figura 4.39). Perturbações maiores de carga possibilitariam, no entanto, que esse efeito fosse notado na Figura 4.32. O fator de potência atingido no sistema final foi de 0,993, valor ligeiramente inferior ao caso anterior (utiliza exclusivamente malha de corrente).

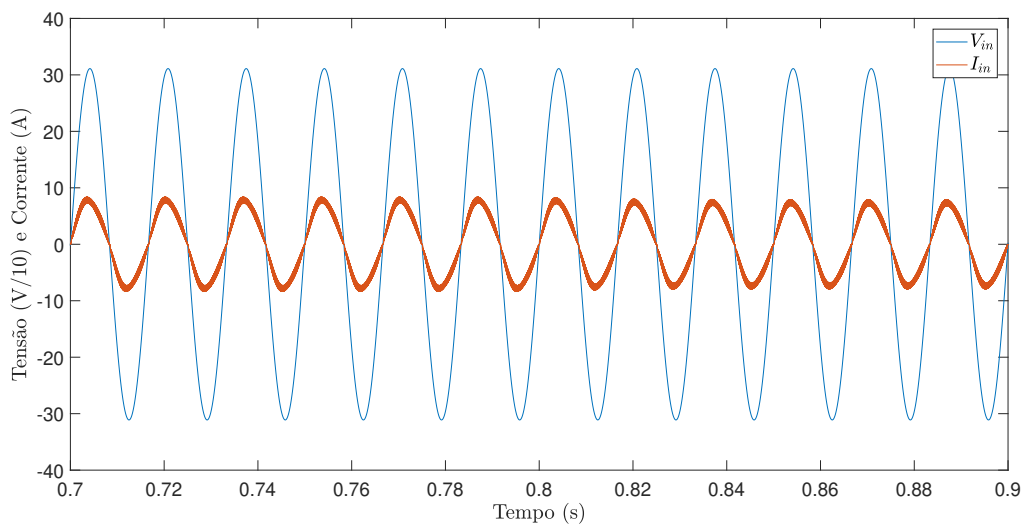


Figura 4.32: Tensão de alimentação e corrente de entrada do retificador com controle completo.

A tensão de saída do retificador é exposta na Figura 4.33. Esse gráfico manifesta o comportamento dessa tensão ao longo de todo o tempo de simulação, incluindo o período transitório inicial. Um recorte com ampliação desse gráfico na faixa de tempo entre 0,76 e 1,3 s, na Figura 4.34, evidencia a atuação do controle de tensão ao se alterar a carga em

0,8 s. Verifica-se que o deslocamento do valor médio da tensão é contido, suprimindo-se o erro na tensão de saída. Consequentemente, a regulação da tensão de saída é efetivada com sucesso e a tensão na carga volta ao valor médio projetado de 400 V.

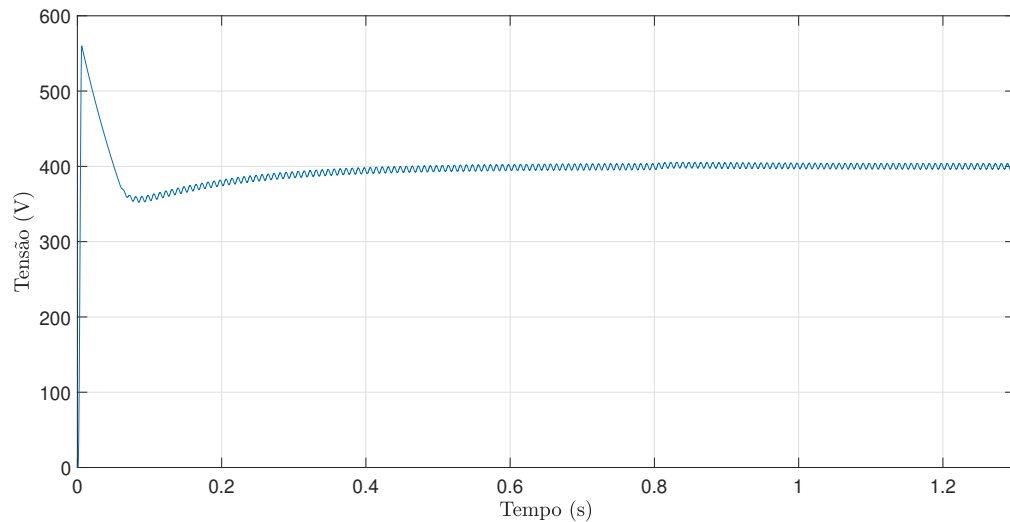


Figura 4.33: Tensão de saída do retificador com controle completo.

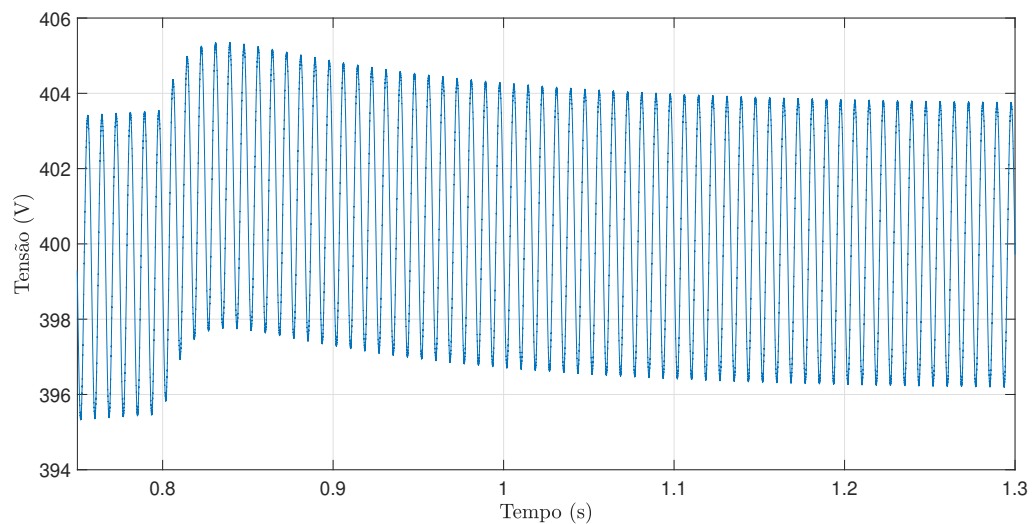


Figura 4.34: Tensão de saída do retificador com controle completo em torno do instante de aplicação do degrau de carga.

O sinal de controle que sai do compensador de corrente e é comparado ao sinal da portadora dente de serra é mostrado na Figura 4.35. Observa-se que seu formato coincide com o da teoria com um adicional efeito da comutação do interruptor. Outro aspecto a ser

notado é que o valor máximo a ser atingido por esse sinal é 0,99 V. O valor unitário não foi alcançado devido ao bloco de saturação empregado em simulação com limite superior estabelecido em 99% .

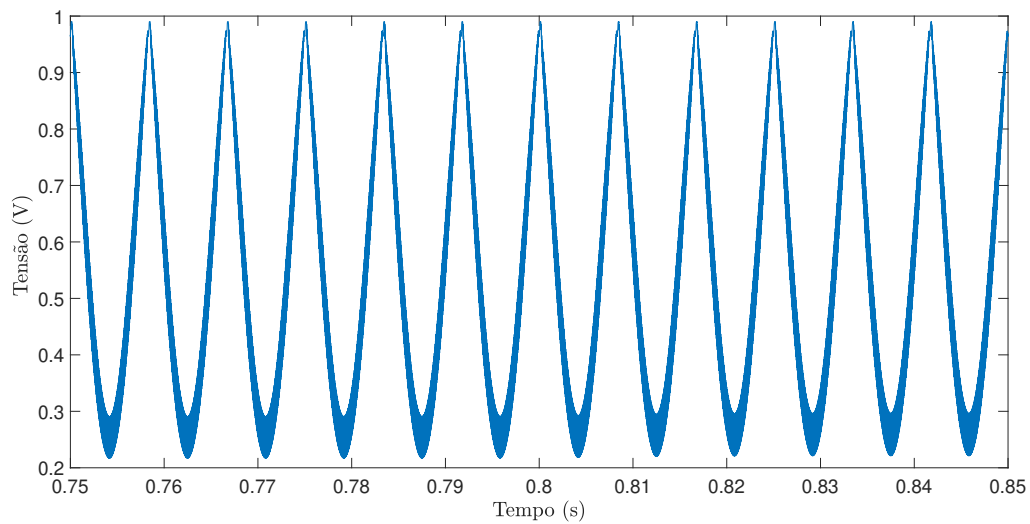


Figura 4.35: Sinal de controle do compensador de corrente do retificador boost monofásico.

A razão cíclica resultante possui frequência alta da portadora. Seu valor varia entre 0 e 1. Altera-se também ao longo do tempo a largura do pulso, conforme explanado em teoria. Um recorte dessa razão cíclica é apresentado na Figura 4.36. Esse sinal é resultante da comparação entre o sinal de controle da Figura 4.35 e um sinal dente de serra de 30 kHz e amplitude de 1 V em um processo de modulação PWM.

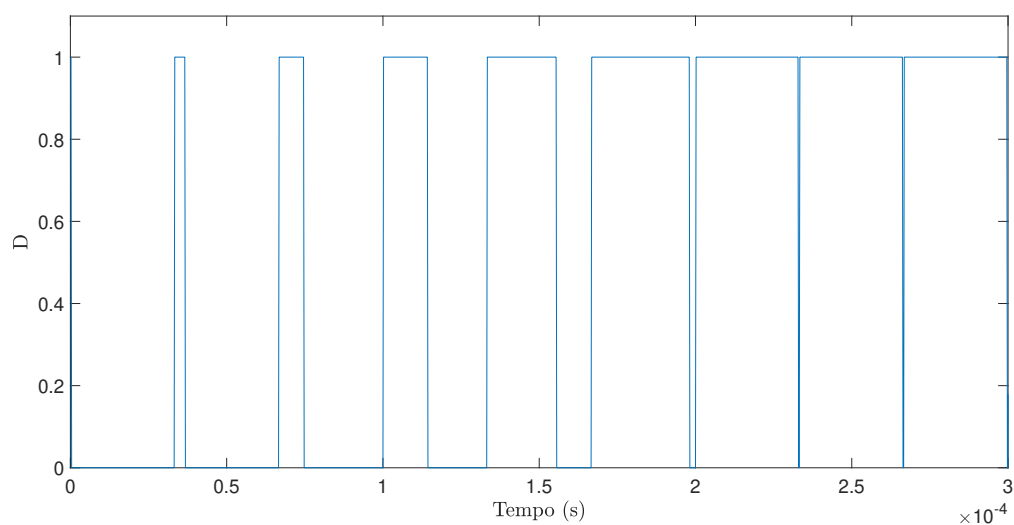


Figura 4.36: Razão cíclica injetado no interruptor do retificador boost monofásico.

O erro resultante da subtração do sinal de referência da corrente pela corrente no indutor realimentada é apresentado na Figura 4.37. Verifica-se que ele é controlado e indiferente ao degrau de carga decorrente aos 0,8 s.

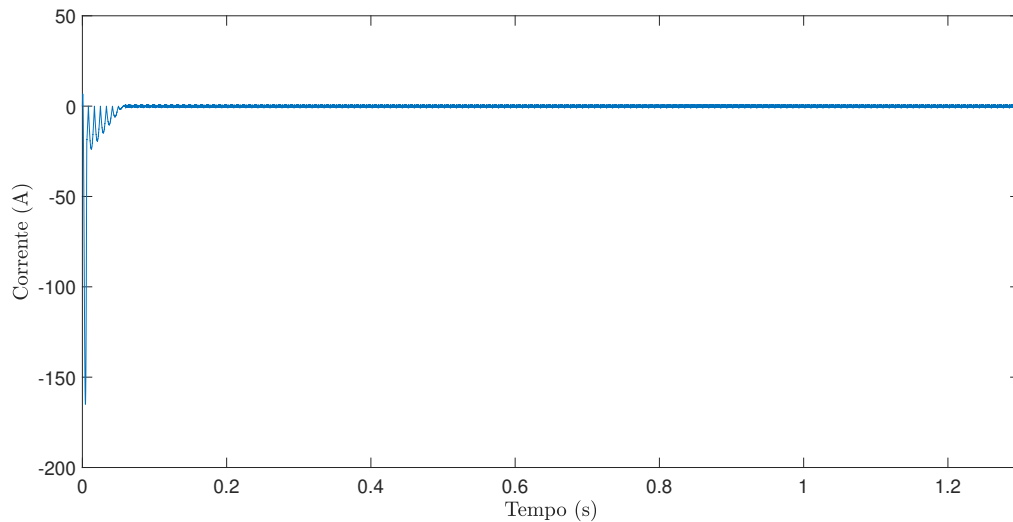


Figura 4.37: Sinal de erro injetado no compensador de corrente do retificador boost monofásico.

A Figura 4.38 representa os comportamentos da corrente de referência e da corrente no indutor. Observa-se que, após o período transitório inicial, os gráficos coincidem e possuem o devido formato de uma senóide retificada. Além disso, retêm a esperada amplitude para se obter o valor de tensão na carga desejado. A diferença está na ondulação que consta somente da corrente do indutor.

Uma ampliação do gráfico da Figura 4.38 é gerada em torno de 0,8 s e é expressa em 4.39. A amplitude da corrente do indutor é alterada com a mudança de carga para que se mantenha a tensão de saída média estabelecida em projeto (400 V).

