

**CONVERSORES MONOFÁSICOS
BIDIRECIONAIS COM CORREÇÃO
ATIVA DO FATOR DE POTÊNCIA**

Prof. Ivo Barbi

UFSC

APRESENTAÇÃO

Este documento reúne relatórios técnicos escritos pelos pós-graduandos listados abaixo, que cursaram em 2003 e 2005 a disciplina Correção Ativa de Fator de Potência de Retificadores Monofásicos, que ministrei no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFSC.

Mauro André Pagliosa
Carlos Eduardo Marcussi Gomes
Hugo Estofanero Larico
Marcelo Luiz Poletto
Marcos Aurélio Izumida Martins
Mário Henrique Pereira Santos
Marlos Gatti Bottarelli
Murilo De Pieri Fenili
Romeu Antunes Friedemann
Rhafaél Moretti
Thiago Batista Soeiro

Florianópolis, agosto de 2015.

Correção de Fator de Potência para Fontes de Alimentação

**RETIFICADOR BOOST BIDIRECIONAL DE ONDA
COMPLETA COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA**

Alunos:

Carlos Eduardo Marcussi Gomes

Hugo Estofanero Larico

Marcelo Luiz Poletto

Marcos Aurélio Izumida Martins

Mário Henrique Pereira Santos

Marlos Gatti Bottarelli

Murilo De Pieri Fenili

Romeu Antunes Friedemann

Rhafaél Moretti

Thiago Batista Soeiro

Professor:

Ivo Barbi

Novembro/2005

Caixa Postal 5119, CEP: 88.040-970 - Florianópolis - SC

Tel.: (48) 3331.9204 - Fax: (48) 3234.5422 – Internet: www.inep.ufsc.br

SUMÁRIO

1. Introdução.....	3
2. Retificador Boost Bidirecional de Onda Completa com Alto Fator de Potência	4
2.1. Modulação a 2 Níveis.....	4
2.2. Modulação a 3 Níveis.....	14
3. Estratégia de controle	22
4. Controle de Corrente	23
4.1. Malha de Controle de Corrente	23
4.2. Modelo por Valores Médios Instantâneos.....	26
4.3. Compensador de Corrente	29
4.4. Sensor de Corrente	32
4.5. Ganho do Modulador PWM.....	32
4.6. Ajuste dos parâmetros de $C_I(s)$	38
5. Controle de Tensão.....	40
5.1. Malha de Controle da Tensão Média de Saída (V_O)	40
5.2. Modelo por Valores Médios.....	42
5.3. Compensador de Tensão.....	44
5.4. Ganhos Associados à Malha de Tensão	45
5.5. Sensor de Tensão	47
5.6. Ajuste dos Parâmetros de $C_V(s)$	47
6. Exemplo de Cálculo	50
7. Resultados de Simulação.....	64
7.1. Modulação a 2 Níveis.....	64
7.2. Modulação a 3 Níveis.....	72
8. Conclusão	81
9. Referências Bibliográficas.....	82

1. INTRODUÇÃO

Devido ao avanço tecnológico no desenvolvimento de componentes eletrônicos (amplificadores operacionais, circuitos integrados, tecnologias de capacitores, interruptores, dentre outros), o uso de fontes chaveadas, gradadores, reatores eletrônicos, etc., em equipamentos domésticos e industriais tem se tornado cada vez mais freqüente. Estas estruturas que utilizam semicondutores apresentam algumas características positivas, como robustez e confiabilidade, além de serem de fácil implementação prática e dominadas pelo mundo científico. Por outro lado, as deformações que causam nas formas de onda de corrente tornam-nas responsáveis pelo elevado conteúdo harmônico presente na rede de alimentação.

As principais conseqüências deste elevado conteúdo harmônico é o baixo fator de potência dessas estruturas e a deformação da forma de onda da tensão da rede de alimentação, demandando uma grande quantidade de reativos das concessionárias. Desta forma, fazem-se necessárias correções na corrente drenada por estes circuitos, enquadrando-as na norma IEC 61000, que estipula valores máximos de harmônicas de corrente para diversos tipos de estruturas.

Uma das principais topologias atualmente utilizadas para correção de fator de potência (PFC) é o conversor CC-CC boost conectado em cascata com o retificador dos circuitos mencionados, conhecido na literatura como “retificador boost”. Desta forma, o conjunto é visto pela fonte de alimentação como um resistor puro. Isto faz com que a THD seja reduzida a valores desprezíveis, elevando o fator de potência à unidade.

A variação topológica que será objeto de estudo deste relatório é o retificador boost bidirecional em corrente, operando no modo de condução contínua (CCM), com controle de corrente por valores médios instantâneos. As modulações estudadas são do tipo PWM a 2 e a 3 níveis. Serão apresentados as topologias, os modos de operação, o equacionamento e os resultados de simulação obtidos com o *software* PSIM, bem como a análise e a conclusão do desempenho da estrutura.

2. RETIFICADOR BOOST BIDIRECIONAL DE ONDA COMPLETA COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA

O retificador boost bidirecional de onda completa caracteriza-se por apresentar um conversor boost conectado entre um retificador bidirecional de corrente e o capacitor de armazenamento de saída. Neste estudo o indutor do conversor boost está representado no estágio alternado do circuito (antes da ponte retificadora), aproveitando, assim, uma não-idealidade da fonte de tensão (indutância parasita).

Esta estrutura possibilita a reversibilidade de corrente, permitindo a regeneração de energia para a fonte de entrada. Sua topologia está apresentada na Figura 1.

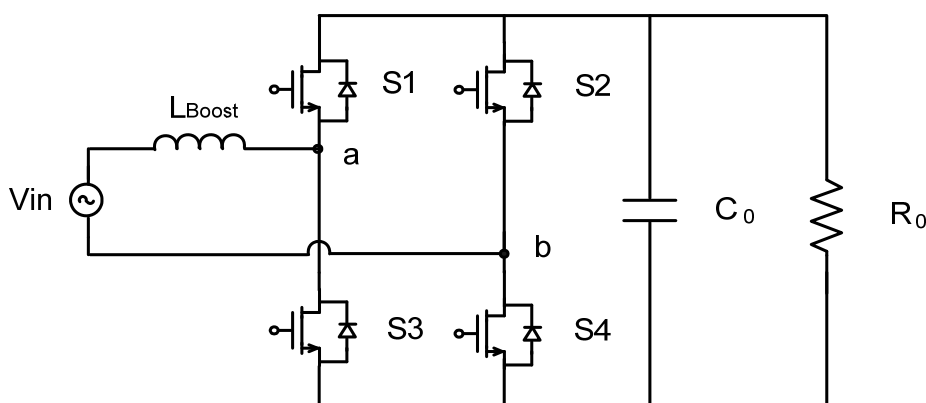


Figura 1 - Topologia do retificador boost bidirecional.

Este conversor será estudado utilizando modulação a 2 e a 3 níveis.

2.1. MODULAÇÃO A 2 NÍVEIS

Na operação a 2 níveis a tensão V_{ab} (entrada da ponte retificadora) apresenta apenas dois valores: $+V_o$ e $-V_o$. Neste tipo de modulação cada par de chaves diagonalmente opostas (S_1 e S_4 ou S_2 e S_3) recebe o mesmo sinal de comando, que é complementar ao outro par.

2.1.1. Etapas de Operação

O retificador boost bidirecional a 2 níveis apresenta as mesmas etapas do boost convencional, ou seja, uma etapa de armazenamento e outra de transferência de energia do indutor de entrada.

Serão apresentadas somente as etapas para o semiciclo positivo da rede, pois o semiciclo negativo é obtido facilmente por analogia.

1ª Etapa (t_0, t_1) – Etapa de transferência de energia: durante esta etapa, os interruptores S_1 e S_4 encontram-se comandados a conduzir, porém, devido ao sentido da corrente, apenas os diodos D_1 e D_4 estão conduzindo. Nesta etapa os diodos D_2 e D_3 estão polarizados reversamente.

As principais características desta etapa são:

- O indutor L_{Boost} está transferindo energia para o capacitor de saída e para a carga;
- A corrente no indutor decresce segundo uma taxa de variação de $\frac{V_o - V_{in}(t)}{L_{Boost}}$;
- A corrente do indutor L_{Boost} é igual à soma da corrente do capacitor de saída com a corrente de carga;
- A tensão reversa sobre os diodos D_2 e D_3 é V_o ;

2ª Etapa (t_1, t_2) – Etapa de armazenamento de energia: durante esta etapa, os interruptores S_2 e S_3 encontram-se comandados e conduzindo devido ao sentido da corrente. Durante este intervalo os diodos D_1 e D_4 encontram-se polarizados reversamente.

As principais características desta etapa são:

- O indutor de entrada L_{Boost} armazena energia proveniente da fonte de alimentação e do capacitor de saída C_o ;
- A corrente do indutor cresce segundo uma taxa de variação de $\frac{V_{in}(t) + V_o}{L_{Boost}}$;
- O capacitor de saída mantém a corrente de carga I_o ;

As duas etapas de operação descritas acima estão ilustradas na Figura 2.

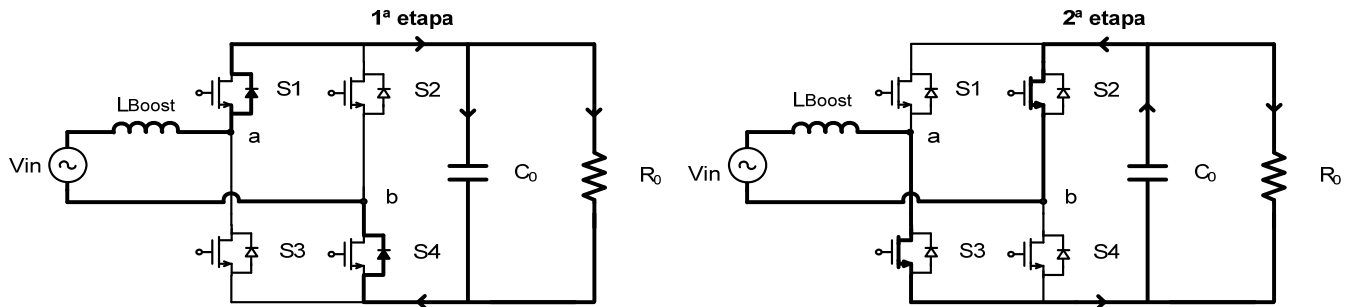


Figura 2 - Etapas de operação para o retificador boost bidirecional com modulação a 2 níveis.

A Figura 3 ilustra as principais formas de onda para um período de comutação no semiciclo positivo da rede.

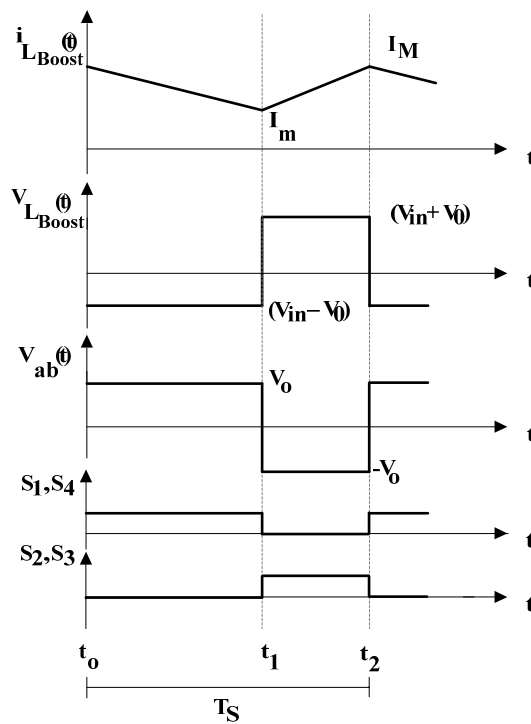


Figura 3 - Principais formas de onda para um período de comutação.

2.1.2. Característica Estática

A Figura 4 apresenta a forma de onda da tensão na entrada do retificador:

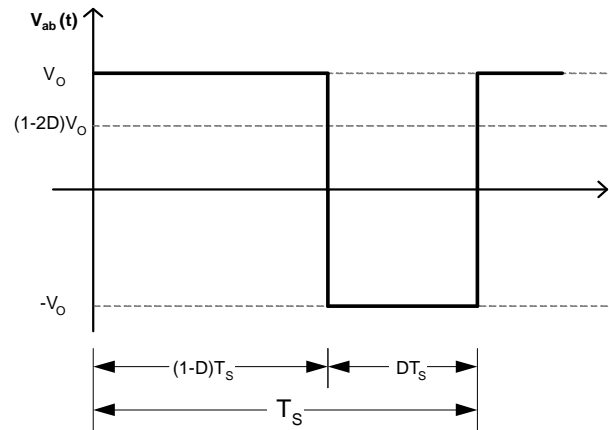


Figura 4 - Tensão V_{ab} na entrada do retificador.

Para um conversor boost em ponte completa operando em MCC, o ganho estático pode ser obtido através das formas de onda apresentadas na Figura 4, da seguinte maneira:

$$V_{ab} = -V_o D + V_o(1 - D) \quad (0.1)$$

$$\frac{V_o}{V_{ab}} = \frac{1}{(1 - 2D)} \quad (0.2)$$

Considerando-se que a componente fundamental da tensão $V_{ab}(t) = V_{in}(t)$, pode-se dizer que:

$$V_{in_p} = V_{ab_p} \quad (0.3)$$

A tensão V_{ab} de entrada do retificador deve variar conforme a tensão da rede com uma frequência de 60Hz, cujo valor mínimo é zero e o valor máximo é a tensão de pico da rede. Para que V_o seja constante, existe um valor de D diferente em cada instante, dado por:

$$D(\theta) = 0,5 - 0,5 \frac{V_{in_p} \cdot \text{sen}(\theta)}{V_o} \quad \text{para } 0^\circ < \theta < 180^\circ \quad (0.4)$$

A equação (0.4) pode ser reescrita como:

$$D(\theta) = 0,5 - 0,5 \cdot A \cdot \text{sen}(\theta) \quad (0.5)$$

Sendo:

$$A = \frac{V_{inP}}{V_o} \quad (0.6)$$

Onde:

V_{in} : Tensão da rede de alimentação;

V_o : Tensão de saída do retificador;

V_{inP} : Tensão de pico da rede de alimentação;

D: Razão cíclica.