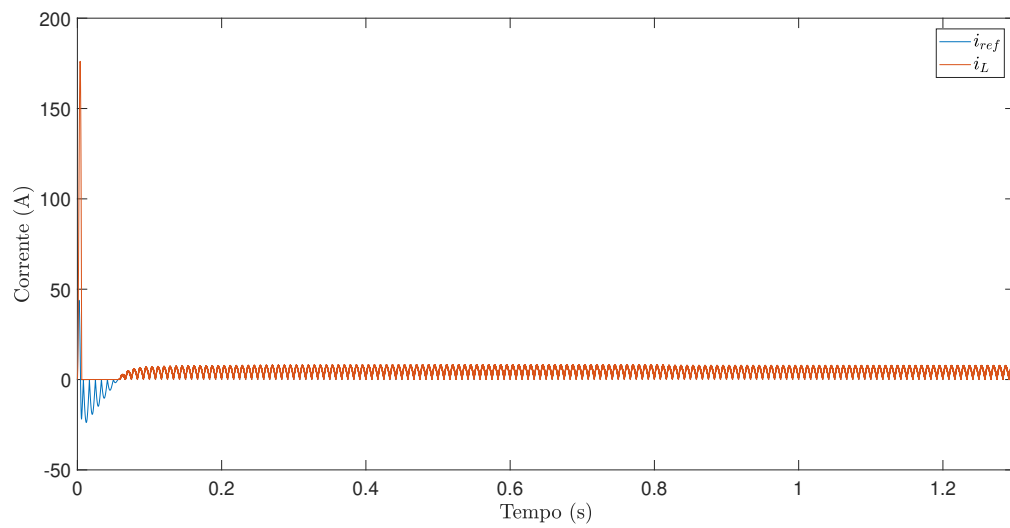


Figura 4.38: Correntes de referência e do indutor do retificador boost monofásico.

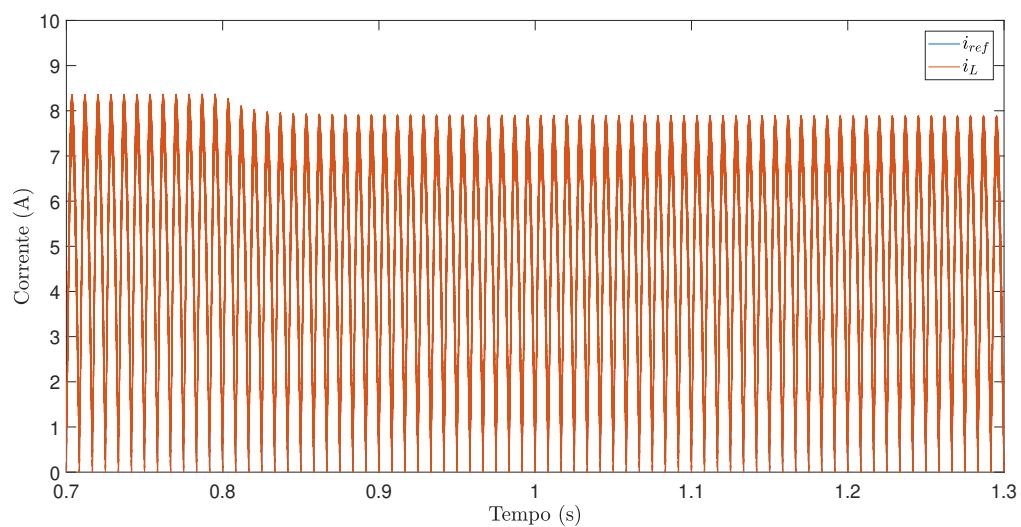


Figura 4.39: Correntes de referência do indutor do retificador boost monofásico em torno do ponto de aplicação do degrau de carga.

A tensão sobre o interruptor em regime também é apontada na Figura 4.40. Ela é dotada de componentes de alta frequência devido à comutação em 30 kHz, porém, seu valor de pico alterna segundo uma envoltória de baixa frequência em torno de 400 V.

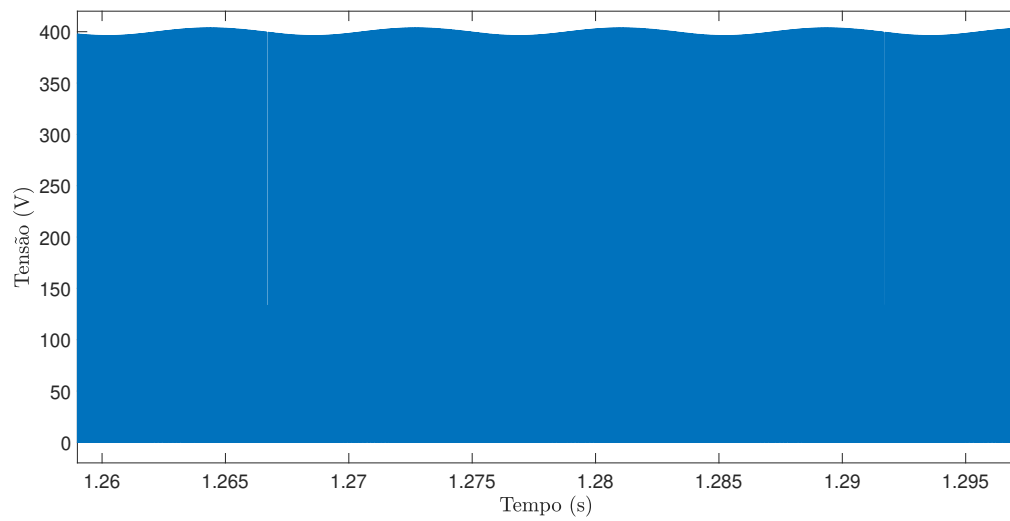


Figura 4.40: Tensão sobre o interruptor do retificador boost monofásico.

Em virtude da demonstração do controle de tensão, o erro injetado no compensador de tensão é indicado na Figura 4.41. Seu valor é controlado para um valor médio nulo em regime. Porém, observa-se uma ondulação de saída de baixa frequência nesse sinal. Esse comportamento é esperado em razão da realimentação da tensão de saída. A ampliação desse sinal de erro, na Figura 4.42, deixa mais clara a atuação do compensador de tensão (assim como na Figura 4.34).

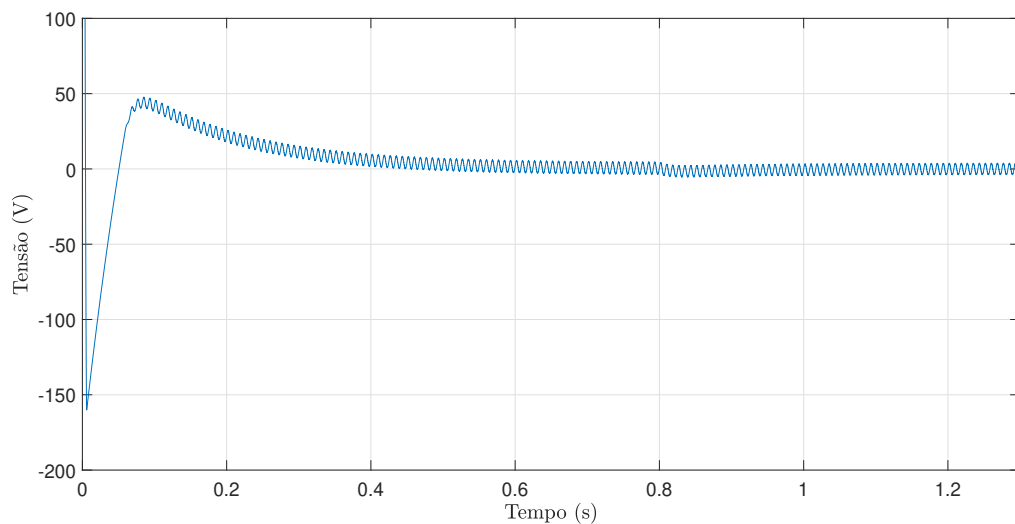


Figura 4.41: Sinal de erro injetado no compensador de tensão do retificador boost monofásico.

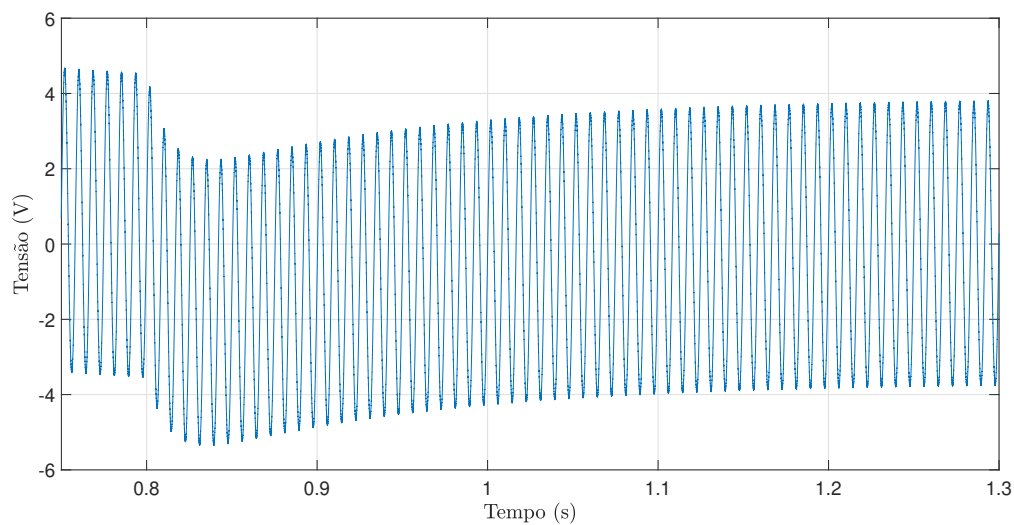


Figura 4.42: Sinal de erro injetado no compensador de tensão do retificador boost monofásico em torno de 0,8 s.

A amplitude pico a pico do erro de tensão é menor que 8 V por inspeção visual da Figura 4.42. Esse fato demonstra que a ondulação da tensão de saída é menor que 2% (1,9%). Logo, a especificação de projeto é respeitada.

Na intenção de se avaliar a eficácia do controle aplicado na topologia de um retificador monofásico com uma etapa boost para correção do fator de potência, o espectro de frequência da corrente de entrada é traçado na Figura 4.43. Uma comparação com o espectro da corrente de entrada de um retificador monofásico passivo contendo somente um capacitor na saída (sem estágio CC-CC) é efetuada e exposta na Figura 4.44. A simulação para obtenção desse gráfico está disposta no apêndice A.6.

Observa-se, na Figura 4.43, um pico elevado (aproximadamente 7A) na frequência fundamental de 60Hz, enquanto há uma componente de terceira harmônica com amplitude inferior a 0,25 A. As demais harmônicas de ordem ímpar tem amplitude desprezível.

O espectro harmônico do retificador com capacitor de saída, por sua vez, retém picos elevados nas harmônicas ímpares. Ademais, conserva um espectro contínuo com amplitudes decrescentes próximas de 1A da componente CC até pelo menos 600 Hz, de acordo com a Figura 4.44.

É evidente, portanto, o ganho na qualidade da corrente de entrada com a estrutura proposta. Além disso, a tensão de saída obtida se assemelha a uma constante, pois sua ondulação pico a pico é inferior a 2%. O retificador é ainda robusto no que se refere a regulação dessa tensão de saída por obra de variações de carga.

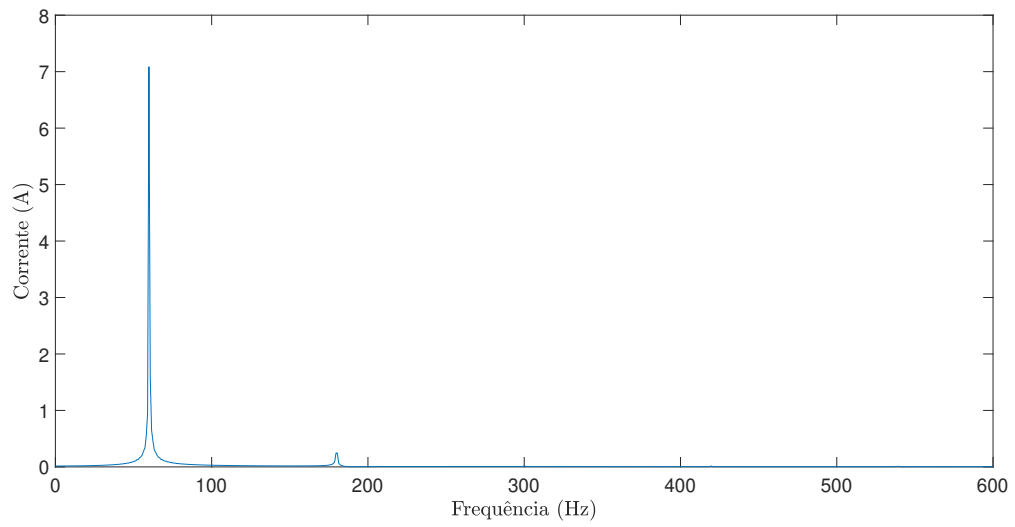


Figura 4.43: Espectro de frequência da corrente de entrada do retificador boost monofásico.

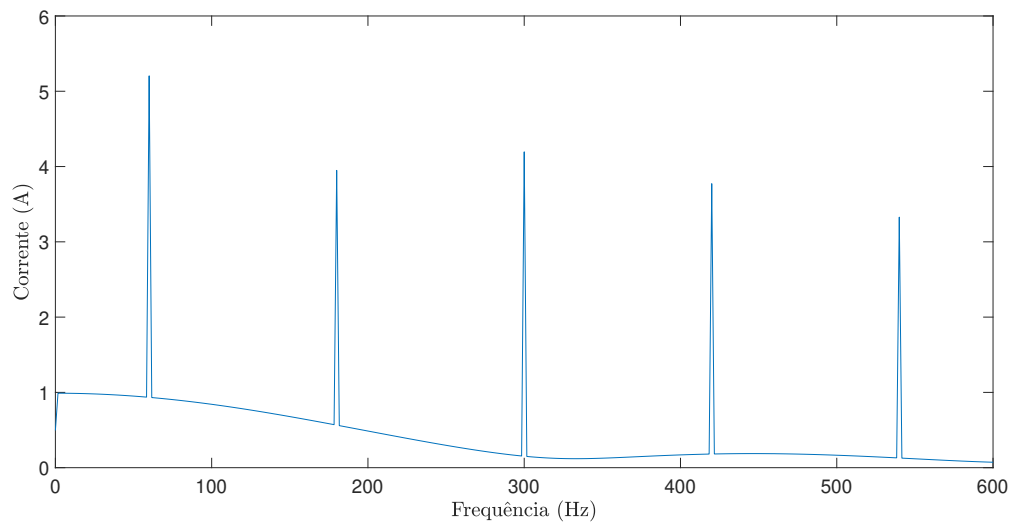


Figura 4.44: Espectro de frequência da corrente de entrada do retificador monofásico com capacitor de saída.

RETIFICADOR BOOST TRIFÁSICO

5.1 INTRODUÇÃO

Após o estudo da conexão trifásica/bifásica Le Blanc e do retificador boost monofásico, consolidou-se a base para o entendimento da operação do transformador boost trifásico com fator de potência unitário. Este é redesenhado na Figura 5.1.

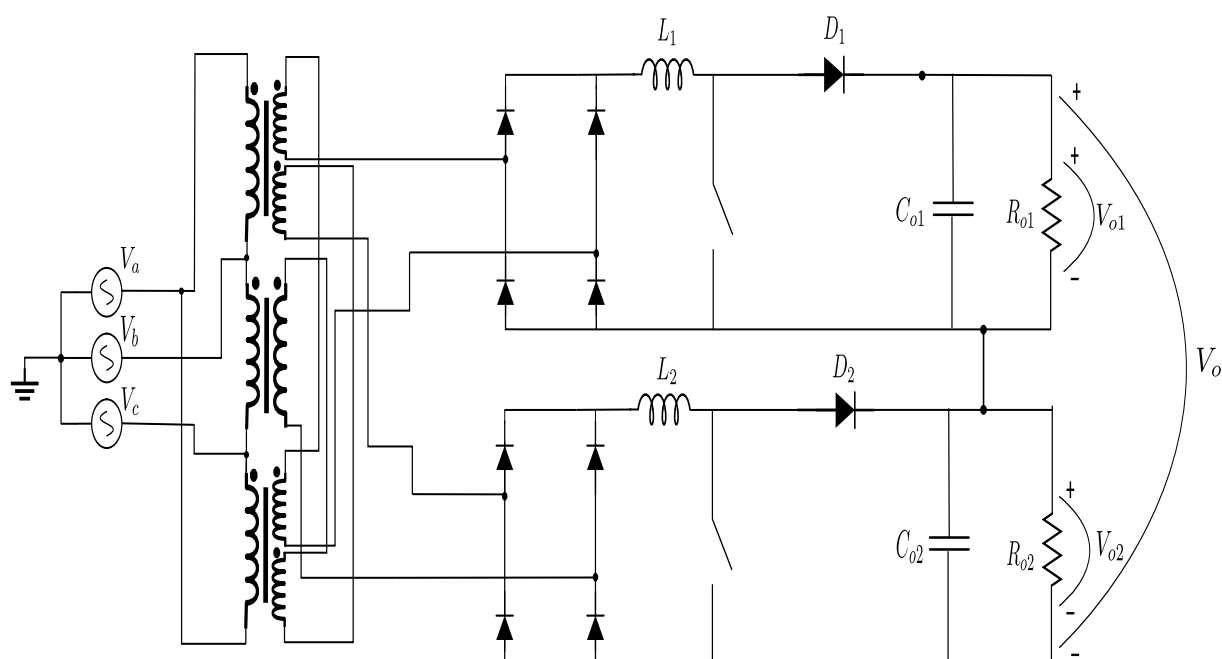


Figura 5.1: Retificador boost trifásico isolado proposto.

O retificador proposto é formado por uma etapa de conexão Le Blanc alimentada pela fonte de tensão trifásica. A saída bifásica do transformador fornece potência para dois estágios de conversores boost monofásicos que estão conectados em série. Dessa forma, é garantido um ponto médio regulado para essa estrutura.

O ponto médio regulado permite que a topologia em questão reduza o número estágios monofásicos (e consequentemente interruptores) dos convencionais três para dois. Outras vantagens são: possibilidade de alimentação de parte da carga em caso do não funcionamento de um dos estágios monofásicos; além de interruptores submetidos à metade da tensão de saída (em vez de toda a tensão).

Em função da conexão em série dos estágios monofásicos, a tensão de saída é formada pela soma das saídas individuais, V_{o1} e V_{o2} , de cada um dos conversores monofásicos:

$$V_o = V_{o1} + V_{o2}. \quad (5.1)$$

A ondulação de baixa frequência (duas vezes a frequência de alimentação do sistema) está presente em cada uma das saídas dos retificadores monofásicos, V_{o1} e V_{o2} . Contudo, devido à atuação do transformador Le Blanc, fornecendo tensões bifásicas em quadratura na entrada do conversor, estas tensões são defasadas de 180° . Badin demonstra em uma topologia semelhante – utilizando, porém, a conexão Scott na entrada do sistema – o equacionamento que justifica os 180° entre as tensões de saída (BADIN, 2009).

O resultado do defasamento de 180° entre V_{o1} e V_{o2} é o de uma ondulação anular mutuamente a outra. Essa concepção é assimilada com maior clareza pela Figura 5.2. A tensão de saída, V_o , transfigura-se praticamente então em uma constante, em conformidade com o que se deseja para um retificador. Os valores de capacitância C_{o1} e C_{o2} , não obstante, devem ser iguais, independentemente de seu valor. Essa hipótese é considerada em projeto, consoante com o que é adotado nas seções subsequentes.

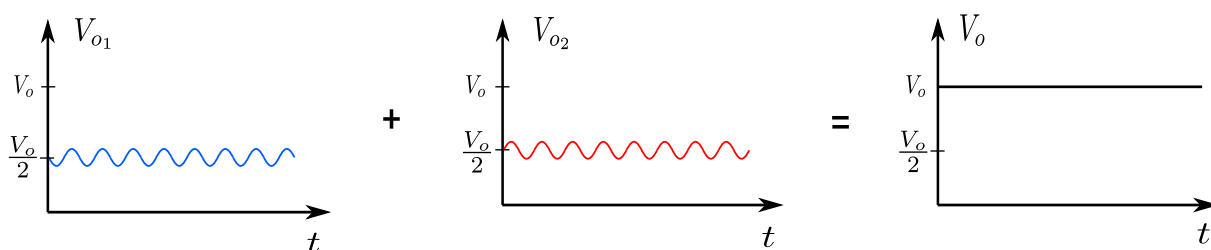


Figura 5.2: Formação da tensão de saída do retificador trifásico. Adaptado de (BADIN, 2009).

5.2 MODELAGEM E CONTROLE DO RETIFICADOR TRIFÁSICO

O procedimento para modelagem e controle do retificador trifásico é o mesmo utilizado para o monofásico. Os dois estágios monofásicos são tratados e controlados independentemente. A modelagem de cada um deles é realizada por meio dos valores médios, enquanto a metodologia para o controle também é equivalente ao exposto no capítulo anterior. São empregadas uma malha de corrente e outra de tensão para cada estágio monofásico, totalizando duas malhas de corrente e duas de tensão.

Os dois módulos monofásicos são adotados como idênticos. Isto é, são selecionados retificadores com mesmos valores de indutância, capacitância e carga. Dessa maneira, a estrutura de controle de ambos é exatamente a mesma, dispondo de parâmetros também igualmente selecionados.

A Figura 5.3 ilustra o controle independente exercido, demonstrando cada etapa retificadora com sua malha de tensão e corrente. O traçado em azul simboliza as malhas de tensão, enquanto que a cor vermelha faz referência aos laços de corrente.

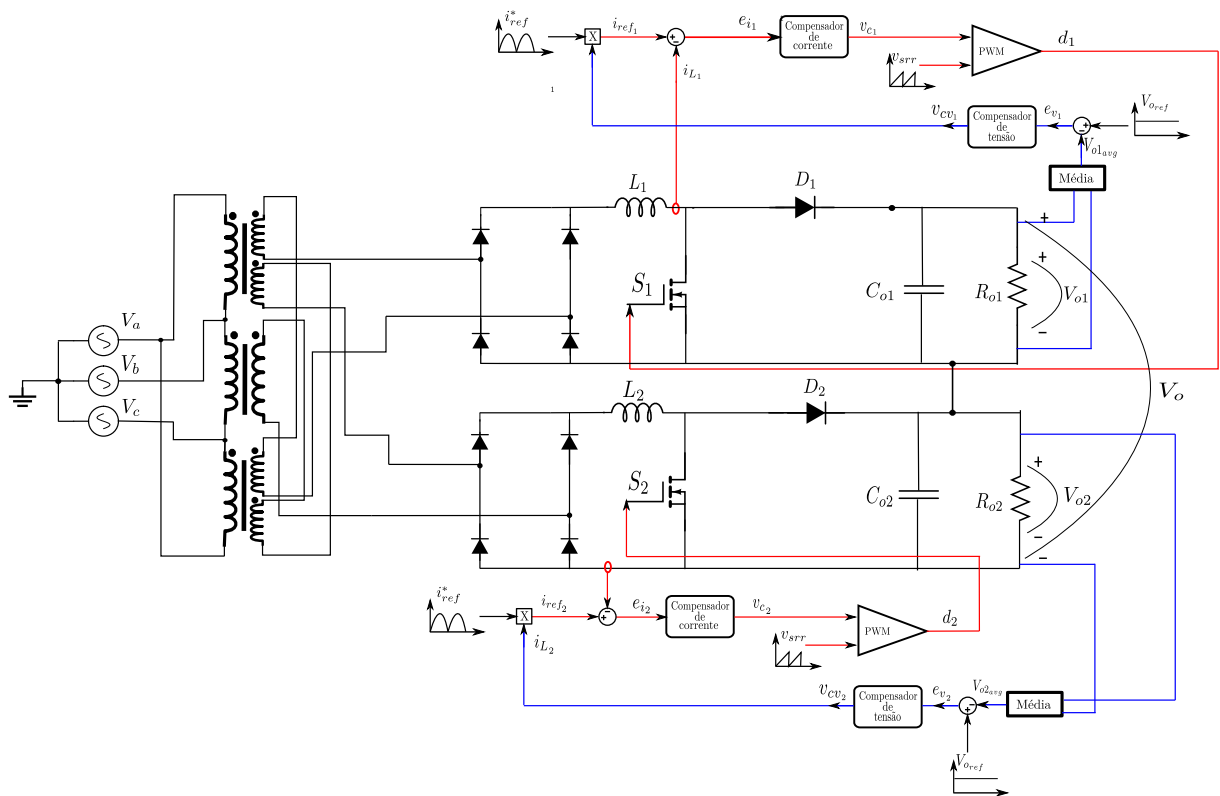


Figura 5.3: Retificador trifásico proposto e suas malhas de controle de tensão e de corrente.

5.3 PROJETO DO RETIFICADOR TRIFÁSICO

As especificações do projeto final do retificador trifásico proposto são convenientemente selecionadas para aproveitar o projeto monofásico do capítulo anterior. A tensão de saída é alterada em relação ao projeto anterior, uma vez que seu valor é o dobro do estabelecido para o caso monofásico. Adicionalmente, a potência de saída trifásica é a soma das contribuições das duas cargas. Logo, também possui o dobro do valor do caso para uma fase (grande vantagem do retificador trifásico).

As Tabelas 5.1 e 5.2 apontam as especificações adotadas, respectivamente, em relação aos parâmetros de entrada e saída do retificador trifásico.

Tabela 5.1: Especificações de entrada do projeto do retificador trifásico proposto.

Especificação	Valor
Frequência da rede f_r	60 Hz
Tensão de fase de alimentação (RMS) V_{in}	220 V
Rendimento do conversor η	1

Tabela 5.2: Especificações de saída do projeto do retificador trifásico proposto.

Especificação	Valor
Tensão média na carga V_o	800 V
Potência P_o	2400 W
Frequência de comutação f_s	30 kHz
Ondulação máxima relativa de pico da corrente no indutor Δi_L	20%
Ondulação relativa pico a pico na tensão do capacitor em 120 Hz ΔV_{opp}	2%

Em posse dessas especificações, gera-se como resultado o mesmo dimensionamento do conversor boost (L, C_o). A carga nominal de cada etapa, R_o , é a mesma e igual a $133,33 \Omega$, originando uma carga total de $266,66 \Omega$.

Da mesma forma, as plantas das malhas de tensão e corrente, os ganhos contidos em ambos os laços, assim como as funções de transferência dos compensadores são os mesmos obtidos no capítulo anterior. Ademais, são iguais para os dois estágios monofásicos.

No tocante à conexão Le Blanc empregada, as relações de transformação foram selecionadas para que o ganho de amplitude do primário para o secundário fosse unitário. Um fator de $\sqrt{3}$ foi adicionado a cada relação de transformação para o sucesso de tal fim. A Tabela 5.3 exhibe as relações de transformação para o transformador Le Blanc, assim como as condições de alimentação (condizentes com as especificações de entrada V_{in} e f_r da Tabela 5.1). Os parâmetros a_1 , a_2 e a_3 são referentes ao esquemático da Figura 3.16.

Os resultados alcançados em simulação para esse projeto são, por fim, evidenciados na seção subsequente.

Tabela 5.3: Parâmetros utilizados na etapa Le Blanc do retificador trifásico.