As curvas traçadas na Figura 5 representam a variação da razão cíclica $D(\theta)$ em meio período, para diversas relações entre a tensão de pico de entrada e a tensão de saída V_o .

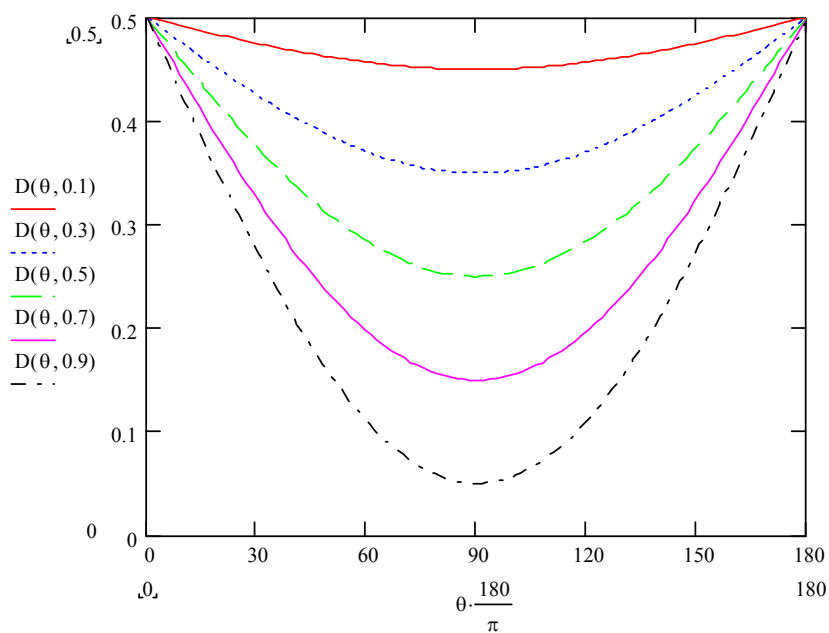


Figura 5 - Variação da razão cíclica em função de θ para meio período da tensão de V_{ab} , tomando A como parâmetro.

2.1.3. Indutor Boost

Para que se tenha fator de potência elevado na entrada do sistema, a corrente que flui pelo indutor deve acompanhar a tensão de entrada da rede e, portanto, será composta por uma componente de baixa frequência (60Hz) sobreposta por uma pequena componente de alta frequência (frequência de comutação).

O valor da indutância deve ser calculado considerando-se a máxima variação que será permitida para a componente de alta frequência da corrente. A tensão da rede evolui de forma senoidal segundo a expressão (2.7):

$$V_{in}(t) = V_{in_p} \cdot \text{sen}(\theta) \quad \text{Para } 0^\circ < \theta < 180^\circ \quad (0.7)$$

Durante a etapa de armazenamento de energia, pode-se escrever a seguinte relação para o indutor:

$$V_{in}(t) + V_o(t) = L_{Boost} \cdot \frac{di_{Lb}(t)}{dt} = L_{Boost} \cdot \frac{\Delta I_{Lb}}{\Delta t} \quad (0.8)$$

Em um período de chaveamento, o tempo de condução do interruptor é o próprio valor da razão cíclica multiplicado pelo período:

$$\Delta t = D(\theta) \cdot T_s \quad (0.9)$$

Então, substituindo-se (0.7) e (0.9) em (0.8):

$$\frac{L_{Boost} \cdot \Delta I_{Lb}}{T_s} = D(\theta) \cdot \left[V_{in_p} \cdot \text{sen}(\theta) + V_o(t) \right] \quad (0.10)$$

A razão cíclica pode ser escrita através da característica estática do retificador (0.4). Substituindo-se (0.4) em (0.10) tem-se:

$$\frac{L_{Boost} \cdot \Delta I_{Lb}}{T_s} = \left[0,5 - 0,5 \frac{V_{in_p} \cdot \text{sen}(\theta)}{V_o} \right] \cdot \left[V_{in_p} \cdot \text{sen}(\theta) + V_o(t) \right] \quad (0.11)$$

$$\frac{L_{Boost} \cdot \Delta I_{Lb}}{T_s \times V_o} = \left[0,5 - 0,5 \left(\frac{V_{in_p} \cdot \text{sen}(\theta)}{V_o} \right)^2 \right] \quad (0.12)$$

O termo a esquerda da equação (0.12) pode ser definido como uma ondulação de corrente normalizada, denominada $\overline{\Delta I_{Lb}}$. Assim tem-se a seguinte equação:

$$\overline{\Delta I_{Lb}} = \left[0,5 - 0,5 \left(\frac{V_{in_p} \cdot \text{sen}(\theta)}{V_o} \right)^2 \right] \quad (0.13)$$

ou

$$\overline{\Delta I_{Lb}} = 0,5 - 0,5 \times A^2 \times \text{sen}^2(\theta) \quad (0.14)$$

A Figura 6 representa a dependência da ondulação de corrente normalizada frente à variação do parâmetro A.

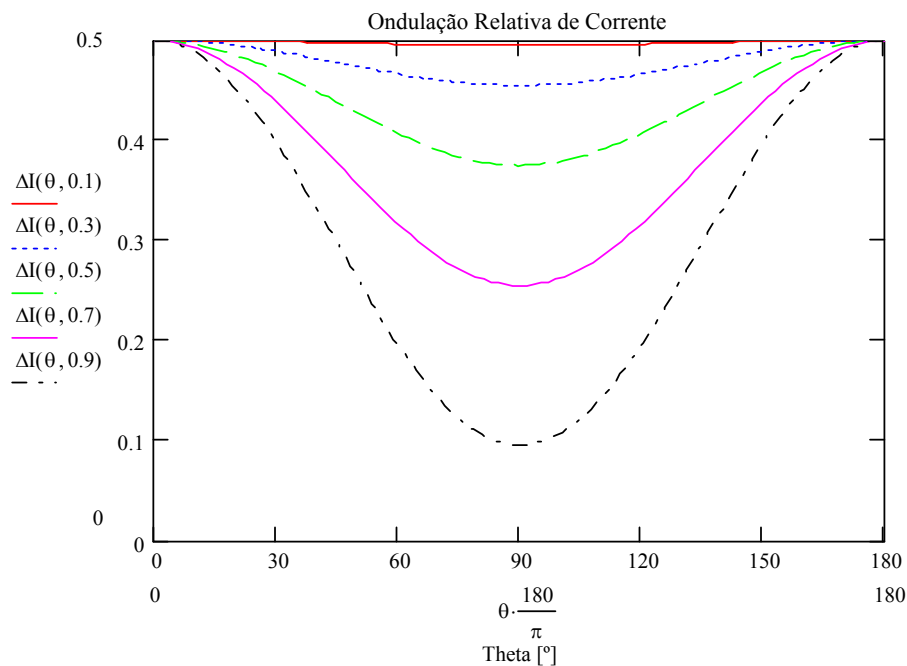


Figura 6 - Ondulação (valor pico a pico) da componente de alta frequência da corrente no indutor boost para um semiciclo da rede parametrizada.

Assim, para determinar a indutância, basta substituir o valor da variação máxima da corrente parametrizada para o parâmetro A desejado. Na modulação à 2 níveis, a máxima ondulação ocorre em $\theta = 0$, $\theta = \pi$ e $\theta = 2\pi$, quando $\text{sen}(\theta) = 0$. Então:

$$L_{Boost} = \frac{0,5 \cdot V_o}{\Delta I_{Lb} \cdot f_s} \quad (0.15)$$

ΔI_{Lb} representa a ondulação na corrente do indutor, geralmente 10% do valor eficaz da corrente de entrada.

2.1.4. Capacitor de Saída

O circuito presente na Figura 7 mostra as variáveis envolvidas na dedução da expressão do capacitor de saída. Com a simplificação apresentada na Figura 8, pode-se obter a expressão que relaciona a variação da tensão ΔV_{cp} (valor de pico) com corrente de pico no capacitor I_{cp} .

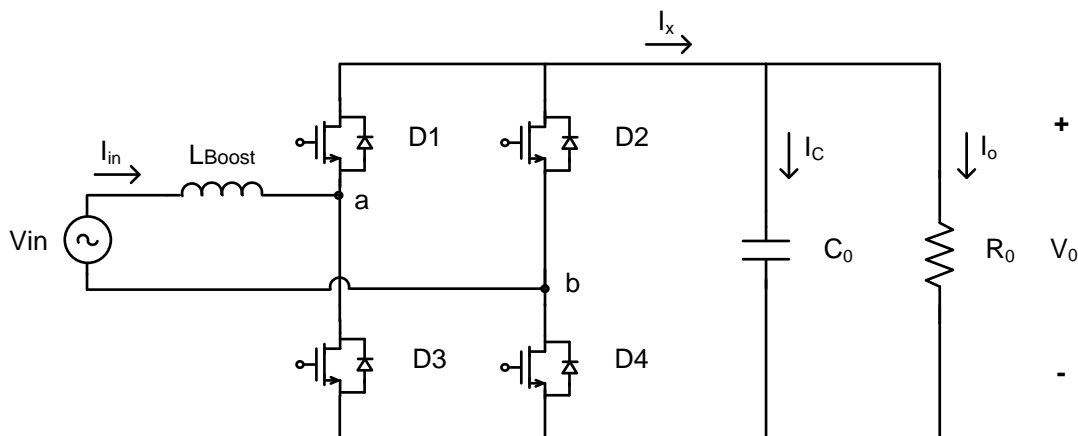


Figura 7 - Circuito do Conversor Boost Bidirecional.

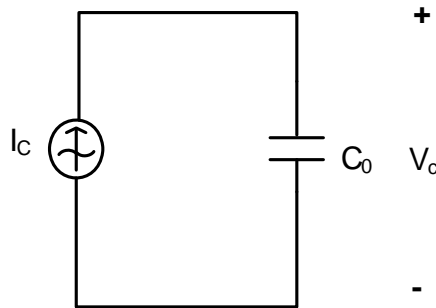


Figura 8 - Circuito simplificado para obtenção do Capacitor de saída.

$$V_c = X_c \cdot I_c \rightarrow \Delta V_{cp} = X_c \cdot I_{cp} \quad (0.16)$$

Onde:

$$X_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_o} \quad (0.17)$$

Sabendo que a frequência f é o dobro da frequência de entrada f_{in} , substituindo (0.17) em (0.16) e isolando C_o , obtém-se (2.18):

$$C_o = \frac{I_{cp}}{4 \cdot \pi \cdot f_{in} \cdot \Delta V_{cp}} \quad (0.18)$$

Para obter a expressão final para o cálculo de C_o , é necessário obter o valor de pico da corrente que circula pelo capacitor. Para isso, é necessário fazer algumas considerações:

$$V_{in}(\theta) = V_p \cdot \text{sen}(\theta) \quad (0.19)$$

$$I_{in}(\theta) = I_p \cdot \text{sen}(\theta) \quad (0.20)$$

$$P_{in}(\theta) = V_{in}(\theta) \cdot I_{in}(\theta) \quad (0.21)$$

Substituindo (0.19) e (0.20) em (0.21) obtém-se a expressão para potência instantânea de entrada:

$$P_{in}(\theta) = V_p \cdot I_p \cdot \text{sen}^2(\theta) \quad (0.22)$$

A expressão para a potência instantânea de saída está presente na equação (2.23):

$$P_o(\theta) = V_o \cdot I_x(\theta) \quad (0.23)$$

Supondo que as perdas são nulas no conversor, pode-se igualar a expressão (0.22) a (0.23). Com isso se obtém $I_x(\theta)$:

$$I_x(\theta) = \frac{V_p}{V_o} \cdot I_p \cdot \text{sen}^2(\theta) \quad (0.24)$$

A potência média na saída, desprezando-se as perdas, pode ser obtida através da expressão (2.25):

$$P_o = \frac{V_p \cdot I_p}{2} \quad (0.25)$$

Sabe-se que:

$$\text{sen}^2\theta = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \cos(2\theta) \quad (0.26)$$

Substituindo (0.25) e (0.26) em (0.24) obtém-se (2.27):

$$I_x(\theta) = \frac{P_o}{V_o} - \frac{P_o}{V_o} \cdot \cos(2\theta) \quad (0.27)$$

A componente contínua da corrente $I_x(\theta)$ não passa pelo capacitor de saída, obtém-se a expressão da corrente I_c :

$$I_c(\theta) = \frac{P_o}{V_o} \cdot \cos(2\theta) \quad (0.28)$$

Onde:

$$I_{cp} = \frac{P_o}{V_o} \quad (0.29)$$

Portanto, substituindo (0.29) em (0.18) e sabendo que ΔV_{cp} é igual a $\Delta V_{cpp}/2$, obtém-se a expressão para o cálculo do capacitor de saída:

$$C_o = \frac{P_o}{2 \cdot \pi \cdot f_{in} \cdot V_o \cdot \Delta V_{cpp}} \quad (0.30)$$

Onde:

ΔV_{cpp} : Ondulação da tensão de saída do conversor boost em Volts;

P_o : Potência de saída do conversor.

Geralmente utiliza-se ΔV_{cpp} inferior a 5% da tensão de saída a fim de evitar problemas de controle. Isto porque a planta vista pela malha de corrente depende da tensão de saída, como será visto mais à frente. Portanto, variações muito grandes na tensão de saída provocarão distorções na corrente de entrada do retificador.

O procedimento para o cálculo do capacitor para modulação a 3 níveis é idêntico ao apresentado para modulação a 2 níveis.