Parâmetro	Valor
Frequência de alimentação das três fases	60 Hz
Tensão de fase de alimentação (RMS)	220 V
Ângulo de fase de A	-90°
Ângulo de fase de B	150°
Ângulo de fase de C	30°
Relação de transformação a_1 do transformador de 2 enrolamentos	$\frac{3\sqrt{3}}{2}$
Relação de transformação a_2 dos transformadores de 3 enrolamentos	3
Relação de transformação a_3 dos transformadores de 3 enrolamentos	$3\sqrt{3}$

5.4 RESULTADOS DA SIMULAÇÃO

A ideia principal da simulação do retificador trifásico em questão é a de analisar: as tensões bifásicas na saída da conexão Le Blanc; a corrente de entrada de uma das fases e sua fase em relação à respectiva tensão; a tensão de saída e sua regulação após aplicação de uma perturbação de carga; além das correntes trifásicas de entrada.

O circuito do retificador trifásico isolado proposto a ser simulado no software PSIM é exibido na Figura 5.3. A simulação dessa estrutura foi dividida em duas partes para melhor visualização: o apêndice A.7 indica o circuito de potência, enquanto o A.8 reflete o circuito de controle.

As especificações de entrada e saída, relações de transformação para os transformadores da conexão Le Blanc, dimensionamento da etapa boost de cada estágio monofásico, assim como todos os parâmetros da parte do controle das malhas de tensão e corrente foram definidos na seção anterior do projeto.

Em relação à simulação do circuito proposto:

- O tempo de simulação é de 1,9 s;
- Por volta de 1,1 s, a resposta transitória inicial do sistema cessa e ele atinge o estado de regime;
- Um decréscimo de carga de 30% é injetado no sistema aos 1,2 s;
- O sistema está novamente em regime em torno de 1,85 s.

Nessa simulação, o tempo em que a carga foi alterada (1,2 s) é superior aos 0,8 s do caso monofásico. É necessário que se aguarde o tempo da resposta transitória para aplicação do degrau de carga. Caso contrário, parcelas em regime e transitória coexistem, perturbando a análise. Essa resposta transitória mais lenta se deve ao fato da contribuição de novos componentes como os transformadores da conexão Le Blanc.

Os sinais de tensão de saída e corrente no indutor de um dos estágios monofásicos serão avaliados para se averiguar o efeito desse degrau de carga no retificador trifásico.

Os sinais de controle para cada uma das unidades monofásicas não serão plotados nessa seção. Seus resultados são similares aos adquiridos na simulação monofásica e só representariam maior esforço computacional e tempo de simulação. Os sinais de potência do apêndice A.7 são alvo de maior interesse.

A transformação trifásica/bifásica Le Blanc e seu ganho de amplitude unitário é o primeiro aspecto a ser verificado. Portanto, as tensões de fase de alimentação são plotadas na Figura 5.4 e as tensões do secundário da conexão na Figura 5.5. Assim, pode-se notar a mesma amplitude (igual a $220\sqrt{2}$ V) para ambos os conjuntos de tensões.

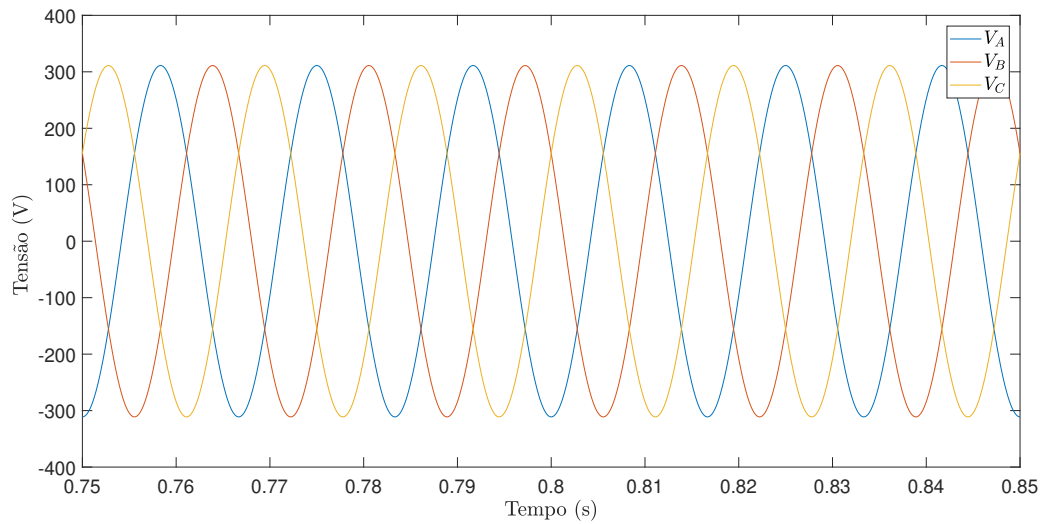


Figura 5.4: Tensões de fase de alimentação do retificador trifásico.

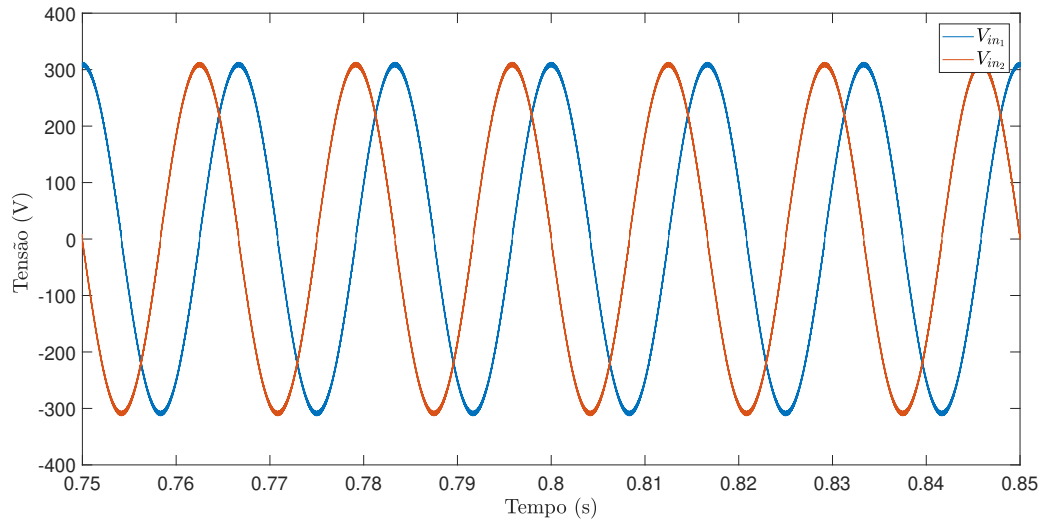


Figura 5.5: Tensões de entrada de cada estágio monofásico do retificador.

Assegurando-se que tensões trifásicas são transformadas em bifásicas de mesma amplitude, a atenção pode ser voltada para as etapas monofásicas boost em série. Cada uma dessas fases em quadratura alimenta um dos estágios e a especificação de tensão de entrada do retificador trifásico se torna a mesma de cada uma das unidades monofásicas projetadas separadamente.

A tensão de alimentação da fase A e sua respectiva corrente de entrada em regime são expostos na Figura 5.6. Esse é um resultado de grande significado, uma vez que reflete o formato da corrente de entrada em uma das fases (além de seu deslocamento em relação à tensão da respectiva fase), representando o objetivo maior do trabalho. O fator de potência alcançado foi de 0,995.

A faixa temporal de simulação do gráfico da Figura 5.6 foi convenientemente adotada entre 1,1 e 1,3 s para que demonstrasse o comportamento da corrente da entrada em regime.

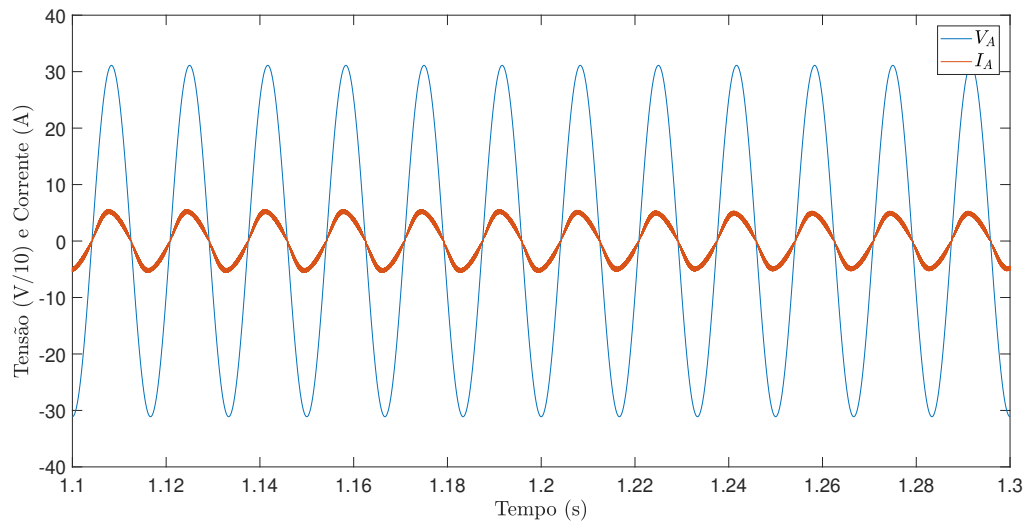


Figura 5.6: Tensão e corrente de entrada em regime da fase A do retificador trifásico.

A Figura 5.7 exibe, por sua vez, as parcelas de tensão de saída V_{o1} e V_{o2} dos estágios monofásicos que em série compõem a tensão de saída V_o . Nota-se que, tomadas individualmente, são semelhantes aos resultados logrados na simulação monofásica. Percebe-se ainda que as tensões são dotadas de ondulação de 120 Hz. Em regime, fica nítida a defasagem de 180° entre elas. Um recorte é efetuado para se facilitar essa visualização na Figura 5.8. Ao mesmo tempo, sua escolha entre 1,15 e 1,9 s viabiliza a análise da atuação dos controladores de tensão para regular as respectivas tensões de saída.

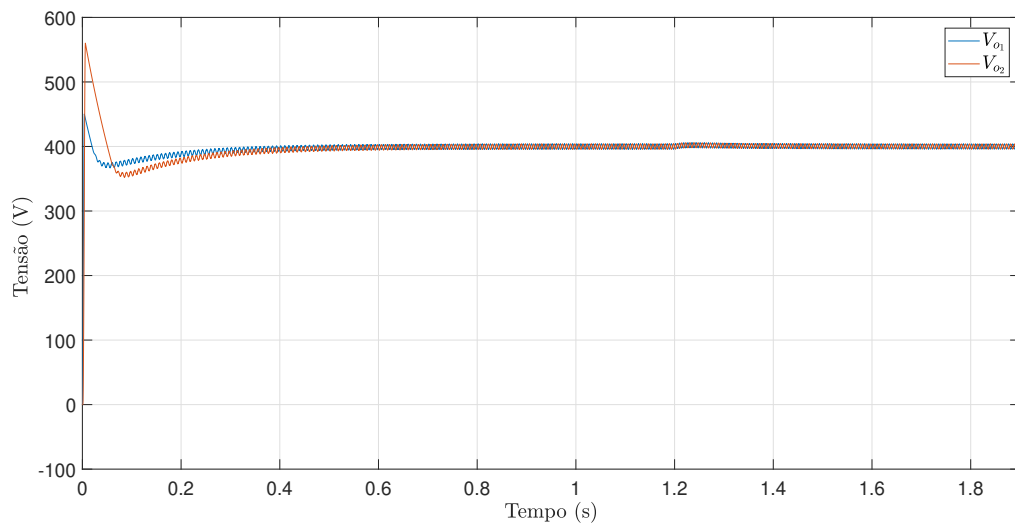


Figura 5.7: Tensões de saída dos estágios monofásicos do retificador.

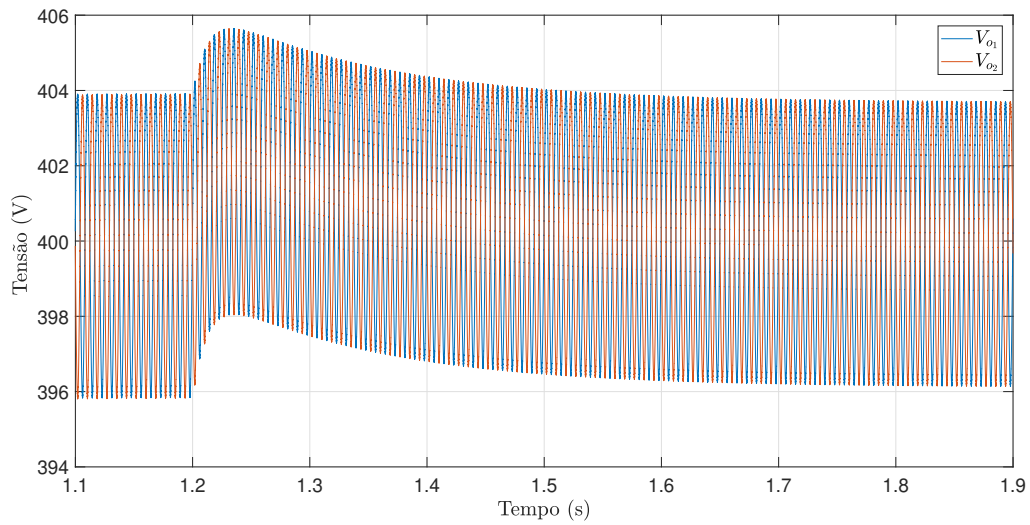


Figura 5.8: Tensões de saída dos estágios monofásicos do retificador em torno do degrau de carga.

A tensão de saída do retificador trifásico proposto é representada na Figura 5.9. Conforme explanado no presente capítulo, as ondulações de 120 Hz presentes nas saídas de cada um dos estágios monofásicos se anulam mutuamente. Essa característica propicia um tensão de saída praticamente constante com ondulação pico a pico desprezível. Trata-se de um cenário ideal em relação à tensão na carga de um retificador.

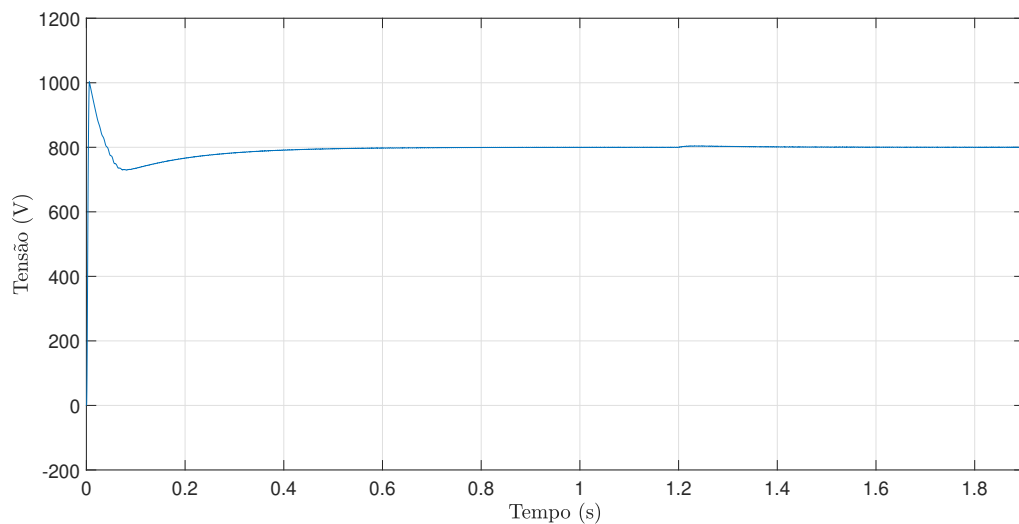


Figura 5.9: Tensão de saída do retificador trifásico proposto.

Um recorte entre 1,15 e 1,9 s do gráfico da Figura 5.9 proporciona a oportunidade de avaliar mais claramente a regulação da tensão total na carga devido ao decréscimo

promovido em 1,2 s. Este gráfico é evidenciado na Figura 5.10. É possível notar um erro estático nulo na tensão de saída após atuação dos compensadores de tensão. Previamente à aplicação da carga, o erro em regime também era nulo em razão da primeira ação desses controladores.

Ainda em relação à Figura 5.10, é possível constatar uma ondulação de baixa frequência com amplitude pico a pico de $0,06\% = 0,5 \text{ V}$ em regime.

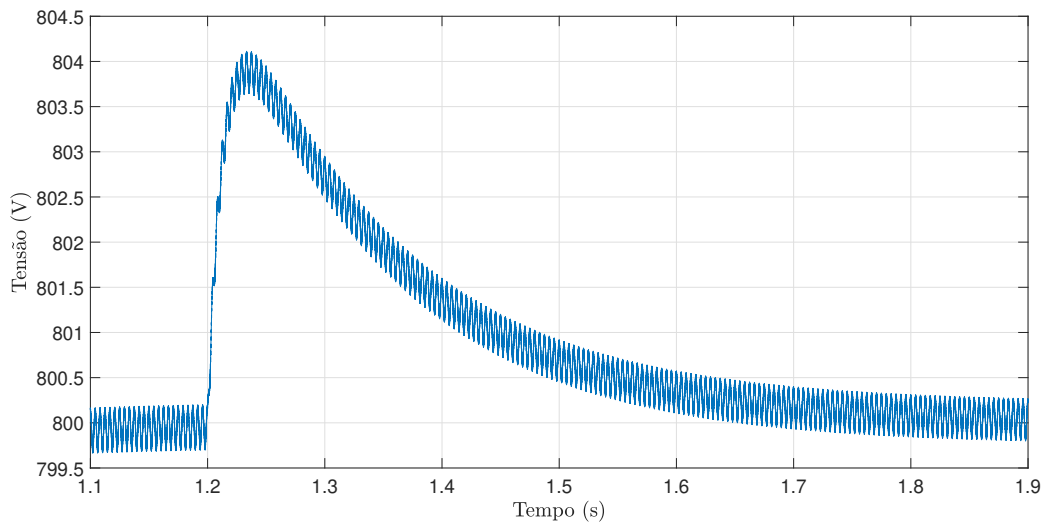


Figura 5.10: Tensão de saída do retificador trifásico proposto em torno do degrau de carga.

A tensão sobre o interruptor de um dos estágios monofásicos (semelhante ao outro) é indicada na Figura 5.11. Seu valor de pico gira em torno de 400 V. Percebe-se a contribuição das altas frequências de comutação, assim como a envoltória de baixa frequência em torno do valor de pico. Nota-se que os interruptores ficam submetidos à metade do valor da tensão total de saída.

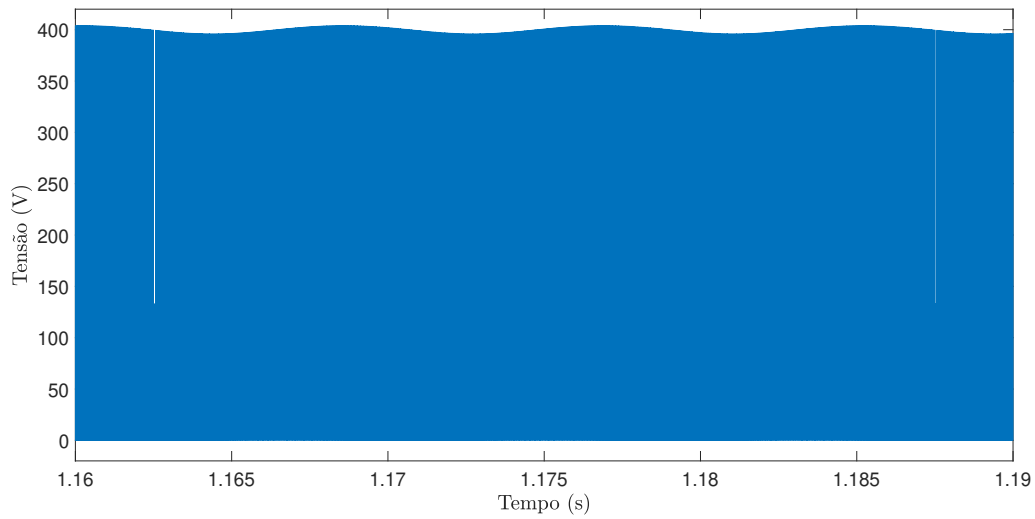


Figura 5.11: Tensão sobre o interruptor de um dos estágios monofásicos do retificador.

Na Figura 5.12, é sinalizada a corrente do indutor de um dos estágios monofásicos do retificador trifásico proposto. Também é viável notar a mudança de amplitude da corrente no indutor ao se alterar a carga na saída. É o valor de pico dessa corrente que controla a tensão média de saída. Reduzindo-se a carga, seu pico deve também decrescer para se manter a tensão V_o constante.

É interessante notar também que ao reduzir o valor da carga de saída, a potência fornecida a carga é menor que seu valor nominal projetado. Isto se deve novamente ao fato de a tensão de saída ser um parâmetro constante.

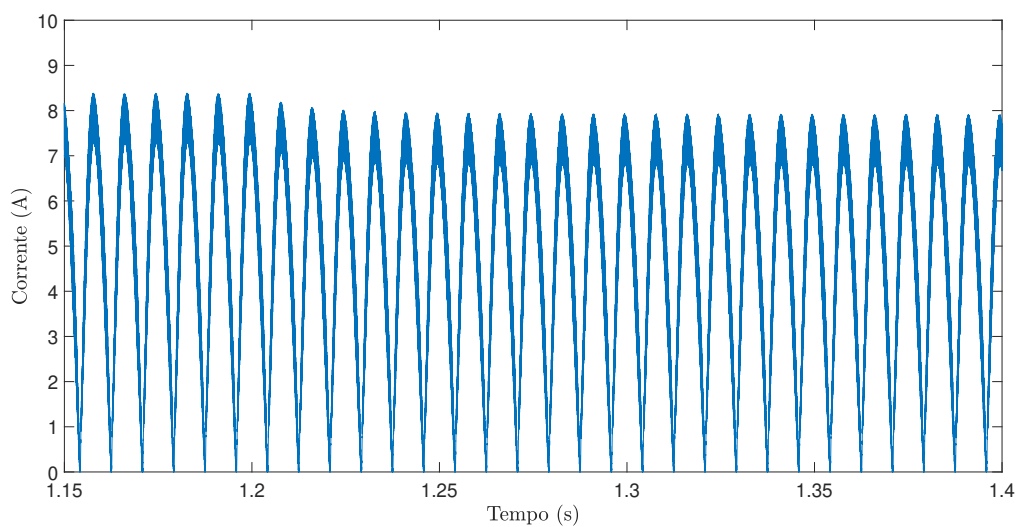


Figura 5.12: Corrente do indutor de um dos estágios monofásicos do retificador.

As correntes de entrada do retificador trifásico em regime são representadas na Figura 5.13. Assim, é possível averiguar que o sistema funciona como um todo, sem deformar as correntes das fases B e C (as quais não foram exibidas).

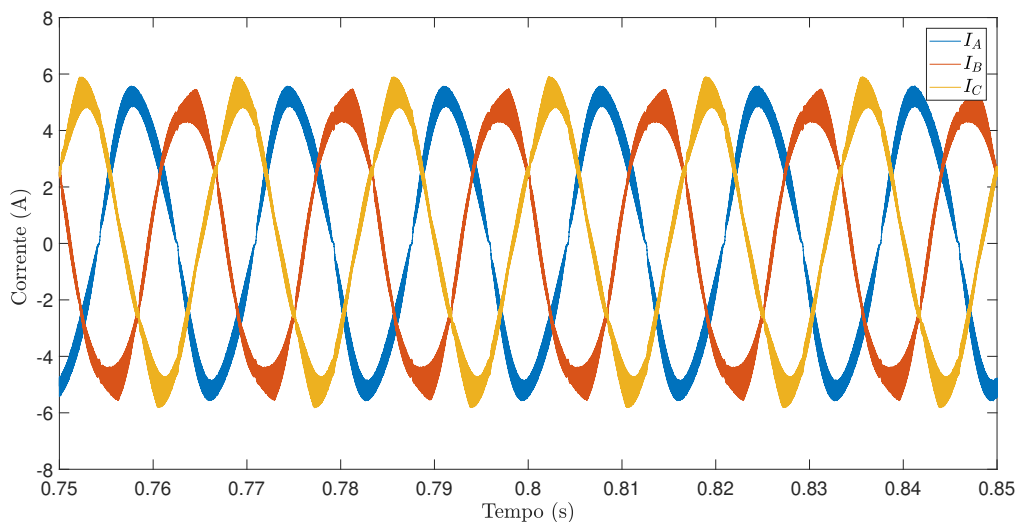


Figura 5.13: Correntes de entrada do retificador trifásico.

Na intenção de se mensurar a eficácia do controle aplicado na topologia do retificador trifásico proposto para correção do fator de potência, o espectro de frequência da corrente de entrada da fase A é traçado em 5.14. Uma comparação com o espectro de uma das fases de um retificador trifásico passivo com capacitor na saída (sem estágio CC-CC), exibido em 5.15, é efetuada. O circuito desse retificador passivo a ser simulado é ilustrado na Figura 2.2. A simulação para obtenção desse espectro harmônico está disposta no apêndice A.9.

Nota-se, na Figura 5.14, um pico elevado (aproximadamente 4 A) na frequência fundamental de 60Hz, enquanto há uma componente de terceira harmônica com amplitude de 0,25 A. As demais harmônicas de ordem ímpar tem amplitude desprezível.

O espectro harmônico do retificador trifásico com capacitores de saída, por sua vez, detém picos elevados nas harmônicas ímpares, de acordo com a Figura 5.15. Amplitudes de pelo menos 1 V são notadas até frequências de 2 kHz. As harmônicas de quinta e sétima ordem portam amplitude de quase a mesma magnitude da frequência fundamental, comprovando a ineficiência dessa topologia para conquista de altos valores de fator de potência.

É evidente, portanto, o ganho na qualidade da corrente de entrada com a estrutura proposta ao comparar os gráficos das Figuras 5.14 e 5.15. O espectro de frequência do retificador proposto justifica o fato de a corrente de entrada deter forma de onda próxima

à uma senóide pura no domínio do tempo.

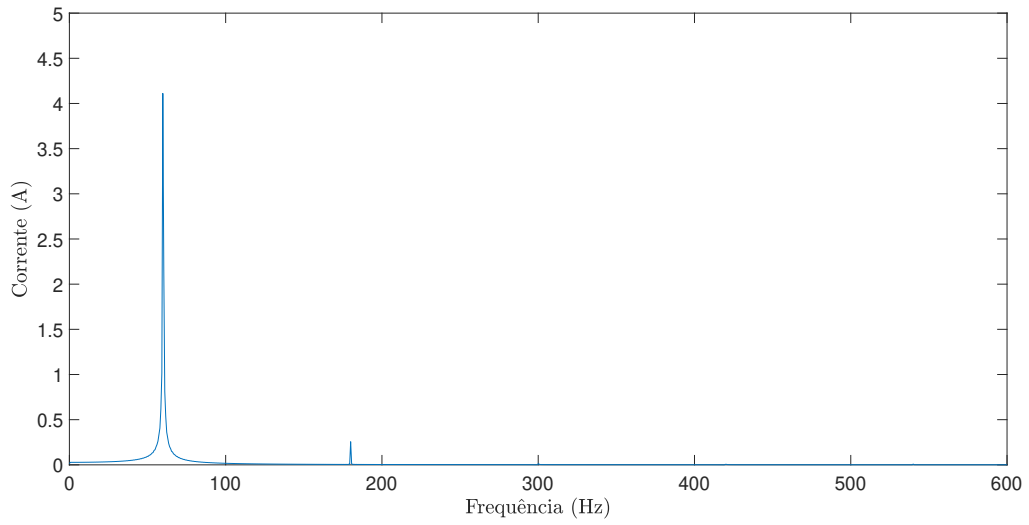


Figura 5.14: Espectro de frequência da corrente de entrada da fase A do retificador boost trifásico.