2.2. MODULAÇÃO A 3 NÍVEIS

Na operação a 3 níveis a tensão V_{ab} (entrada da ponte retificadora) apresenta três valores: $+V_o$, 0 e $-V_o$. Neste tipo de modulação, durante o semiciclo positivo a tensão V_{ab} alterna entre $+V_o$ e 0, enquanto que no negativo, entre $-V_o$ e 0.

2.2.1. Etapas de Operação

O retificador boost bidirecional a 3 níveis apresenta 4 etapas em cada período de chaveamento, das quais 2 são de armazenamento e 2 de transferência de energia.

Serão apresentadas somente as etapas para o semiciclo positivo da rede, pois o semiciclo negativo é obtido facilmente por analogia.

1ª Etapa (t_0 , t_1) – Etapa de transferência de energia: durante esta etapa, os interruptores S_1 e S_4 encontram-se comandados a conduzir, porém, devido ao sentido da corrente, apenas os

diodos D_1 e D_4 estão conduzindo. Nesta etapa os diodos D_2 e D_3 estão polarizados reversamente.

As principais características desta etapa são idênticas às apresentadas na 1ª etapa do item 2.1.1.

2ª Etapa (t_1, t_2) – Etapa de armazenamento de energia: durante esta etapa, os interruptores S_1 e S_2 encontram-se comandados a conduzir. Entretanto, devido ao sentido da corrente, o diodo D_1 conduz com a chave S_2 . Durante este intervalo os diodos D_3 e D_4 encontram-se polarizados reversamente. Esta etapa pode ser chamada de roda livre, pois as chaves S_1 e S_2 deixam a fonte e o indutor de entrada em curto-circuito.

As principais características desta etapa são:

- a) O indutor de entrada L_{Boost} armazena energia proveniente da fonte de alimentação;
- b) A corrente do indutor cresce segundo uma taxa de variação de $\frac{V_{in}(t)}{L_{Boost}}$;
- c) O capacitor de saída mantém a corrente de carga I_o ;

3ª Etapa (t_2, t_3) – Etapa de transferência de energia: Esta etapa é idêntica à primeira.

4ª Etapa (t_3, t_4) – Etapa de armazenamento de energia: durante esta etapa, os interruptores S_3 e S_4 encontram-se comandados a conduzir. Entretanto, devido ao sentido da corrente, o diodo D_4 conduz com a chave S_3 . Durante este intervalo os diodos D_1 e D_2 encontram-se polarizados reversamente. Esta etapa pode ser chamada de roda livre, pois as chaves S_3 e S_4 deixam a fonte e o indutor de entrada em curto-circuito.

As quatro etapas de operação descritas acima estão ilustradas na Figura 9.

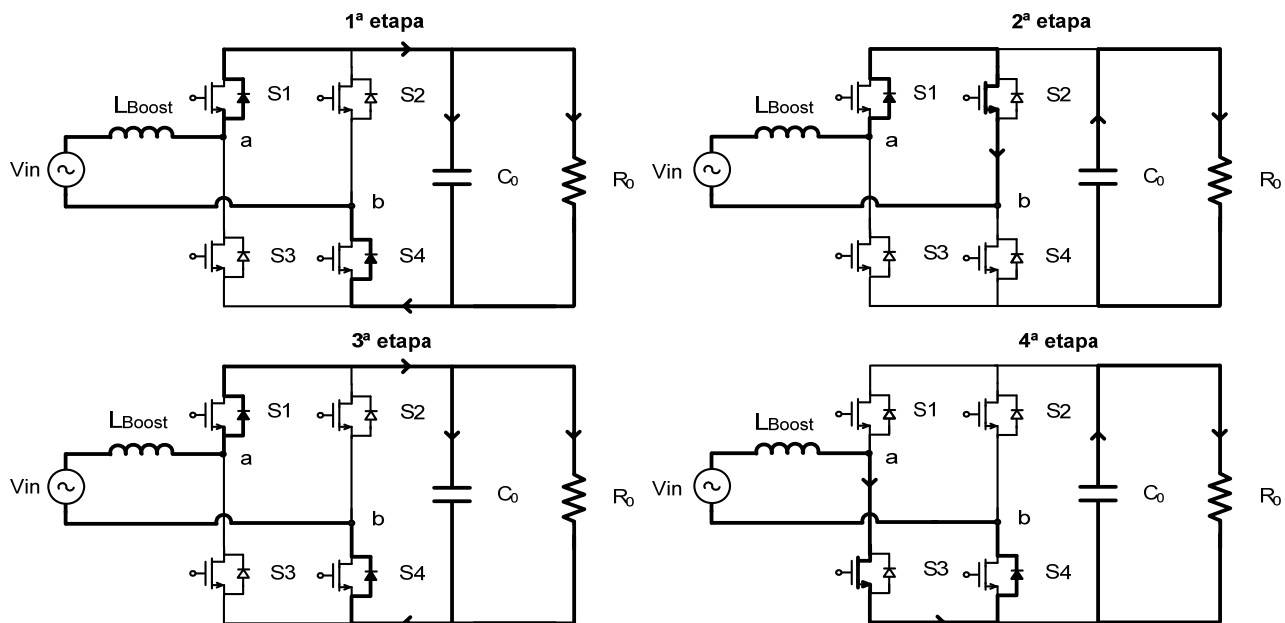


Figura 9 - Etapas de operação para o retificador boost bidirecional a 3 níveis.

A Figura 10 ilustra os comandos para os interruptores e a tensão V_{ab} para a modulação a 3 níveis, considerando apenas o semiciclo positivo da rede.

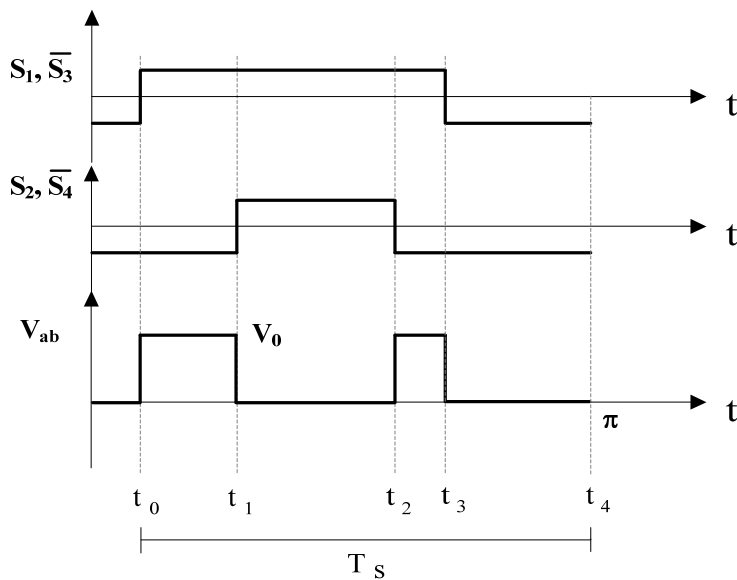


Figura 10 - Comando dos interruptores e tensão V_{ab} .

2.2.2. Característica Estática

A Figura 11 apresenta a forma de onda da tensão na entrada do retificador:

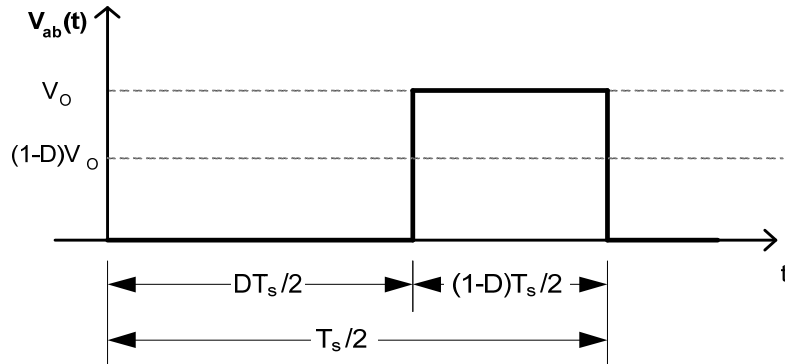


Figura 11 - Tensão V_{ab} na entrada do retificador.

Para um conversor boost em ponte completa operando em MCC, o ganho estático pode ser obtido através das formas de onda apresentadas na Figura 11, da seguinte maneira:

$$V_{ab} = \frac{V_o(1-D) \cdot T_s/2}{T_s/2} \quad (0.31)$$

$$\frac{V_o}{V_{ab}} = \frac{1}{(1-D)} \quad (0.32)$$

Considerando-se que a componente fundamental da tensão $V_{ab}(t) = V_{in}(t)$, pode-se dizer que:

$$V_{inp} = V_{abp} \quad (0.33)$$

A tensão V_{ab} de entrada do retificador deve variar conforme a tensão da rede com uma frequência de 60Hz, cujo valor mínimo é zero e o valor máximo é a tensão de pico da rede. Para que V_o seja constante, existe um valor de D diferente em cada instante, dado por:

$$D(\theta) = 1 - \frac{V_{inp} \times \text{sen}(\theta)}{V_o} \quad \text{para } 0^\circ < \theta < 180^\circ \quad (0.34)$$

A equação (0.34) pode ser reescrita como:

$$D(\theta) = 1 - A \times \text{sen}(\theta) \quad (0.35)$$

Sendo:

$$A = \frac{V_{inP}}{V_o} \quad (0.36)$$

Onde:

V_{in} : Tensão da rede de alimentação;

V_o : Tensão de saída do retificador;

V_{inP} : Tensão de pico da rede de alimentação;

D: Razão cíclica.

As curvas traçadas na Figura 12 representam a variação da razão cíclica $D(\theta)$ em meio período, para diversas relações entre a tensão de pico de entrada e a tensão de saída V_o .

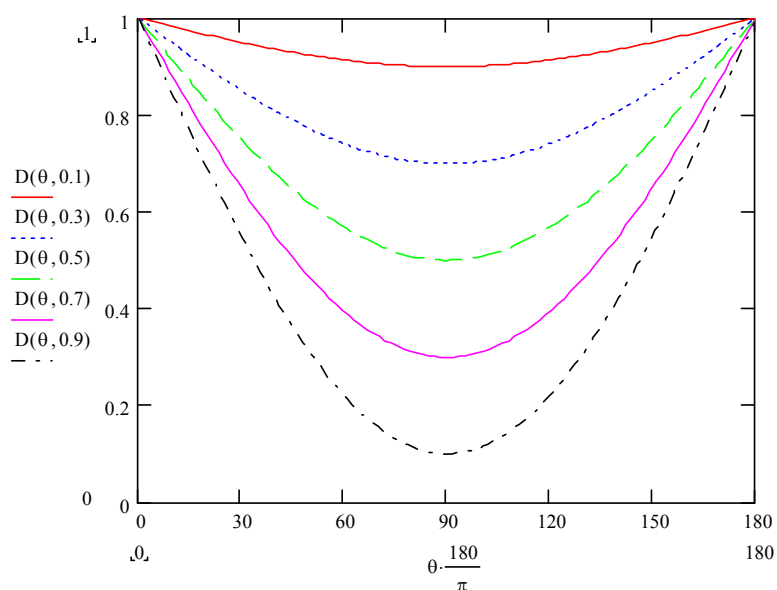


Figura 12 – Variação da razão cíclica em função de θ para meio período da tensão de V_{ab} , tomando A como parâmetro.

2.2.3. Indutor Boost

Para que se tenha fator de potência elevado na entrada do sistema, a corrente que flui pelo indutor deve acompanhar a tensão de entrada da rede e, portanto, será composta

por uma componente de baixa frequência (60Hz) sobreposta por uma pequena componente de alta frequência (frequência de comutação).

O valor da indutância deve ser calculado considerando-se a máxima variação que será permitida para a componente de alta frequência da corrente. A tensão da rede evolui de forma senoidal segundo a expressão (2.37):

$$V_{in}(t) = V_{inP} \times \text{sen}(\theta) \quad \text{Para } 0^\circ < \theta < 180^\circ \quad (0.37)$$

Durante as etapas de armazenamento de energia, pode-se escrever a seguinte relação para o indutor:

$$V_{in}(t) = L_{Boost} \cdot \frac{di_{Lb}(t)}{dt} = L_{Boost} \cdot \frac{\Delta I_{Lb}}{\Delta t} \quad (0.38)$$

Em meio período de chaveamento ($T_s/2$), o tempo de condução do interruptor é o próprio valor da razão cíclica multiplicado pelo período:

$$\Delta t = D(\theta) \cdot (T_s/2) \quad (0.39)$$

Então, substituindo-se (0.37) e (0.39) em (0.38):

$$\frac{L_{Boost} \cdot \Delta I_{Lb}}{T_s/2} = D(\theta) \times V_{inP} \text{sen}(\theta) \quad (0.40)$$

A razão cíclica pode ser escrita através da característica estática do retificador (0.34) Substituindo-se (0.34) em (0.40) tem-se:

$$\frac{L_{Boost} \cdot \Delta I_{Lb}}{T_s/2} = \left[1 - \frac{V_{inP} \cdot \text{sen}(\theta)}{V_o} \right] \times V_{inP} \times \text{sen}(\theta) \quad (0.41)$$

$$\frac{2 \times L_{Boost} \cdot \Delta I_{Lb}}{T_s \times V_o} = \left[\frac{V_{inP} \cdot \text{sen}(\theta)}{V_o} - \left(\frac{V_{inP} \cdot \text{sen}(\theta)}{V_o} \right)^2 \right] \quad (0.42)$$

O termo a esquerda da equação (0.42) pode ser definido como uma ondulação de corrente normalizada, denominada $\overline{\Delta I_{Lb}}$. Assim tem-se a seguinte equação:

$$\overline{\Delta I_{Lb}} = \left[\frac{V_{inP}}{V_o} \cdot \text{sen}(\theta) - \left(\frac{V_{inP}}{V_o} \right)^2 \cdot \text{sen}^2(\theta) \right] \quad (0.43)$$

Ou

$$\overline{\Delta I_{Lb}} = \left[A \times \text{sen}(\theta) - A^2 \times \text{sen}^2(\theta) \right] \quad (0.44)$$

A Figura 13 representa a dependência da ondulação de corrente normalizada frente à variação do parâmetro A.

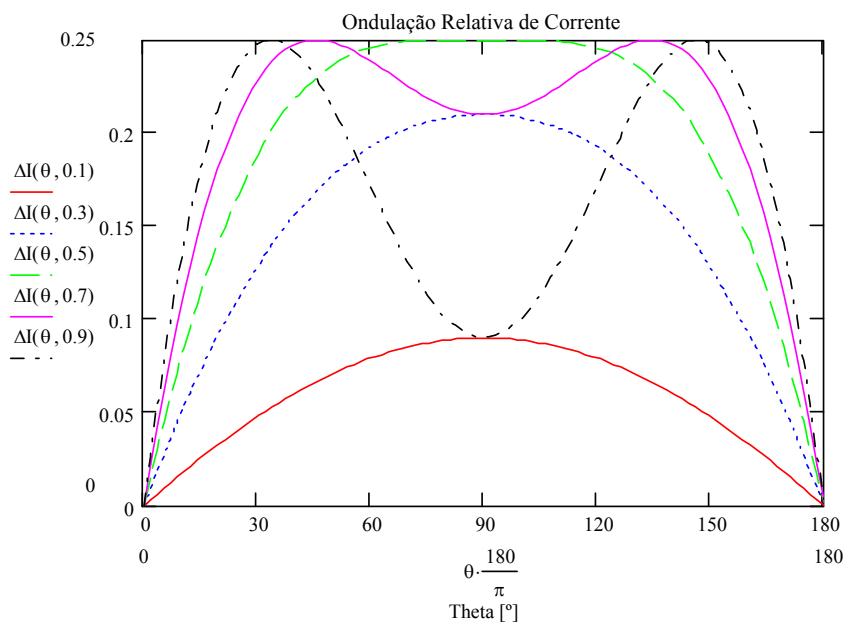


Figura 13 – Ondulação (valor pico a pico) da componente de alta frequência da corrente no indutor boost para um semi-ciclo da rede parametrizada.

Assim, para determinar a indutância, basta substituir o valor da variação máxima da corrente parametrizada para o parâmetro A desejado. Então:

$$L_{Boost} = \frac{\overline{\Delta I_{Lb}} \cdot V_o}{2 \cdot \Delta I_{Lb} \cdot f_s} \quad (0.45)$$

ΔI_{Lb} representa a ondulação na corrente do indutor, geralmente 10% do valor eficaz da corrente de entrada.

3. ESTRATÉGIA DE CONTROLE

Para que o conversor em ponte completa reversível opere com elevado fator de potência e mantenha a tensão de saída constante são necessárias duas malhas de controle, uma de corrente e outra de tensão. A malha de corrente tem a função de reproduzir na entrada uma corrente sincronizada com a tensão de entrada, a fim de se obter fator de potência elevado. Para tal, é necessário que a malha de corrente seja rápida o suficiente para reproduzir a corrente sem grandes distorções. Já a malha de tensão tem o objetivo de manter a tensão de saída do conversor constante, ajustando-a quando ocorrerem variações de carga. Portanto, a malha de tensão deve ser suficientemente lenta para que exista um desacoplamento dinâmico em relação à malha de controle da corrente.

Neste tópico será apresentado o modelo da planta para a modulação a 2 níveis e 3 níveis. Devido a semelhança, a estratégia de controle será desenvolvida apenas para o caso a 2 níveis, ressaltando-se as diferenças entre os dois.

A Figura 14 apresenta o esquema de controle do conversor.

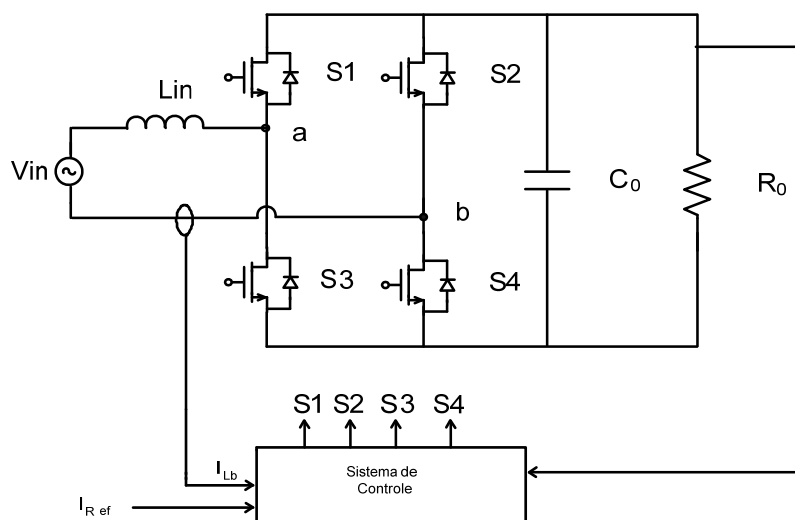


Figura 14 – Esquema de controle do Retificador em Ponte Completa.

4. CONTROLE DE CORRENTE

Nesta seção serão tratados à modelagem e controle da malha de corrente.

4.1. MALHA DE CONTROLE DE CORRENTE

De posse dos parâmetros do conversor, pode-se agora projetar a estrutura de controle para a produção de uma corrente de entrada sinusoidal (de baixo conteúdo harmônico) e em fase com a tensão de alimentação.

A estrutura de controle utilizada será do tipo realimentada, onde o sinal de corrente do indutor é subtraído de uma corrente de referência, com formato e amplitude adequados. O sinal de erro resultante é aplicado no compensador de corrente para a produção da tensão de controle V_c , sendo este último comparado em seguida com uma onda dente de serra, de frequência f_s e amplitude V_{Srr} , para produção dos pulsos PWM de acionamento dos interruptores. O diagrama básico da estrutura de controle, a dois níveis, é apresentado na Figura 15.

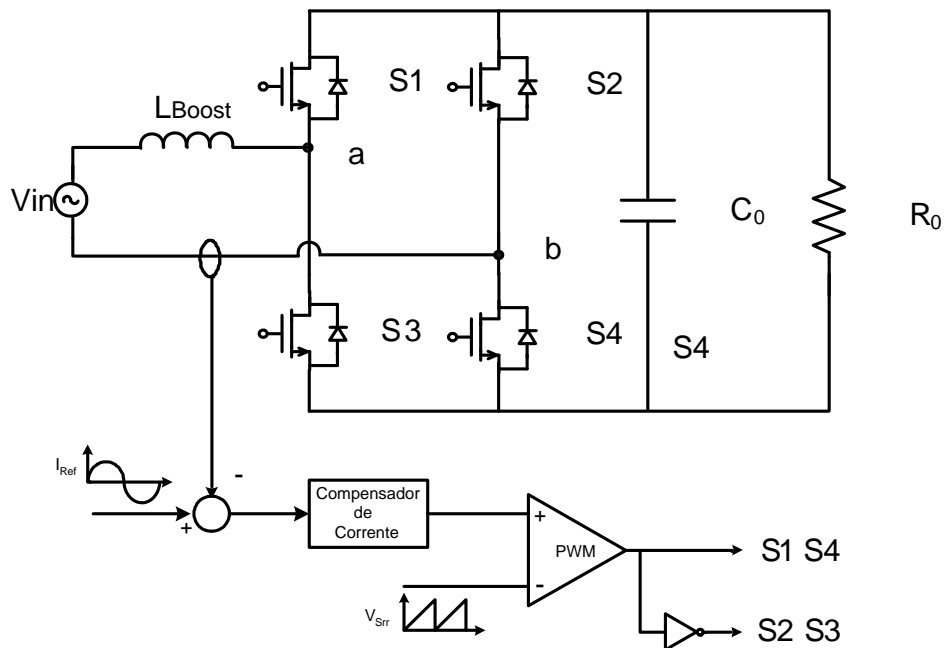


Figura 15 - Estrutura básica do controle de corrente(dois níveis).

Na Figura 16, está apresentada a estrutura de controle a três níveis. Esta se assemelha com a estrutura a dois níveis. Mas neste caso a saída do compensador é comparada com formas de ondas triangulares em oposição de fase, para assim serem gerados o sinal PWM.

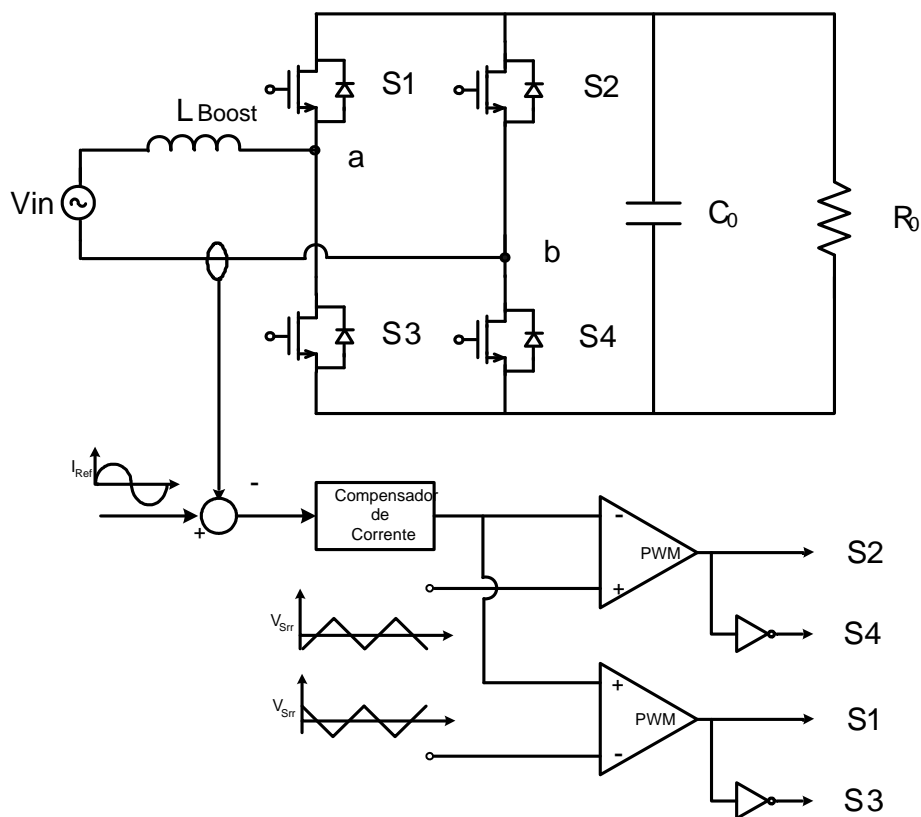


Figura 16 – Estrutura básica do controle de corrente(três níveis).

Identificando cada um dos blocos da estrutura de controle de corrente, pode-se representá-los funcionalmente como o ilustrado na Figura 17, onde:

- $H_I(s)$ → Modelo por valores médios instantâneos da planta;
- $C_I(s)$ → Compensador de corrente;
- G_{PWM} → Ganho do modulador PWM;
- G_{MI} → Ganho do medidor de corrente.

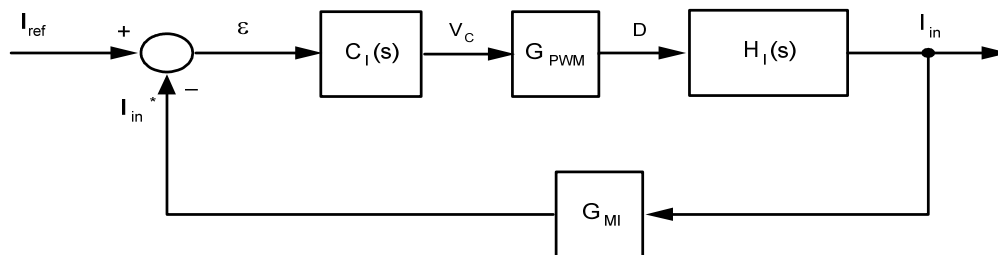


Figura 17 - Diagrama de blocos da malha de controle.

Uma vez definido o diagrama de blocos da malha de controle, é necessário obter um modelo do conversor que relacione a corrente no indutor com a razão cíclica D . Para tal será obtido o modelo da planta para valores médios instantâneos.

4.2. MODELO POR VALORES MÉDIOS INSTANTÂNEOS

4.2.1. Modulação a 2 Níveis

Para a obtenção deste modelo, serão considerados os valores médios das grandezas de interesse dentro do período de comutação. Assim, considera-se que a tensão da rede permanece constante durante um intervalo de comutação, como definido em (4.1).

$$V_{in}(\omega t) = V_{in} \quad (0.46)$$

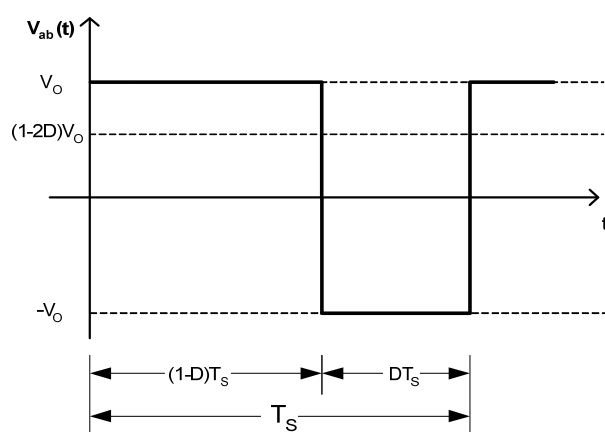


Figura 18 - Tensão V_{ab} na entrada do retificador.

Considerando as tensões instantâneas de barramento e de saída constantes, dentro do intervalo de comutação, pode-se obter através do valor médio da tensão V_{ab} na entrada do retificador (Figura 18), um modelo elétrico equivalente para o conversor em função da variável de controle D . A Figura 19 apresenta este modelo.