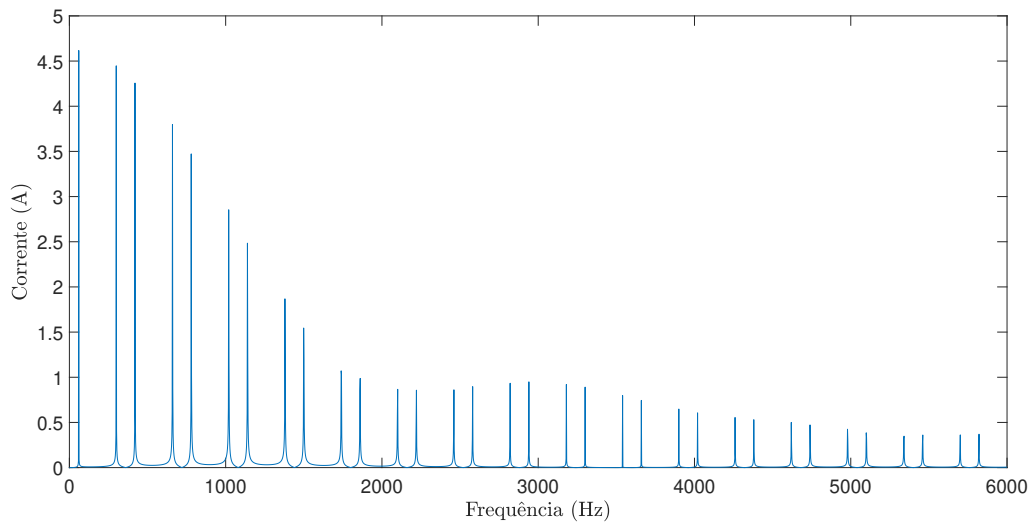


Figura 5.15: Espectro de frequência de uma das corrente de entrada do retificador trifásico com capacitores de saída.

A tensão de saída média atingiu 800 V, assim como a potência consumida pela carga é de $P_o = 2400$ W, consoante com:

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_o} = \frac{800^2}{266,66} = 2400 \text{ W}. \quad (5.2)$$

A ondulação da tensão de saída é 0,06%, conforme supracitado. A ondulação máxima da corrente no indutor em regime é de 14,04%, de acordo com a Figura 5.12. Portanto, todas as especificações de saída da Tabela 5.2 foram respeitadas. A frequência de comutação observada para ambos os módulos monofásicos também foram os 30 kHz projetados.

A Tabela 5.4 fornece um resumo com os dados do desempenho do retificador isolado trifásico proposto com relação às especificações de saída e fator de potência obtido em uma das fases de entrada (A).

Tabela 5.4: Dados de desempenho do retificador trifásico proposto.

Parâmetro	Valor
Fator de potência na entrada (fase A)	0,995
Tensão média na carga V_o	800 V
Potência P_o	2400 W
Ondulação máxima relativa de pico da corrente no indutor Δi_L	14,04%
Ondulação relativa pico a pico na tensão do capacitor em 120 Hz ΔV_{opp}	0,06%

CONCLUSÃO

Um retificador trifásico isolado em baixa frequência, dispondo de uma conexão trifásica/bifásica Le Blanc para se reduzir o número de estágios monofásicos de três para dois (assim como os interruptores), foi proposto nesse trabalho. Ele apresentou corrente de alta qualidade de entrada com fator de potência praticamente unitário. Sua tensão de saída projetada também foi atingida, apresentando ondulações abaixo das especificações e erro estático nulo. Ademais, essa tensão sobre a carga também conserva característica de regulação, mantendo-se com variações de carga.

Primeiramente, no capítulo 2, estruturas clássicas da literatura foram retratadas, assim como seus desempenhos típicos em relação a aspectos qualitativos e fator de potência de entrada. Um foco maior foi direcionado para os retificadores trifásicos por possibilitarem cargas de maior potência. O retificador proposto apresentou desempenho superior em relação ao fator de potência. Adicionalmente, a topologia alvo de estudo do trabalho viabiliza também o controle da tensão de saída pela sua característica ativa.

As conexões trifásicas/bifásicas foram estudadas no capítulo 3. Exploraram-se os principais transformadores para execução dessa tarefa: Scott e Le Blanc. Simularam-se operações de ambas as conexões separadamente, apresentando igual rendimento em termos de conversões de tensões. Os transformadores foram comparados então qualitativamente e o Le Blanc foi selecionado para utilização no retificador trifásico proposto.

O emprego do transformador Le Blanc na topologia do retificador boost trifásico sugerido oportunizou a simplificação do controle do conversor. Dois estágios monofásicos são conectados em série e puderam ser controlados separadamente com técnica clássica de controle de retificador boost monofásico. Poupou-se um controle mais complexo diretamente trifásico.

O sistema monofásico pôde então ser modelado segundo a técnica de modelo médio. Em razão de o controle ser realizado independentemente entre os estágios monofásicos do retificador, a modelagem de cada módulo monofásico simboliza a modelagem do sistema trifásico como um todo.

Um controle clássico empregando uma malha interna de corrente e outra externa de tensão foi efetuado. Compensadores PI, consolidados na literatura, foram utilizados nas referidas malhas. A estrutura trifásica, portanto, detém duas malhas de corrente e duas de tensão independentes no total. A malha de corrente é a responsável por assegurar o formato desejado para a corrente no indutor, proporcionando alto valor de fator de potência na entrada. O laço de tensão garante supressão do erro estático e regulação da tensão de saída com alterações de carga.

No software PSIM, simulou-se a operação do retificador boost monofásico. Ele apresentou alto fator de potência (0,993), ondulação da corrente de entrada de 14,9%, além de uma baixa ondulação da tensão de saída (1,9%). Obteve erro estático nulo e alcançou os 400 V projetados. O desempenho desse retificador com correção ativa do fator de potência é superior ao dos retificadores a base de correção passiva exploradas no capítulo 2.

Contudo, é mais significativa a comparação entre estruturas trifásicas. O retificador isolado trifásico proposto apresentou em simulação desempenho superior ao próprio retificador monofásico. Por inferência lógica, o conversor proposto porta dados de desempenho superiores às demais topologias trifásicas estudadas.

A simulação do sistema trifásico proposto apresentou um fator de potência ligeiramente superior ao caso monofásico e de valor 0,995. A ondulação da corrente de entrada também decresceu levemente para 14,0%. O maior ganho, conforme esperado pela teoria apresentada, foi em relação à ondulação da tensão na carga (0,06%). A tensão de saída atingiu os 800 V do projeto sem erro estático.

Uma outra vantagem observada pelo retificador trifásico em relação ao monofásico foi: a tensão sobre o interruptor é a metade da tensão de saída de 800 V. No caso monofásico, a tensão era inteiramente imposta sobre o interruptor. Dessa forma, potências maiores podem ser atingidas para uma mesma tensão sobre o interruptor.

Adicionalmente, um ponto médio regulado foi obtido com êxito. Consequentemente, em caso de falha de um dos estágios monofásicos, o retificador opera com o outro disponível. Assim, parte da carga ainda é atendida pelo conversor.

Um inconveniente em relação a estrutura proposta é em relação a restrição da faixa de valores possíveis de projeto para a tensão de saída. Isto é, a tensão total de saída é igual no mínimo a duas vezes a tensão de entrada retificada média (situação de operação limite não aconselhável).

O retificador proposto mostrou-se, por fim, uma alternativa de sucesso para a correção do fator de potência na entrada da alimentação do sistema. Correntes de alta qualidade foram drenadas pela fonte com fator de potência praticamente unitário.

Algumas ideias de sugestões para trabalhos futuros são: pesquisa de outras conexões trifásicas/bifásicas para se empregar na etapa de redução de fases do sistema para simplificação e menor custo para a estrutura completa; aplicar outros tipos de controladores que dispõem de um número diferente de pólos e zeros, a exemplo de um zero e dois pólos, para verificar melhora de desempenho; ou mesmo aplicação de controles menos convencionais, como o vetorial, na tentativa de simplificar a estrutura empregada.