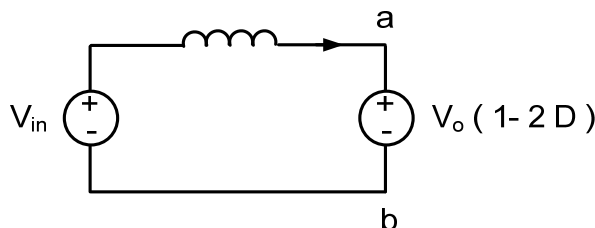


Figura 19 - Circuito elétrico equivalente.

Do circuito elétrico equivalente obtém-se (4.2).

$$\frac{di_{Lb}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{Boost}} \times [V_{in} - (1 - 2 \times D(t)) \times V_o] \quad (0.47)$$

Aplicando uma pequena perturbação no sistema pode-se escrever novamente a equação (0.47) como:

$$\frac{d}{dt} [i_{Lb}(t) + \Delta i_{Lb}(t)] = \frac{1}{L_{Boost}} \times \{V_{in} - [1 - 2 \times (D(t) + \Delta D(t))] \times V_o\} \quad (0.48)$$

Substituindo-se (0.47) em (0.48) tem-se:

$$\frac{d\Delta i_{Lb}(t)}{dt} = \frac{2 \cdot V_o}{L_{Boost}} \cdot \Delta D(t) \quad (0.49)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (0.49) chega-se ao modelo incremental por valores médios instantâneos:

$$\boxed{H_i(s) = \frac{\Delta I_{Lb}}{\Delta D} = \frac{2 \cdot V_o}{s \cdot L_{Boost}}} \quad (0.50)$$

De posse do modelo da planta do boost, o próximo passo é analisar o compensador adequado.

4.2.2. Modulação a 3 Níveis

Para a obtenção deste modelo, serão considerados os valores médios das grandezas de interesse dentro do período de comutação. Assim, considera-se que a tensão da rede permanece constante durante um intervalo de comutação, como definido em (4.6).

$$V_{in}(\omega t) = V_{in} \quad (0.51)$$

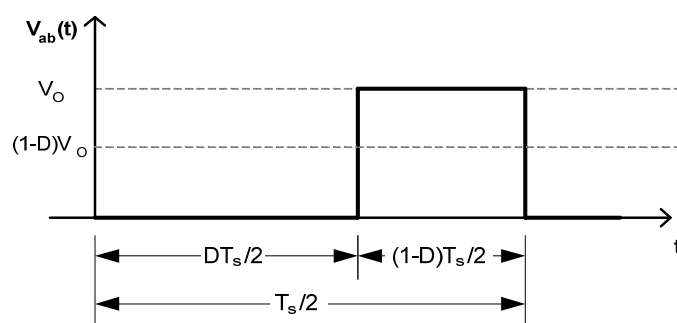


Figura 20 - Tensão V_{ab} na entrada do retificador.

Considerando as tensões instantâneas de barramento e de saída constantes, dentro do intervalo de comutação ($T_s/2$), pode-se obter através do valor médio da tensão V_{ab} na entrada do retificador (Figura 20), um modelo elétrico equivalente para o conversor em função da variável de controle D . A Figura 21 apresenta este modelo.

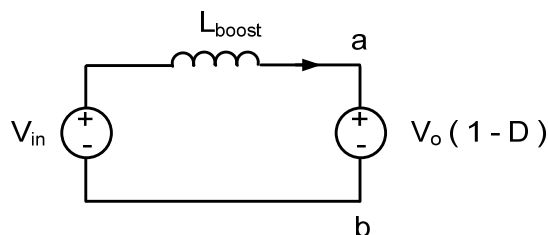


Figura 21 - Circuito elétrico equivalente.

Do circuito elétrico equivalente obtém-se (4.7).

$$\frac{di_{Lb}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{Boost}} \cdot [V_{in} - (1 - D(t)) \cdot V_o] \quad (0.52)$$

Aplicando uma pequena perturbação no sistema pode-se escrever novamente a equação (0.52) como:

$$\frac{d}{dt}[i_{Lb}(t) + \Delta i_{Lb}(t)] = \frac{1}{L_{Boost}} \cdot \{V_{in} - [1 - (D(t) + \Delta D(t))] \cdot V_o\} \quad (0.53)$$

Substituindo-se (0.52) em (0.53) tem-se:

$$\frac{d\Delta i_{Lb}(t)}{dt} = \frac{V_o}{L_{Boost}} \cdot \Delta D(t) \quad (0.54)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (0.54) chega-se ao modelo incremental por valores médios instantâneos:

$$\boxed{H_i(s) = \frac{\Delta I_{Lb}}{\Delta D} = \frac{V_o}{s \cdot L_{Boost}}} \quad (0.55)$$

De posse do modelo da planta do boost, o próximo passo é analisar o compensador adequado.

4.3. COMPENSADOR DE CORRENTE

O compensador da malha de corrente clássico proposto pela literatura é apresentado na Figura 22. Ele apresenta dois pólos e um zero conferindo um grau maior de liberdade no ajuste da resposta do sistema, quando comparado ao controlador PI.

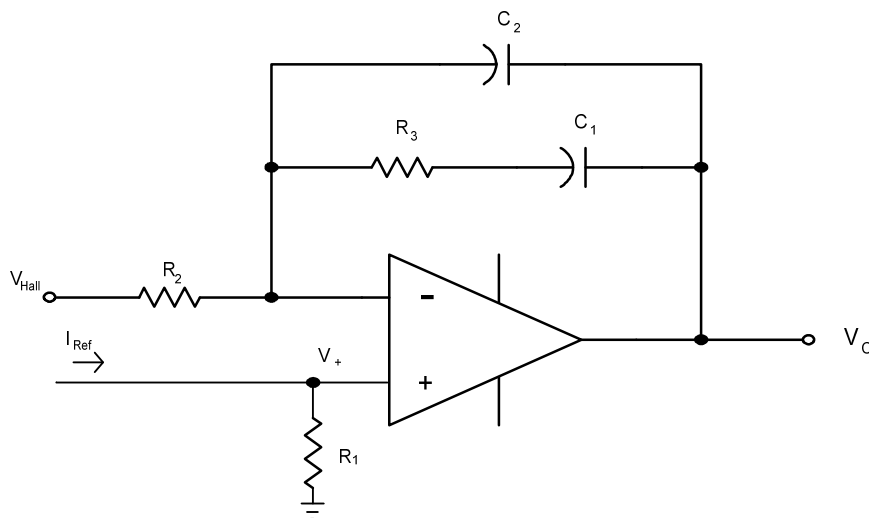


Figura 22 - Compensador de corrente $C_1(s)$.

Observando a estrutura utilizada para $C_1(s)$, que esta se constitui de um amplificador na configuração “somador não-inversor”. É fato conhecido que a função de transferência deste tipo de configuração é dada por (4.11).

$$\frac{V_O}{V_+} = \left(\frac{Z_R}{Z_f} + 1 \right) \quad (0.56)$$

Z_R e Z_f são, respectivamente, as impedâncias do ramo de realimentação e da entrada inversora. Assim, as representações equivalentes para Z_R e Z_f , referentes ao circuito apresentado na Figura 22, resultam em:

$$Z_R = \frac{R_3 \times C_1 \times s + 1}{s \times (C_1 + C_2) \times \left[\left(\frac{R_3 \times C_1 \times C_2}{C_1 + C_2} \right) \times s + 1 \right]} \quad (0.57)$$

$$\boxed{Z_f = R_2} \quad (0.58)$$

Substituindo-se (0.57) e (0.58) em (0.56), obtém-se a expressão (4.14).

$$C_I(s) = \frac{V_o}{V_+}(s) = \frac{R_3 \cdot C_1 \cdot s + 1}{s \cdot R_2 \cdot (C_1 + C_2) \cdot \left[\left(\frac{R_3 \cdot C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \right) \cdot s + 1 \right]} + 1 \quad (0.59)$$

É possível garantir através da escolha adequada dos parâmetros de (0.59), que sua parcela dependente da frequência seja muito maior do que a unidade dentro da banda passante do sistema compensado, com isto é possível aproximar-se (0.59) por (4.15).

$$C_I(s) = \frac{R_3 \cdot C_1 \cdot s + 1}{s \cdot R_2 \cdot (C_1 + C_2) \cdot \left[\left(\frac{R_3 \cdot C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \right) \cdot s + 1 \right]} \quad (0.60)$$

O compensador possui o zero situado em f_z , dado por:

$$f_z = \frac{1}{2\pi \cdot R_3 \cdot C_1} \quad (0.61)$$

E os pólos f_{p1} e f_{p2} situados em:

$$f_{p1} = 0 \quad e \quad f_{p2} = \frac{C_1 + C_2}{2\pi \cdot R_3 \cdot C_1 \cdot C_2} \quad (0.62)$$

Na faixa plana sabe-se que:

$$s \cdot R_3 \cdot C_1 \gg 1 \quad (0.63)$$

$$s \cdot \left(\frac{R_3 \cdot C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \right) \ll 1 \quad (0.64)$$

Sabe-se ainda que, para $f_z \ll f_{p2}$:

$$C_1 \gg C_2 \quad (0.65)$$

Substituindo-se (0.63), (0.64) e (0.65) em (0.60), pode-se obter facilmente o ganho do compensador de corrente na faixa plana, conforme apresentado em (4.21):

$$\boxed{G_{FP} = \frac{R_3}{R_2}} \quad (0.66)$$

4.4. SENSOR DE CORRENTE

O sensoriamento de corrente na estrutura de controle proposta dá-se através de um sensor de Efeito Hall. Este sensor capta a corrente $i_{in}(t)$ fornecendo uma imagem da mesma em forma de tensão (V_{HALL}). Assim:

$$\boxed{K_{HALL} = \frac{V_{HALL}}{i_{in}}} \quad (0.67)$$

O que se deseja em regime permanente é o seguimento de $i_{Ref}(t)$ por $i_{in}(t)$, ou seja, que $V_+ = 0$. Isto faz com que:

$$\boxed{i_{Ref} \cdot R_I = K_{HALL} \cdot i_{in}} \quad (0.68)$$

O ganho G_{MI} não é encontrado em muitos valores, depende do mercado de sensores de corrente. Logo o resistor R_p permite o ajuste da corrente de referencia para validar a equação acima. Finalmente, o ganho do bloco medidor de corrente (G_{MI}) pode ser definido por:

$$\boxed{G_{MI} = \frac{i_{Ref}}{i_{in}} = \frac{K_{HALL}}{R_I}} \quad (0.69)$$

4.5. GANHO DO MODULADOR PWM

4.5.1. Modulação a 2 Níveis

Como pode ser observado na Figura 15, na saída do compensador de corrente tem-se o sinal de controle V_C . No entanto, este precisa ser “transformado” na variável de

controle ‘D’, que é refletida pelo modulador na forma pulsos para o acionamento dos interruptores. Para efetuar a produção destes pulsos, utilizou-se a técnica denominada PWM (*Pulse Width Modulation*). A Figura 23 ilustra o princípio de produção dos pulsos.

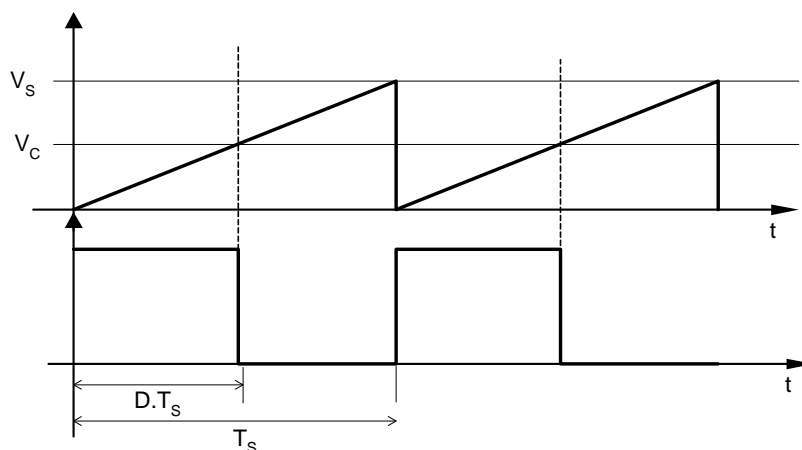


Figura 23 — Produção dos pulsos PWM a 2 níveis.

A utilização desta técnica de modulação insere na malha de controle (Figura 17) o ganho G_{PWM} , sendo este dependente das características do sinal modulador.

Por exemplo, ao utilizar-se um sinal do tipo dente de serra, como o ilustrado na Figura 23, durante um período de comutação obtém-se:

$$V_{Srr}(t) = \frac{V_s}{T_s} \cdot t \quad (0.70)$$

Quando $V_{Srr}(t) = V_c$, em $t = D \cdot T_s$, tem-se:

$$V_{Srr}(t) = V_c = \frac{V_s}{T_s} \cdot D \cdot T_s$$

então:

$$D = \frac{V_c}{V_s} \quad (0.71)$$

Assim,

$$\boxed{G_{PWM} = \frac{1}{V_s}} \quad (0.72)$$

Dado que a ondulação em alta frequência contida em $i_{Lb}(t)$ causada pelo chaveamento pode estar presente no sinal de controle $V_C(t)$, conforme apresentado na Figura 24, múltiplos cruzamentos de $V_C(t)$ por $V_{Srr}(t)$ podem ocorrer.

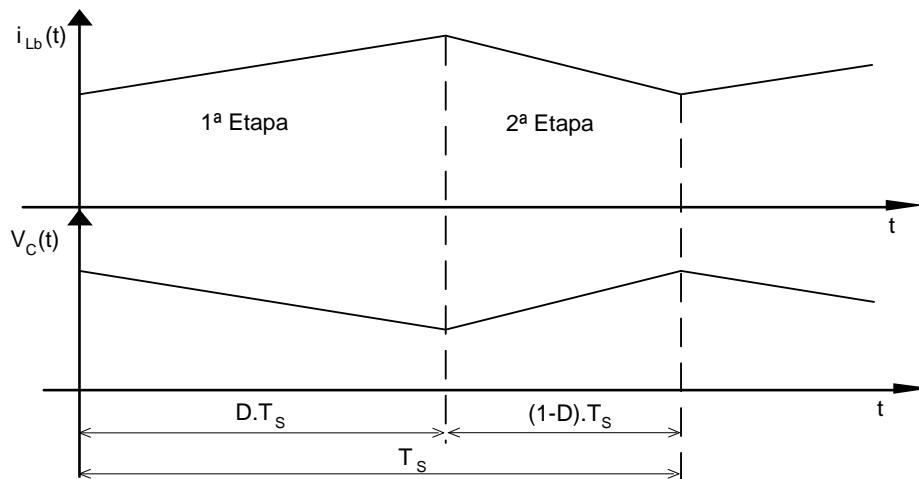


Figura 24 – Corrente $i_{Lb}(t)$ e tensão de controle $V_C(t)$.

Uma prática recomendável, para a redução deste fenômeno, é a escolha do valor de pico de $V_{Srr}(t)$ em função da máxima derivada da corrente do indutor L_{Boost} , levando-se em consideração os ganhos do medidor e do compensador, visto que o sinal a ser comparado com $V_{Srr}(t)$ é $V_C(t)$:

$$\frac{dV_{Srr}(t)}{dt} > \frac{dV_C(t)}{dt} \quad (0.73)$$

Sabe-se que a inclinação da rampa de $V_{Srr}(t)$ é dada pelo coeficiente V_s/T_s , demonstrado em (0.70). A inclinação do sinal $V_C(t)$ é dada por:

$$\frac{dV_C(t)}{dt} = G_{FP} \cdot \frac{d(V_+ - V_{HALL})}{dt} \quad (0.74)$$

Como $V_+ - V_{HALL} = I_{ref}(t) \cdot R_1 - i_{Lb}(t) \cdot K_{HALL}$ e em um período de chaveamento $I_{ref}(t)$ é constante:

$$\frac{d(V_+ - V_{HALL})}{dt} = -\frac{di_{Lb}(t)}{dt} \cdot K_{HALL} \quad (0.75)$$

A inclinação da corrente de entrada na 2ª etapa é dada por (4.31):

$$\frac{di_{Lb}(t)}{dt} = \frac{(V_{in_p} \cdot \text{sen}\omega t - V_o)}{L_b} \quad (0.76)$$

A máxima inclinação ocorre quando $\omega t = 0^\circ$. Assim, para o pior caso:

$$\frac{di_{Lb}(t)}{dt} = -\frac{V_o}{L_b} \quad (0.77)$$

Substituindo-se (0.66), (0.75) e (0.77) em (0.74):

$$\frac{dV_C(t)}{dt} = -K_{HALL} \cdot \frac{R_3}{R_2} \cdot \frac{V_o}{L_{Boost}} \quad (0.78)$$

Finalmente, levando (0.70) e (0.78) em (0.73), fica determinado que:

$$\frac{V_S}{T_S} > K_{HALL} \cdot \frac{R_3}{R_2} \cdot \frac{V_o}{L_{Boost}} \quad (0.79)$$

4.5.2. Modulação a 3 Níveis

Como foi explicado na modulação a 2 níveis, na saída do compensador de corrente tem-se o sinal de controle V_C , que precisa ser “transformado” na variável de controle ‘D’ para ser refletida pelo modulador na forma pulsos para o acionamento dos interruptores. Para efetuar a produção destes pulsos, utilizou-se a técnica denominada PWM (*Pulse Width Modulation*). No entanto, a modulação a 3 níveis apresenta pequenas diferenças a serem consideradas. A Figura 25 ilustra o princípio de produção dos pulsos. O sinal de controle $V_C(t)$ é comparado com duas formas de onda triangular, com amplitude V_T defasadas de 180° entre si.

A utilização desta técnica de modulação insere na malha de controle (Figura 17) o ganho G_{PWM} , sendo este dependente das características do sinal modulador.

Por exemplo, ao utilizar-se um sinal do tipo triangular, como o ilustrado na Figura 25, durante um período de comutação obtém-se:

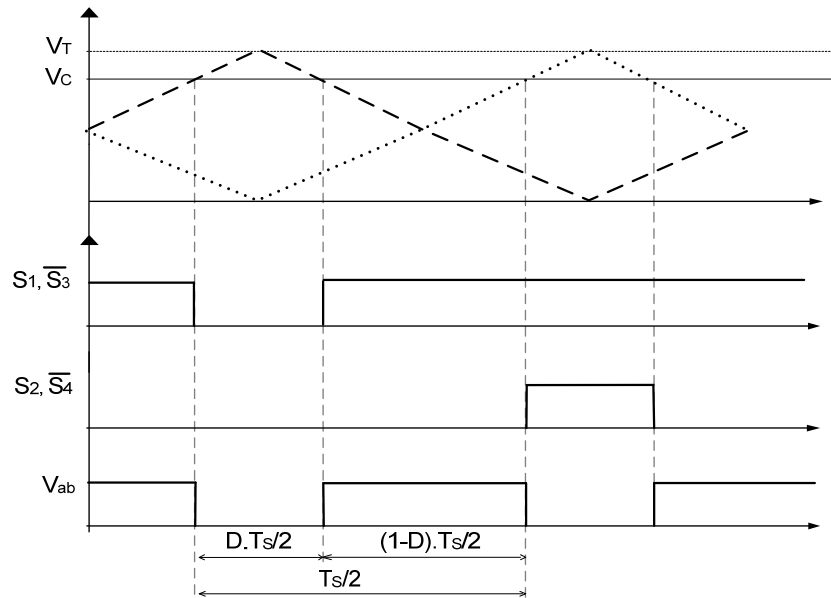


Figura 25 - Produção dos pulsos PWM a 3 níveis.

$$V_{Tr}(t) = \frac{V_T}{T_S/2} \cdot t \quad (0.80)$$

Quando $V_{Tr}(t) = V_C$, em $t = D \cdot (T_S/2)$, tem-se:

$$V_{Tr}(t) = V_C = \frac{V_T}{T_S/2} \cdot D \cdot (T_S/2)$$

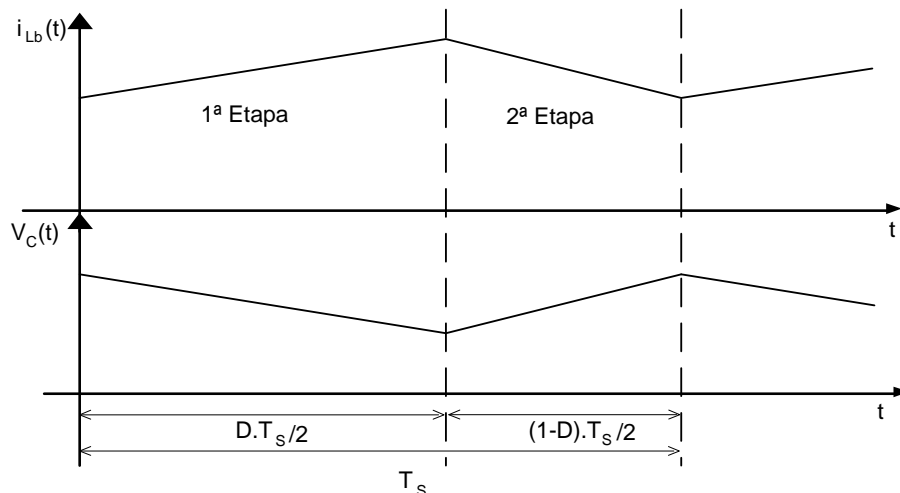
então:

$$D = \frac{V_C}{V_T} \quad (0.81)$$

Assim,

$$\boxed{G_{PWM} = \frac{1}{V_T}} \quad (0.82)$$

Dado que a ondulação em alta frequência contida em $i_{Lb}(t)$ causada pelo chaveamento pode estar presente no sinal de controle $V_C(t)$, conforme apresentado na , múltiplos cruzamentos de $V_C(t)$ por $V_{Tr}(t)$ podem ocorrer.



Uma prática recomendável, para a redução deste fenômeno, é a escolha do valor de pico de $V_{Tr}(t)$ em função da máxima derivada da corrente do indutor L_{Boost} , levando-se em consideração os ganhos do medidor e do compensador, visto que o sinal a ser comparado com $V_{Tr}(t)$ é $V_C(t)$:

$$\frac{dV_{Tr}(t)}{dt} > \frac{dV_C(t)}{dt} \quad (0.83)$$

Sabe-se que a inclinação da rampa de $V_{Tr}(t)$ é dada pelo coeficiente $\frac{V_T}{T_s/2}$, demonstrado em (0.80). A inclinação do sinal $V_C(t)$ é dada por:

$$\frac{dV_C(t)}{dt} = G_{FP} \cdot \frac{d(V_+ - V_{HALL})}{dt} \quad (0.84)$$

Como $V_+ - V_{HALL} = I_{ref}(t) \cdot R_1 - i_{Lb}(t) \cdot K_{HALL}$ e em um período de chaveamento $I_{ref}(t)$ é constante:

$$\frac{d(V_+ - V_{HALL})}{dt} = -\frac{di_{Lb}(t)}{dt} \cdot K_{HALL} \quad (0.85)$$

A inclinação da corrente de entrada na 1ª etapa é dada por (4.41), enquanto na segunda etapa é dada por (4.42):

$$\frac{di_{Lb}(t)}{dt} = \frac{V_{in_p} \cdot \text{sen}\omega t}{L_b} \quad (0.86)$$

$$\frac{di_{L_b}(t)}{dt} = \frac{(V_{in_p} \cdot \text{sen}\omega t - V_o)}{L_b} \quad (0.87)$$

A máxima inclinação ocorre quando $\omega t = 0$, na segunda etapa. Assim, para o pior caso:

$$\frac{di_{L_b}(t)}{dt} = -\frac{V_o}{L_b} \quad (0.88)$$

Substituindo-se (0.66), (0.85) e (0.88) em (0.84):

$$\frac{dV_c(t)}{dt} = K_{HALL} \cdot \frac{R_3}{R_2} \cdot \frac{V_o}{L_{Boost}} \quad (0.89)$$

Finalmente, levando (0.80) e (0.89) em (0.83), fica determinado que:

$$\frac{V_T}{T_S} > K_{HALL} \cdot \frac{R_3}{R_2} \cdot \frac{V_o}{L_{Boost}} \quad (0.90)$$

4.6. AJUSTE DOS PARÂMETROS DE $C_I(s)$

Na seção seguinte serão abordados assuntos pertinentes à estrutura de controle da tensão média de saída do conversor. Para que algumas das considerações sejam válidas é necessário que o ajuste dos parâmetros de $C_I(s)$ proporcione o desacoplamento dinâmico entre as estruturas de controle de corrente e tensão.

Através da utilização de uma banda passante “larga” o suficiente, para função de transferência de malha aberta do laço de controle de corrente – $FTMA_1(s)$, pode-se garantir o desacoplamento necessário, no entanto, deve-se assegurar também que a frequência de cruzamento situe-se no mínimo uma década abaixo da de comutação.

Assim, o projeto deste compensador pode ser realizado utilizando os seguintes critérios:

- A frequência do zero ‘ f_z ’ deve ser alocada a alguns quilohertz, sendo o suficiente para permitir a boa reprodução a corrente de referência, que tem o formato de uma sinusóide retificada;

- O segundo pólo do compensador deve ser posicionado, de forma que a frequência de cruzamento (f_c) esteja contida na faixa plana de $C_1(s)$, onde ganho de faixa plana G_{FP} é dado por:

$$G_{FP} = 20 \cdot \log \left(\frac{R_3}{R_2} \right) \quad (0.91)$$

Respeitadas estas recomendações, pode-se obter de forma simples o valor de G_{FP} através do critério de estabilidade $|FTMA_I(s)|_{s=j\omega_c} = 1$, dado que o compensador no entorno de f_c pode ser representado por esta constante, o que resulta em:

$$|C_I(s) \cdot G_{PWM} \cdot H_I(s) \cdot G_{MI}|_{s=j\omega_c} = 1 \quad (0.92)$$

Substituindo-se (0.50), (0.72) e $C_I(j\omega_c)$ por (0.91) em (0.92), tem-se

$$G_{FP} \cdot \frac{1}{V_S} \cdot \frac{V_O}{L_{Boost} \cdot \omega_c} \cdot G_{MI} = 1 \quad (0.93)$$

assim,

$$\boxed{G_{FP} = \frac{L_{Boost} \cdot 2\pi \cdot f_c \cdot V_S}{V_O \cdot G_{MI}}} \quad (0.94)$$

Especificando-se, por exemplo R_2 , de posse do valor de G_{FP} e utilizando-se (0.91) calcula-se R_3 . Dado que f_z e f_{p2} são arbitrados, logo, conhecidos, com o emprego das equações (0.61) e (0.62) determinam-se os valores dos capacitores C_1 e C_2 . Com isto, todos os elementos da estrutura de controle ficam determinados. Pode-se então esboçar o diagrama de Bode assintótico de $C_I(s)$, apresentado na Figura 26.

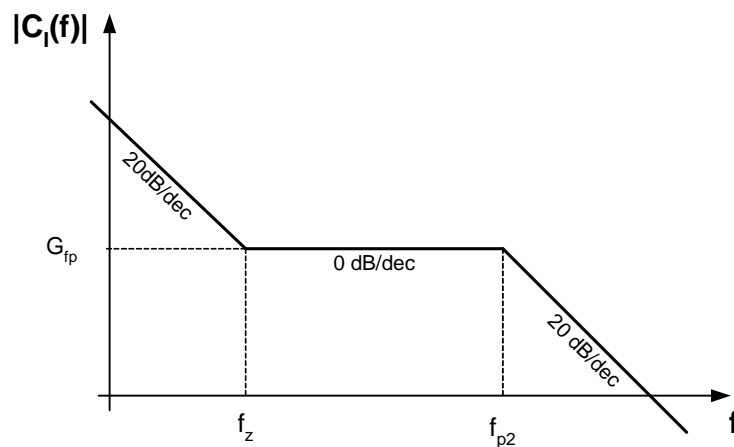


Figura 26 - Diagrama assintótico de $C_i(f)$.