APÊNDICE A

A.1 SIMULAÇÃO DA CONEXÃO SCOTT COM O PSIM

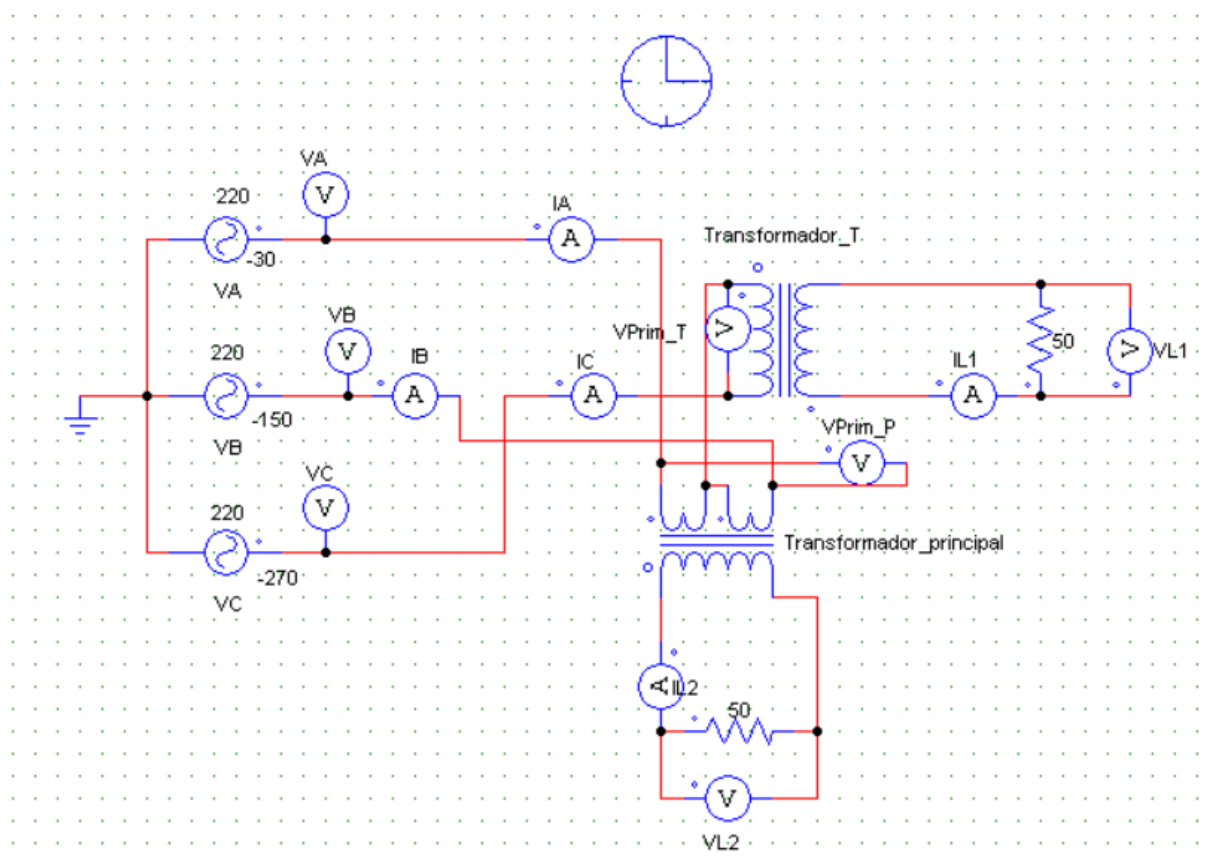


Figura A.1: Simulação do transformador Scott

A.2 SIMULAÇÃO DA CONEXÃO LE BLANC COM O PSIM

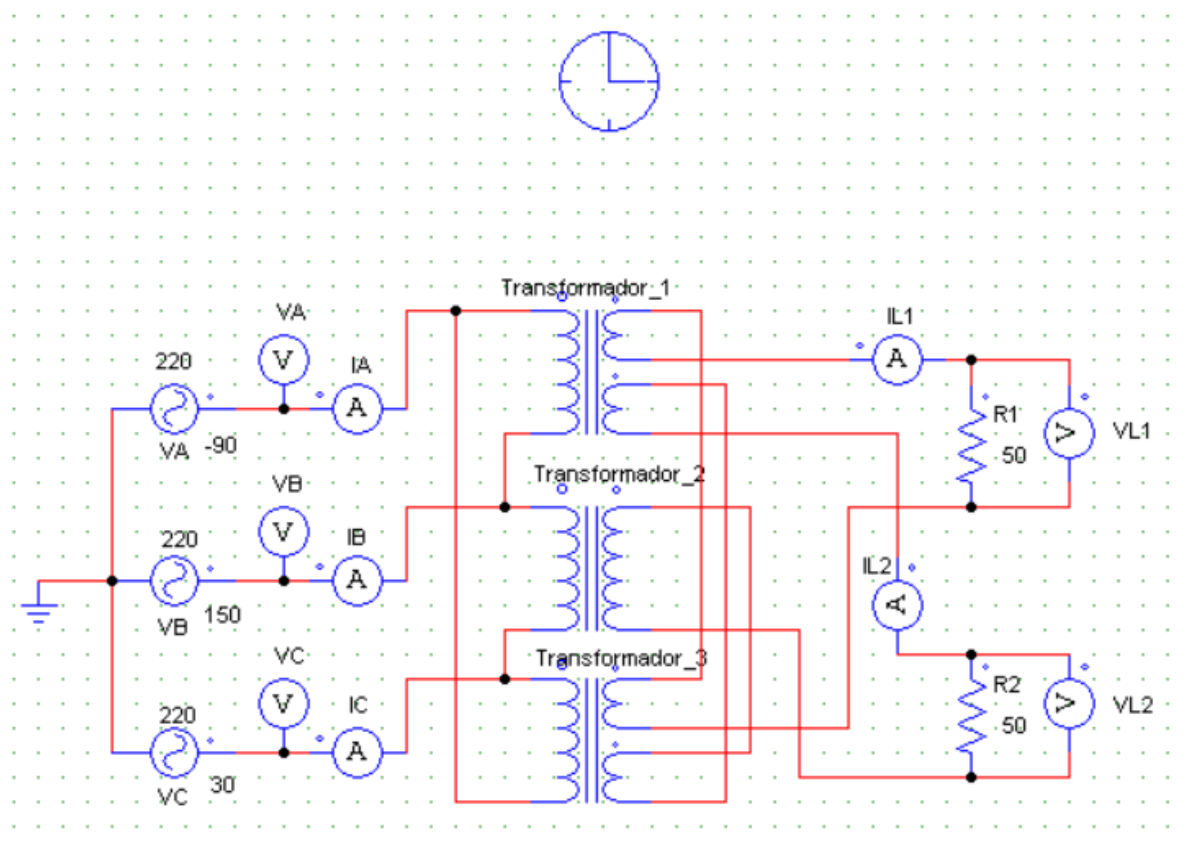


Figura A.2: Simulação do transformador Le Blanc

A.3 SIMULAÇÃO DO RETIFICADOR MONOFÁSICO BOOST CONTENDO SOMENTE MALHA DE CORRENTE COM O PSIM

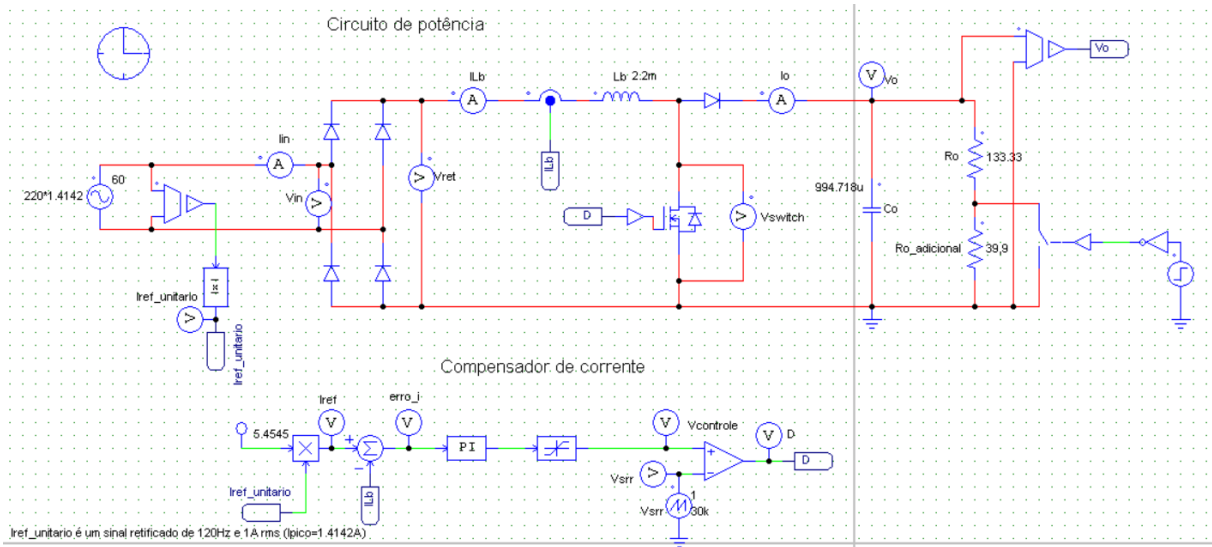


Figura A.3: Simulação do retificador Boost monofásico com malha de controle de corrente

A.4 SIMULAÇÃO DO RETIFICADOR MONOFÁSICO BOOST CONTENDO CONTROLE COMPLETO COM O PSIM

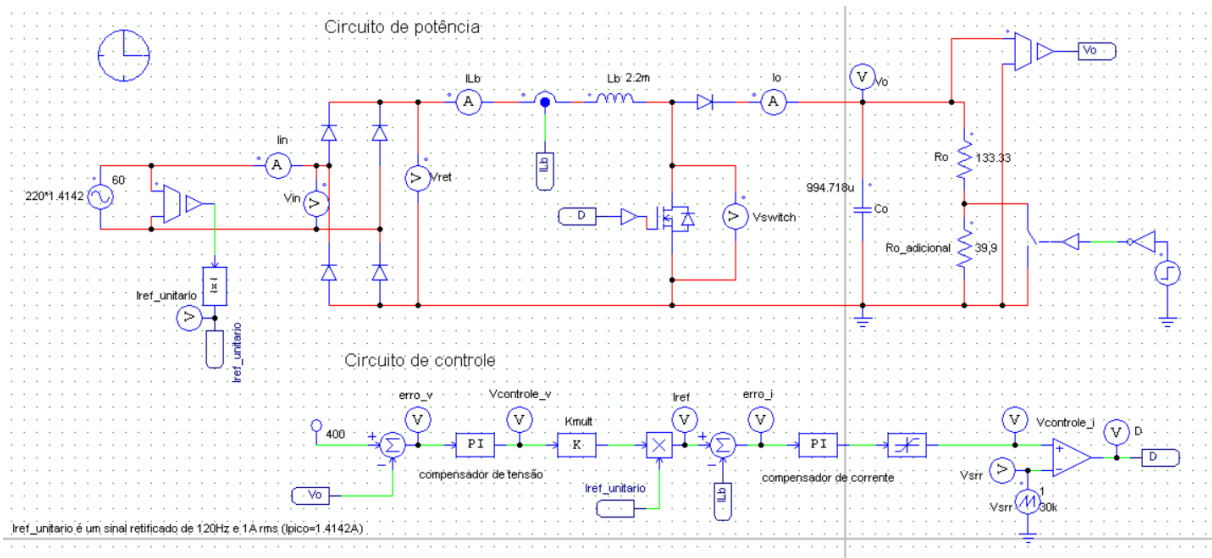


Figura A.4: Simulação do retificador Boost monofásico com malhas de controle de corrente e tensão

A.5 CIRCUITO SIMULADO DO CONVERSOR BOOST PARA OBTENÇÃO DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DA PLANTA $H_i(s)$ COM O PSIM

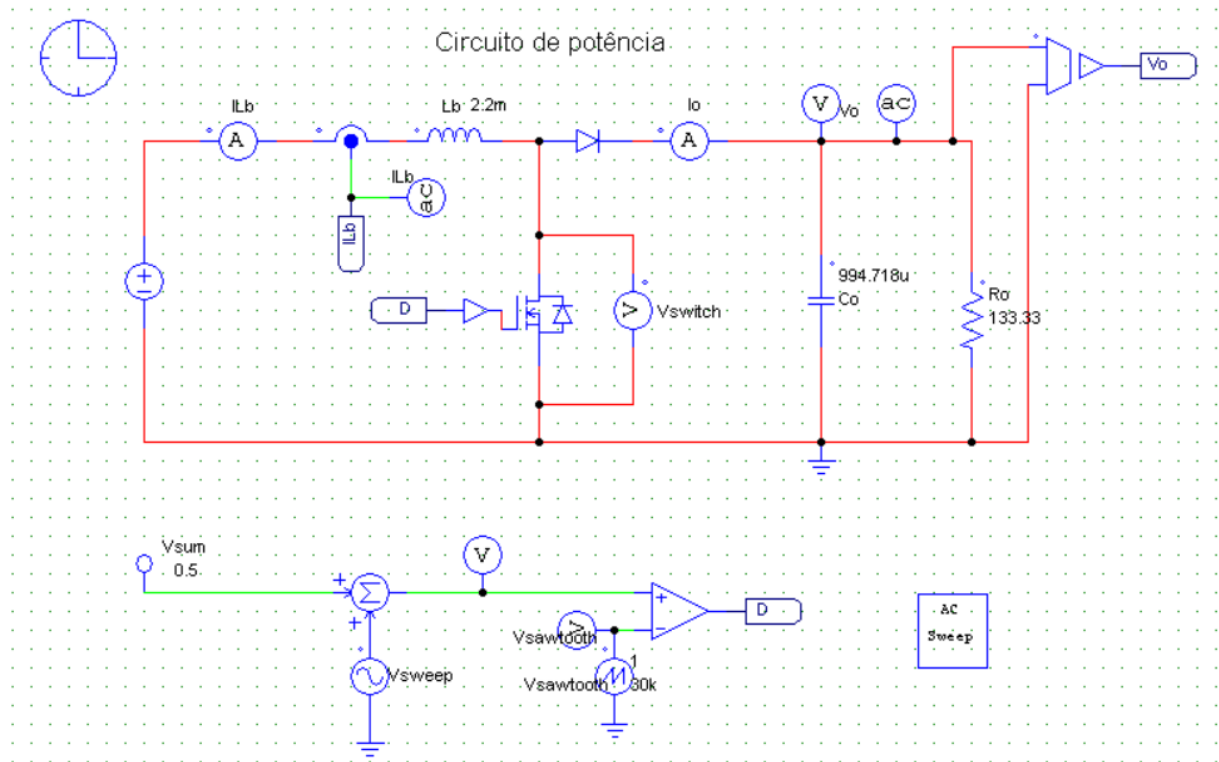


Figura A.5: Circuito simulado do conversor Boost para obtenção da resposta em frequência da planta $H_i(s)$