5. CONTROLE DE TENSÃO

Equation Section 5

Do ajuste da malha de corrente é possível que o conversor opere em um ponto fixo onde tensões e correntes apresentem os valores adequados, para transferir a potência nos níveis de tensão de saída desejados. No entanto, variações de carga, por exemplo, deslocam a estrutura de seu ponto de operação, pois, devido à estratégia de controle de corrente, seu formato e amplitude são impostos e independentes do valor médio da tensão de saída.

Para que se possa solucionar esta situação, é inserida no sistema mais uma malha de controle. Esta é responsável pelo controle do valor médio da tensão de saída.

5.1. MALHA DE CONTROLE DA TENSÃO MÉDIA DE SAÍDA (V_O)

A estrutura proposta para realizar o controle de V_O , está apresentada na Figura 27.

Esta alteração em I_{Ref}^* dá-se através do produto entre I_{Ref} e o sinal de erro compensado (ε_o) produzido pelo controlador de tensão $C_V(s)$, onde este último é oriundo da comparação do valor médio de V_O com uma referência de tensão V_{ORef} . Com isto, variações de carga não provocam mais variações significativas em V_O .

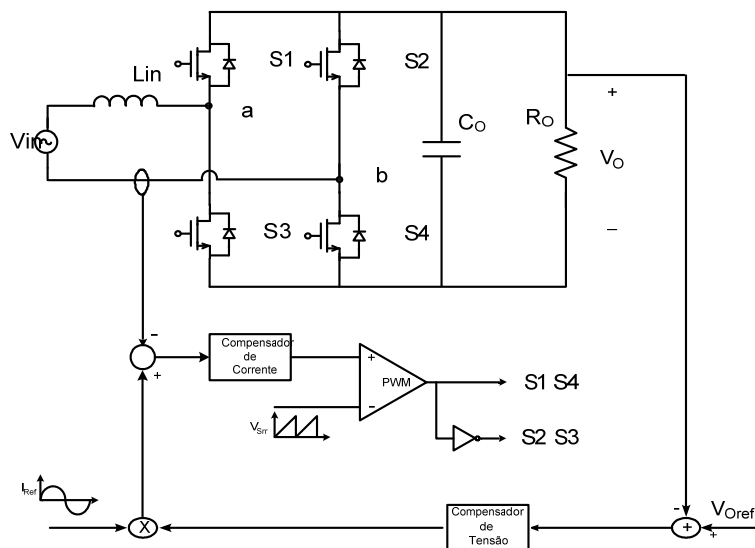


Figura 27 – Estrutura básica do controle de tensão.

A estrutura de controle de tensão pode ser descrita de forma alternativa através de seu diagrama funcional de blocos (Figura 28), que representa o modelo matemático dos elementos. As variáveis envolvidas são descritas por seus valores médios.

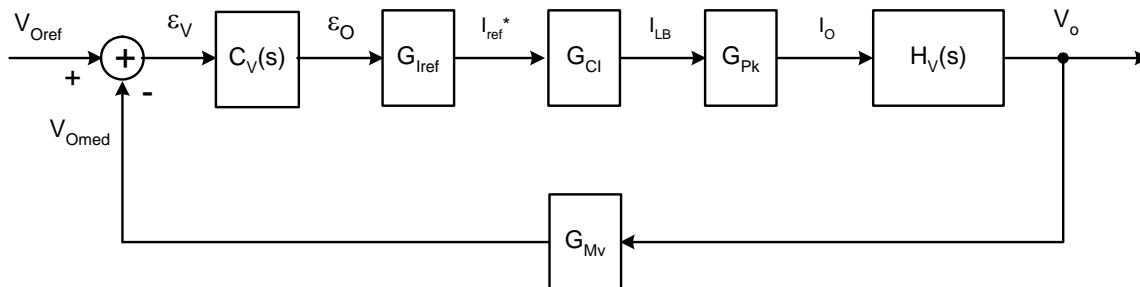


Figura 28 - Diagrama de blocos da malha de controle da tensão.

Onde:

Modelos:

- $H_V(s) \rightarrow$ Planta (V_o/I_o — valores médios);
- $C_V(s) \rightarrow$ Compensador de tensão;

Ganhos:

- G_{Iref} → Multiplicador;
- G_{CI} → Compensador de corrente em regime;
- G_{Pk} → Relação entre i_{Lb} e I_O ;
- G_{Mv} → Medidor de tensão.

5.2. MODELO POR VALORES MÉDIOS

A modelagem desejada da planta, nesta etapa, está voltada à obtenção de uma representação pelos valores médios, da tensão na carga em relação à sua corrente, por conveniência.

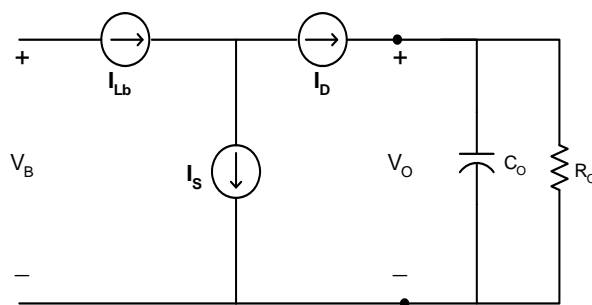


Figura 29 — Circuito equivalente por valores médios.

Trabalhando com os valores médios das grandezas no conversor boost, pode-se representá-lo como o ilustrado na Figura 29. De forma a simplificar a análise necessária para a obtenção do modelo para variações de V_O , pode-se simplificá-lo ainda mais o que resulta no circuito elétrico equivalente por valores médios, apresentado na Figura 30.

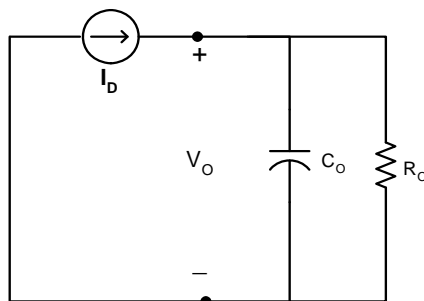


Figura 30 - Circuito elétrico equivalente para a determinação do modelo.

Utilizando o modelo elétrico obtido, pode-se através do somatório das correntes no nó ‘+’ de V_o , obter a equação que descreve o comportamento dinâmico da estrutura quando submetida a variações, representada pela equação (5.1).

$$I_o(t) = C_o \cdot \frac{dV_o(t)}{dt} + \frac{V_o(t)}{R_o} \quad (5.1)$$

Manipulando os termos de (5.1), obtém-se (5.2).

$$\boxed{\frac{dV_o(t)}{dt} + \frac{V_o(t)}{C_o \cdot R_o} = \frac{I_o(t)}{C_o}} \quad (5.2)$$

Aplicando a transformada de Laplace a (5.2), obtém-se a função de transferência da planta, por valores médios dada pela expressão (5.3).

$$\boxed{H_V(s) = \frac{V_o(s)}{I_o(s)} = \frac{R_o}{C_o \cdot R_o \cdot s + 1}} \quad (5.3)$$

Assim sendo o ganho da faixa plana $H_V(0)$ e a frequência do pólo da planta f_{po} são dados por,

$$\boxed{H_V(0) = R_o} \quad (5.4)$$

$$\boxed{f_{po} = \frac{1}{2\pi \cdot C_o \cdot R_o}} \quad (5.5)$$

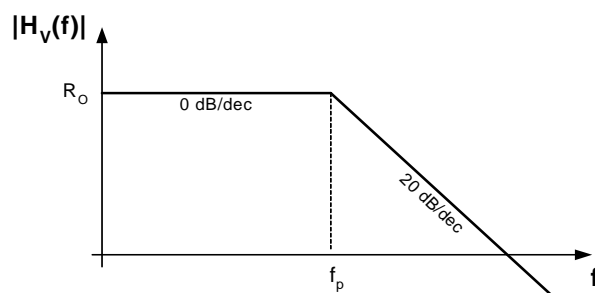


Figura 31 - Diagrama de módulo de $H_V(f)$.

5.3. COMPENSADOR DE TENSÃO

A estrutura clássica do compensador de tensão sugerida na literatura é mostrada na Figura 32.

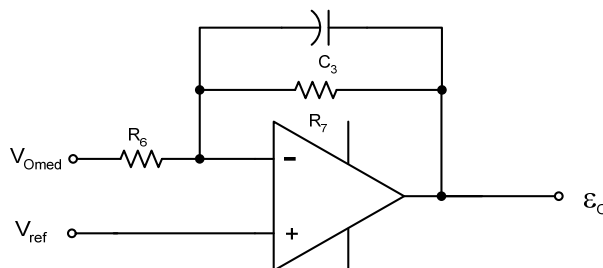


Figura 32 – Estrutura do compensador de tensão $C_v(s)$.

A função matemática que relaciona as entradas com a saída da estrutura $C_v(s)$ é definida na equação (5.6).

$$\varepsilon_O = (V_{ref} - V_{omed}) \cdot \frac{Z_R}{Z_f} + V_{ref} \quad (5.6)$$

sendo:

$$Z_R(s) = \frac{R_7}{R_7 \cdot C_3 \cdot s + 1} \quad \therefore \quad Z_f(s) = R_6 \quad (5.7)$$

A saída do compensador depende de duas parcelas, a primeira em função dos parâmetros do filtro e a segunda que é um valor constante igual à tensão de referência. Linearizando a equação (5.6) em torno do seu ponto de operação, obtém-se o modelo incremental do compensador apresentado na equação (5.8). Este modelo descreve o seu comportamento dinâmico válido para pequenas perturbações em torno do ponto de operação.

$$\varepsilon_O = (V_{ref} - V_{omed}) \cdot \frac{Z_R}{Z_f} \quad (5.8)$$

Substituindo a equação (5.7) em (5.8), obtém-se a função de transferência do compensador:

$$C_V(s) = \frac{\varepsilon_O}{(V_{Oref} - V_{Omed})}(s) = \frac{R_7}{R_6 \cdot (R_7 \cdot C_3 \cdot s + 1)} \quad (5.9)$$

Esta configuração apresenta apenas um pólo. Com este compensador, é possível ajustar-se a banda passante da função de transferência em malha aberta da estrutura de controle da tensão – $FTMA_V(s)$, bem como o erro estático e a atenuação da ondulação da tensão de saída que é aplicada na entrada do multiplicador.

Pode-se então, determinar o ganho estático de $C_V(s)$ e a posição de seu pólo:

$$C_V(0) = \frac{R_7}{R_6} \quad (5.10)$$

$$f_{pv} = \frac{1}{2\pi \cdot R_7 \cdot C_3} \quad (5.11)$$

A maneira considerada mais adequada para o ajuste dos parâmetros do compensador, será abordada em uma seção posterior.

5.4. GANHOS ASSOCIADOS À MALHA DE TENSÃO

Como pode ser observado na Figura 28, o sinal de saída do compensador ‘ ε_O ’ sofre a ação de diversos ganhos antes de ser injetado na planta.

O primeiro desses ganhos G_{Iref} está associado a linearização do multiplicador, utilizado para o controle da tensão/potência média de saída. Devido à dinâmica da malha de controle de tensão, pode-se considerar que a corrente $i_{Ref}(t)$, que possui o formato de uma sinusóide, pode ser representada apenas por seu valor de pico. Assim, dado o valor de pico da corrente de referência i_{Ref}^p e da tensão de entrada V_{inp} , calcula-se o referido ganho segundo (5.12).

$$G_{Iref} = \frac{i_{Ref}^p}{V_{inp}} \quad (5.12)$$

O ganho G_{CI} refere-se ao comportamento da malha de corrente em regime, ou seja, converter a corrente de referência $i_{Ref}(t)$, na corrente da indutância $i_{Lb}(t)$ (valores médios ou médios instantâneos). Tal relação, já foi obtida e está apresentada em (0.69), como na saída do multiplicador tem-se o sinal i_{Ref} , o ganho da malha de corrente é dado por:

$$\boxed{G_{CI} = \frac{R_1}{G_{MI}}} \quad (5.13)$$

A última constante associada à malha direta do controle é G_{PK} , que estabelece a relação entre as correntes de pico no indutor boost e média de saída. Tal relação pode ser derivada de forma simples através da equação de balanço de potência. Considerando o estágio PFC operando sem perdas, as potências de entrada e saída são iguais, assim:

$$P_{in} = P_o \quad \therefore \quad \frac{v_{in_p} \cdot i_{in_p}}{2} = V_o \cdot I_o$$

Sabendo que as correntes de pico na entrada (i_{inp}) e no indutor boost (i_{Lb}) são iguais, a relação entre estas correntes, ou seja, G_{PK} é dada por:

$$\boxed{G_{PK} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{in_p}}{V_o}} \quad \text{ou} \quad \boxed{G_{PK} = \frac{a}{2}} \quad (5.14)$$

Assim, é possível estabelecer a relação entre os diferentes blocos da malha.

5.5. SENSOR DE TENSÃO

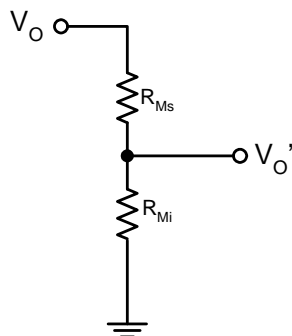


Figura 33 — Estrutura do sensor de tensão.