A.6 CIRCUITO SIMULADO DO RETIFICADOR MONOFÁSICO PASSIVO COM CAPACITOR NA SAÍDA

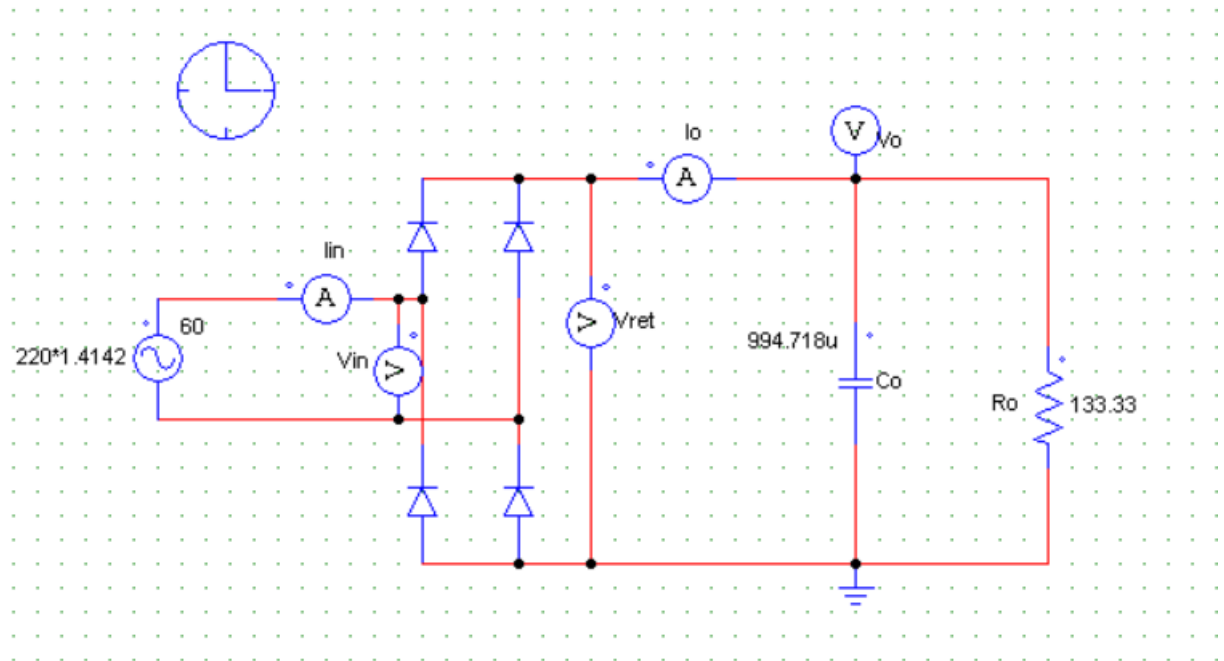


Figura A.6: Circuito simulado do retificador monofásico com capacitor de saída

A.7 SIMULAÇÃO DO RETIFICADOR TRIFÁSICO PROPOSTO- CIRCUITO DE POTÊNCIA

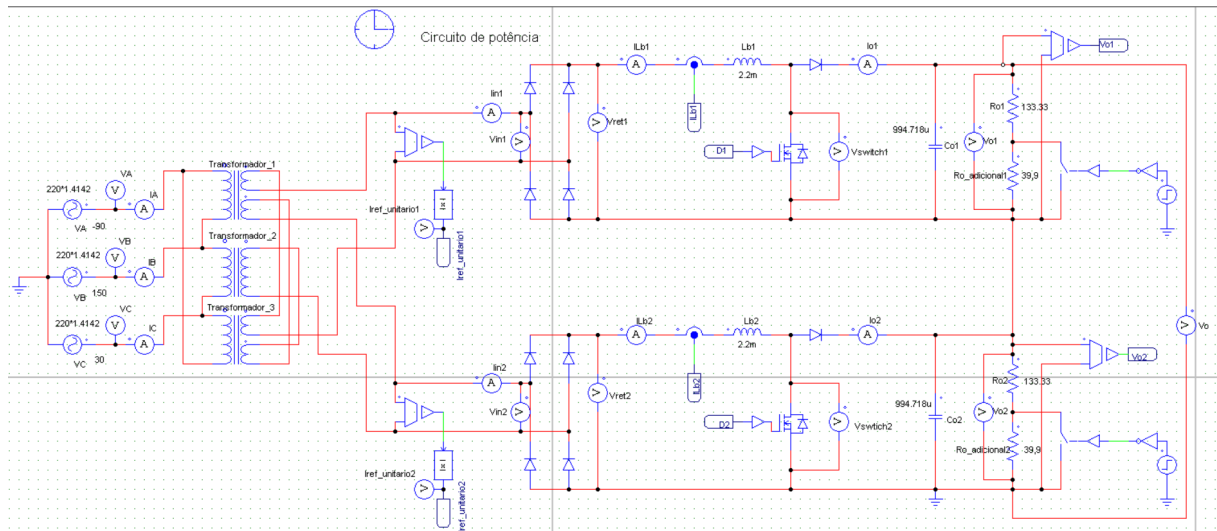


Figura A.7: Circuito de potência simulado do retificador trifásico proposto

A.8 SIMULAÇÃO DO RETIFICADOR TRIFÁSICO PROPOSTO- CIRCUITO DE CONTROLE

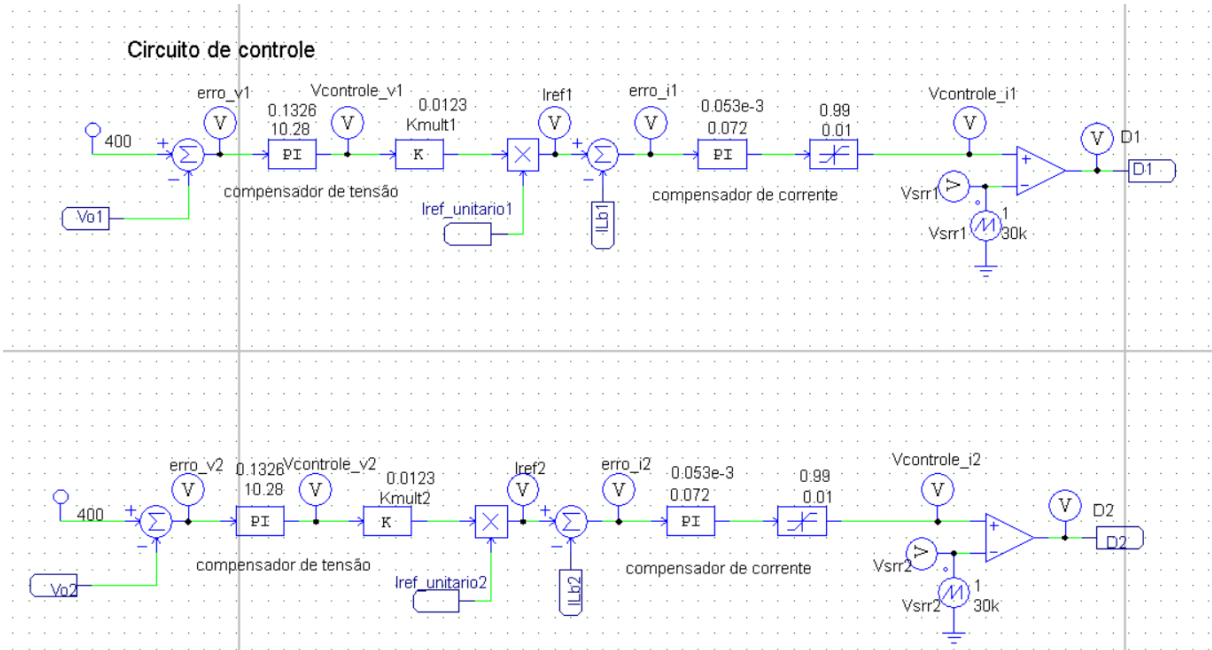


Figura A.8: Circuito de controle simulado do retificador trifásico proposto

A.9 CIRCUITO SIMULADO DO RETIFICADOR TRIFÁSICO PASSIVO COM CAPACITORES NA SAÍDA

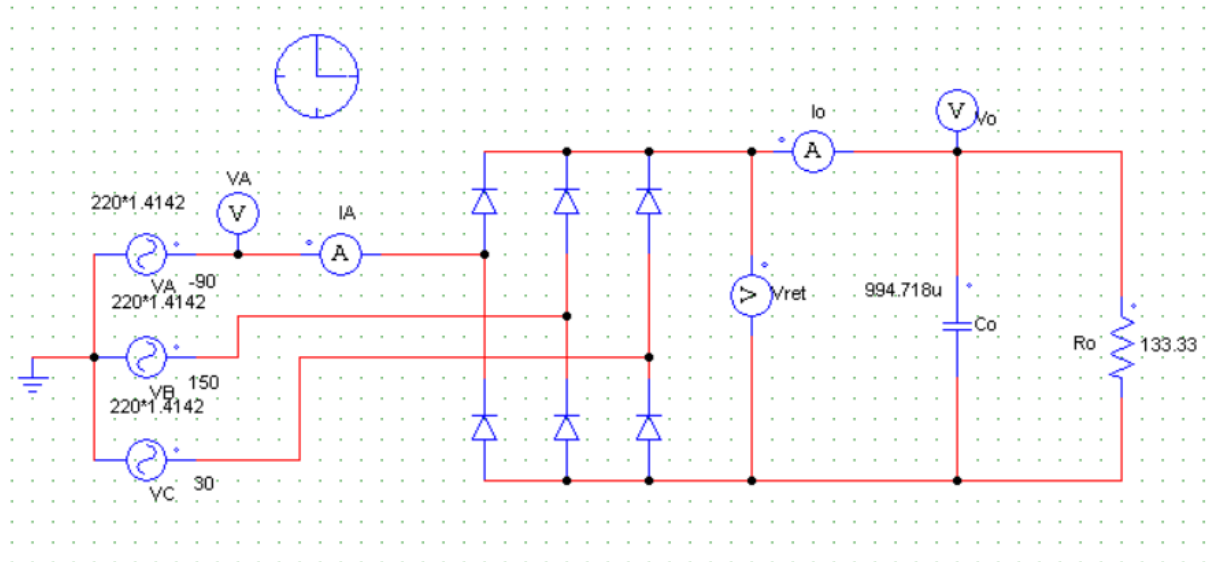


Figura A.9: Circuito simulado do retificador trifásico com capacitores de saída

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABNT. *NBR 14418:2011: Reatores eletrônicos alimentados em corrente alternada para lâmpadas fluorescentes tubulares-Previsões de desempenho*. 2011.

ANDRIANIRINA, C.-B. et al. A flexible 4kw-3 phase-2 switch pfc power rectifier for supplying a modern edm machine. *IEEE Trans. on IA*, v. 41, n. 1, 2005.

ANEEL. 2015. Disponível em: http://www2.aneel.gov.br/arquivos/pdf/modulo8_revisao_5.pdf.

ANEEL. *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional-PRODIST, Módulo 8- Qualidade da Energia Elétrica, Revisão 8*. 2017.

AYRES, C. A.; SOUZA, L. E. Fontes chaveadas; fundamentos teóricos. *FUPAI, Itajubá*, 1993.

BADIN, A. A. *Retificadores Trifásicos com Fator de Potência Unitário baseados nos Transformadores Trifásicos/Bifásicos*. 2009. 208 f. Tese (Doutorado) — Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica)—Instituto de Eletrônica de Potência, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2009. Disponível em: http://wiki.ifsc.edu.br/mediawiki/images/b/b8/Tese_alceu_andre_badin.pdf. Acesso em: 29 março 2011, 14: 00, 2009.

BARBI, I. Projeto de fontes chaveadas. 2ª edição. *Florianópolis. Edição do Autor*, p. 132, 2007.

BARBI, I. Retificadores monofásicos com correção ativa do fator de potência empregando o conversor boost. Universidade Federal de Santa Catarina, 2015.

BIANCHIN, C. G.; GULES, R. High frequency isolated three-phase rectifier for electric vehicles fast charging. In: *IEEE. Industry Applications (INDUSCON), 2016 12th IEEE International Conference on*. [S.l.], 2016. p. 1–8.

CENTER, I. H. et al. http://www.ieee.org/organizations/history_center/legacies/scott.html. 2003.

CHAPMAN, S. J. *Fundamentos de máquinas elétricas*. [S.l.]: AMGH Editora, 2013.

CHEN, T.-H. Comparison of scott and leblanc transformers for supplying unbalanced electric railway demands. *Electric Power Systems Research*, Elsevier, v. 28, n. 3, p. 235–240, 1994.

CONNELLY, F. C. *Transformers: their principles and design for light electrical engineers*. [S.l.]: Pitman, 1950.

- FONT, C. H. I. *Retificadores Trifásicos Híbridos Bidirecionais com Fator de Potência Unitário*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2009.
- FRANKLIN, A. C.; FRANKLIN, D. P. *The J & P transformer book: a practical technology of the power transformer*. [S.l.]: Elsevier, 2016.
- HOSSEINI, S. H.; BABAEI, E. Comparison of two general control methods for 3-phase to 2-phase direct converters. In: IEEE. *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2008. SPEEDAM 2008. International Symposium on*. [S.l.], 2008. p. 685–690.
- JAPPE, T. K. *Análise do retificador boost monofásico sob interrupções instantâneas da tensão de alimentação*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2009.
- JHA, A. K.; FERNANDES, B.; KISHORE, A. A single phase single stage ac/dc converter with high input power factor and tight output voltage regulation. *PIERS Online*, PIERS Online, v. 2, n. 4, p. 322–329, 2006.
- JUNIOR, E. T. d. S. *Análise e projeto de compensadores para o conversor Boost*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 1994.
- KASSICK, E. V. Harmônicas em sistemas industriais de baixa tensão. *Florianópolis: Ed. UFSC*, 2008.
- KOLAR, J. W.; FRIEDLI, T. The essence of three-phase pfc rectifier systems—part i. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 28, n. 1, p. 176–198, 2013.
- KOMATHI, C.; UMAMAHESWARI, M. Multi objective bacterial foraging optimization algorithm for power factor correction using interleaved dc-dc sepic converter. In: IEEE. *Trends in Industrial Measurement and Automation (TIMA), 2017*. [S.l.], 2017. p. 1–7.
- LANGE, A. D. B. *Retificador PFC monofásico PWM bridgeless três-níveis de alto desempenho*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2012.
- LEE, Y.-S. S. *Computer-aided analysis and design of switch-mode power supplies*. [S.l.]: Marcel Dekker, Inc., 1993.
- MARTINS, C. M. P. V. *Estudo do transformador Le Blanc*. Dissertação (Mestrado) — Faculdade de Ciências e Tecnologia, 2013.
- MARTINS, J.; MARTINS, C.; PIRES, V. F. A modeling scheme for the le blanc transformer. In: IEEE. *Compatibility and Power Electronics (CPE), 2015 9th International Conference on*. [S.l.], 2015. p. 25–30.
- MEHL, E. L. d. M. Proposição, análise, projeto e implementação prática de um novo retificador trifásico com elevado fator de potência. 1996.
- MILLER, S. K. T. *Retificador Trifásico isolado com fator de potência unitário baseado no transformador Scott*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2004.

- OGATA, K. *Engenharia de controle moderno*. [S.l.]: Pearson Prentice Hall, 2011.
- PÉRES, A. et al. Análise, projeto e aplicações do conversor zeta com alto fator de potência. *SOBRAEP- Eletrônica de Potência*, v. 1, n. 1, jun. 1996.
- PRASAD, A.; ZIOGAS, P. D.; MANIAS, S. An active power factor correction technique for three-phase diode rectifiers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 6, n. 1, p. 83–92, 1991.
- RASHID, M. H. *Power Electronics Handbook*. [S.l.]: Academic Press, 2001. 144 p.
- RAY, W.; DAVIS, R.; WEATHERHOGG, I. The three-phase bridge rectifier with a capacitive load. In: IET. *Power Electronics and Variable-Speed Drives, Third International Conference on*. [S.l.], 1988. p. 153–156.
- ROGGIA, L. *Estudo, controle e implementação do conversor Boost PFC operando no modo de condução mista*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2009.
- RUFER, A.; ANDRIANIRINA, C. A symmetrical 3 phase - 2 switch pfc-power supply for variable output voltage. 01 1995.
- SADIKU, M. N.; ALEXANDER, C. K. *Fundamentos de Circuitos Eletricos*, 3^a edição. [S.l.]: Mc Graw Hill, 2013.
- SEIXAS, F. J. M. d. et al. Conversores ca-cc de 12 kw com elevado fator de potência utilizando autotransformador com conexão diferencial de múltiplos pulsos. Florianópolis, SC, 2001.
- SINGH, B. et al. A review of single-phase improved power quality ac-dc converters. *IEEE Transactions on industrial electronics*, IEEE, v. 50, n. 5, p. 962–981, 2003.
- SOUZA, F. P. de; BARBI, I. A unity power factor buck pre-regulator with feedforward of the output inductor current. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC'99. Fourteenth Annual*. [S.l.], 1999. v. 2, p. 1130–1135.
- TOMASELLI, L. C. *Controle de um pré-regulador com alto fator de potência utilizando o controlador DSP TMS320F243*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2001.
- VORPÉRIAN, V. Simplified analysis of pwm converters using model of pwm switch. continuous conduction mode. *IEEE Transactions on aerospace and electronic systems*, IEEE, v. 26, n. 3, p. 490–496, 1990.