A leitura da tensão de saída é feita através de um divisor resistivo associado em paralelo aos terminais da carga. A sua estrutura está apresentada na Figura 33. Tal arranjo confere ao medidor o ganho G_{Mv} , dado por:

$$G_{Mv} = \frac{V_{Omed}}{V_O} = \frac{R_{Mi}}{R_{Mi} + R_{Ms}} \quad (5.15)$$

Para a o cálculo dos resistores do arranjo, basta especificar-se a um destes e o ganho desejado.

5.6. AJUSTE DOS PARÂMETROS DE $C_V(s)$

O ajuste dos parâmetros do compensador de tensão pode ser efetuado segundo diversos critérios. Aqui, os fatores de mérito arbitrados e utilizados como guias para o dimensionamento foram o valor de pico da ondulação da tensão na saída do compensador de tensão (V_a), e o erro estático na tensão média de saída (ϵ_O).

Utilizando o teorema do valor final, pode-se obter que o erro estático para a estrutura de controle descrita pelo diagrama de blocos da Figura 28, é dado por:

$$\varepsilon_o = \frac{1}{FTMA_v(0)+1} \quad (5.16)$$

Da análise da Figura 28 obtém-se que a função de transferência de malha aberta, para o laço de controle da tensão, é

$$FTMA_v(s) = C_v(s) \cdot G_{Iref} \cdot G_{CI} \cdot G_{Pk} \cdot H_v(s) \cdot G_{Mv} \quad (5.17)$$

Assim, substituindo (5.17), (5.10) e (5.4) em (5.16) e considerando que $G = G_{Iref} \cdot G_{CI} \cdot G_{Pk}$, obtém-se a seguinte relação para a determinação dos componentes do controlador:

$$\frac{R_7}{R_6} = \left(\frac{1 - \varepsilon_o}{\varepsilon_o} \right) \cdot \frac{1}{G \cdot R_O \cdot G_{Mv}} \quad (5.18)$$

Com isto, arbitrando-se um dos resistores o outro fica automaticamente determinado.

A segunda relação é obtida através da atenuação desejada para o *ripple* em V_O , ou seja, devido à estrutura de controle utilizada (Figura 27), a ondulação de tensão presente na entrada de $C_v(s)$ é apenas atenuada pelo sensor de tensão, com isto tem-se que:

$$\Delta V_c = \Delta V_O \cdot G_{Mv} \quad (5.19)$$

O que se deseja neste caso é obter a atenuação apresentada pelo compensador de tensão de forma a, se tenha:

$$V_a = |C_v(2 \cdot f_{rede})| \cdot \Delta V_O \quad (5.20)$$

Então, substituindo-se (5.9) em (5.20) e obtendo-se o módulo de $C_v(s)$, mediante algumas pequenas considerações encontra-se que, o capacitor C_3 pode ser calculado da seguinte forma:

$$C_3 = \frac{\Delta V_o \cdot G_{Mv}}{V_a \cdot 2\pi \cdot 2 \cdot f_{rede}} \quad (5.21)$$

Com isto, todos os elementos do compensador de tensão ficam determinados, e pode-se traçar o diagrama assintótico esperado, para o módulo da resposta em frequência apresentada por $C_V(s)$ (Figura 34).

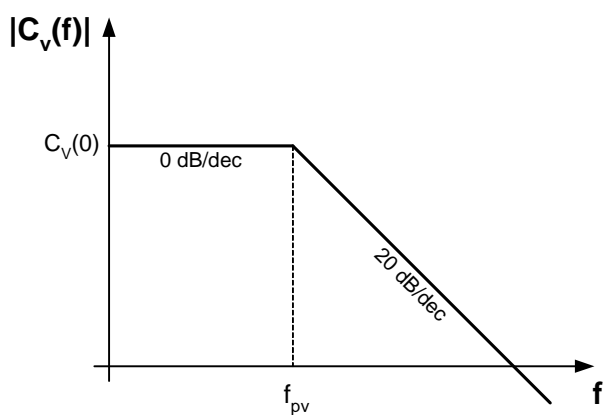


Figura 34 — Diagrama assintótico do $|C_V(f)|$

6. EXEMPLO DE CÁLCULO

EEL 6550 - Correção do Fator de Potência para Fontes de Alimentação

Assunto: Projeto da estrutura de controle de um conversor Boost operando em CCM

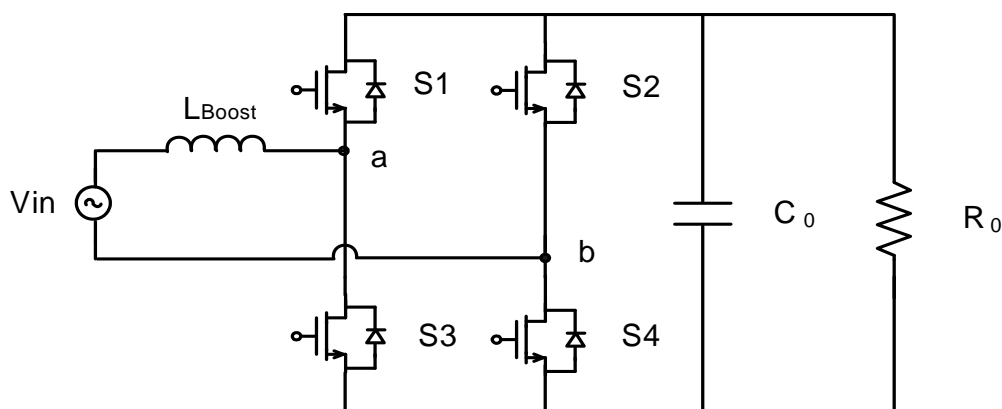


Figura 1 - Estrutura do Retificador Boost.

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

Dados:

Entrada

Tensão eficaz:

$$V_{in} := 220V$$

Freqüência da rede:

$$f_T := 60Hz$$

Rendimento:

$$\eta := 1.0$$

Saída

Tensão média:

$$V_o := 400V$$

Potência:

$$P_o := 1.0kW$$

Freqüência de comutação:

$$f_s := 40kHz$$

Ondulação relativa da tensão em 120Hz:

$$\Delta V_o := 0.03$$

Ondulação máxima da corrente no indutor Boost:

$$\Delta I_L := 0.2$$

• Cálculos iniciais

Baseados nos dados de entrada pode-se calcular algumas grandezas que serão utilizadas mais adiante.

Entrada

Valor de pico da tensão:

$$V_{in_p} := \sqrt{2} \cdot V_{in}$$

$$V_{in_p} = 311.127 \text{ V}$$

Corrente eficaz:

$$I_{in} := \frac{P_o}{\eta \cdot V_{in}}$$

$$I_{in} = 4.545 \text{ A}$$

Corrente de pico

$$I_{inP} := \sqrt{2} \cdot I_{in}$$

$$I_{inP} = 6.428 \text{ A}$$

Carga

Resistência Nominal:

$$R_o := \frac{V_o^2}{P_o}$$

$$R_o = 160 \Omega$$

• Indutor Boost "L Boost "

Ganho estático do conversor Boost: E considerando que: $V_{ab_p} := V_{in_p}$

• 2 Níveis

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 - 2D}$$

• 3 Níveis

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D}$$

como V_{in} , possui comportamento senoidal durante um semi-ciclo da fonte de alimentação, a razão cíclica pode ser descrita como segue

$$D2(\theta) := 0.5 - \frac{0.5 V_{ab_p} \cdot \sin(\theta)}{V_o}$$

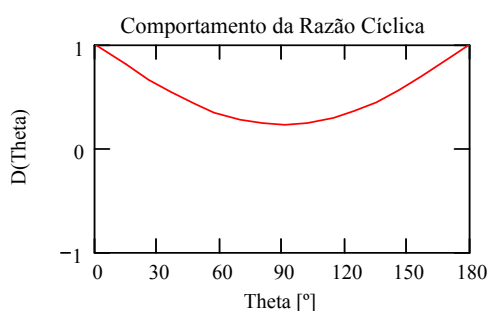
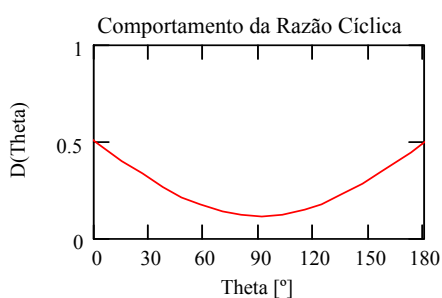
$$D3(\theta) := 1 - \frac{V_{ab_p} \cdot \sin(\theta)}{V_o} \quad 0 \leq \theta \leq \pi$$

$$a := \frac{V_{in_p}}{V_o}$$

$$a = 0.778$$

$$D2(\theta, a) := 0.5 - 0.5a \cdot \sin(\theta)$$

$$D3(\theta, a) := 1 - a \cdot \sin(\theta)$$



Para a determinação do valor da indutância L_{Boost} é necessário que determine a situação de máxima ondulação de sua corrente. Assim sendo, do circuito equivalente (Fig. 1) durante o intervalo em que S permanece fechada obtêm-se que:

$$L_{Boost} \cdot \frac{d}{dt} i_{Lb}(t) = -V_{in_p} \cdot \sin(\theta) + V_o$$

Dado o elevado valor da frequência de comutação pode-se dizer que durante o intervalo de acionamento de S, que

2 Níveis:

$$\Delta t = \frac{D(\theta)}{f_s}$$

3 Níveis:

$$\Delta t = \frac{D(\theta)}{2f_s}$$

$$L_{\text{Boost}} \cdot \frac{\Delta i_{Lb}}{\Delta t} = -V_{\text{inP}} \cdot \sin(\theta) + V_o$$

daí tem-se:

2 Níveis:

$$\frac{L_{\text{Boost2}} \cdot \Delta i_{Lb2} \cdot f_s}{V_o} = 0.5 - 0.5(a \sin(\theta))^2$$

3 Níveis:

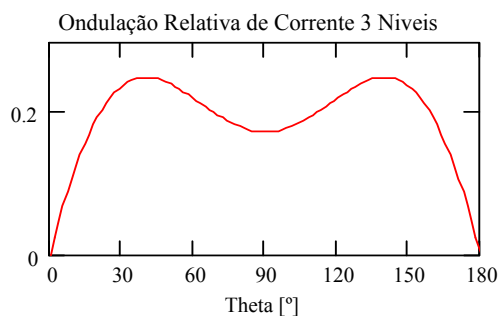
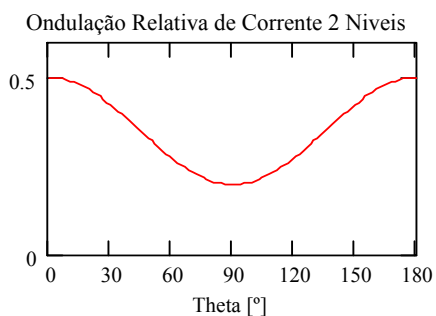
$$\frac{2L_{\text{Boost3}} \cdot \Delta i_{Lb3} \cdot f_s}{V_o} = a \sin(\theta) - (a \sin(\theta))^2$$

Definindo-se

$$\Delta I2(\theta, a) := 0.5 - 0.5(a \sin(\theta))^2$$

$$\Delta I3(\theta, a) := a \sin(\theta) - (a \sin(\theta))^2$$

$$\theta := 0, \frac{\pi}{100} .. \pi$$



Destas curvas verifica-se que a situação de máxima ondulação ocorre para 2 Níveis é igual a 0.5 e 0.25 para 3 Níveis :

$$\Delta I2_{\text{max}} := 0.5$$

$$\Delta I3_{\text{max}} := 0.25$$

O valor da indutância pode ser obtido a partir da seguinte expressão:

$$L_{\text{Boost2}} := \frac{\Delta I2_{\text{max}} \cdot V_o}{\Delta I_L \cdot I_{\text{inP}} \cdot f_s}$$

$$L_{\text{Boost3}} := \frac{\Delta I3_{\text{max}} \cdot V_o}{2\Delta I_L \cdot I_{\text{inP}} \cdot f_s}$$

$$L_{\text{Boost2}} = 3.889 \text{ mH}$$

$$L_{\text{Boost3}} = 0.972 \text{ mH}$$

Observa-se que a indutância em 2 níveis é 4 vezes maior do que a em 3 níveis. E ainda, a ondulação de corrente máxima, em dois níveis pode chegar ao dobro da em 3 níveis.

• **Capacitor de Armazenagem "C_o"**

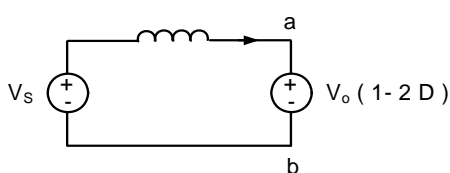
Este capacitor é definido em função da ondulação de 120Hz estipulada, então:

$$C_o := \frac{P_o}{2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot V_o \cdot (\Delta V_o \cdot V_o)}$$

C_o = 552.621 μF

• **Modelo por Valores Médios Instantâneos do Conversor Boost em CCM**

• **2 Níveis**



• **3 Níveis**

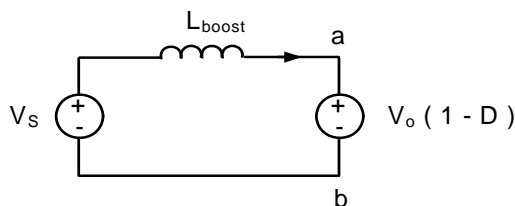


Figura 2 - Estrutura do Conversor Boost p/ obtenção do modelo por valores médios instantâneos.

Baseando-se no modelo para valores médios instantâneos de tensão (fig. 2), pode-se obter como modelo da planta o seguinte:

• **2 Níveis**

$$\frac{d}{dt} \Delta i_{Lb}(t) = \frac{2V_o}{L_{Boost}} \cdot \Delta D(t)$$

• **3 Níveis**

$$\frac{d}{dt} \Delta i_{Lb}(t) = \frac{V_o}{L_{Boost}} \cdot \Delta D(t)$$

Efetuada a transformada de L'Place

$$\frac{\Delta I_{Lb}(s)}{\Delta D(s)} = H_I(s)$$

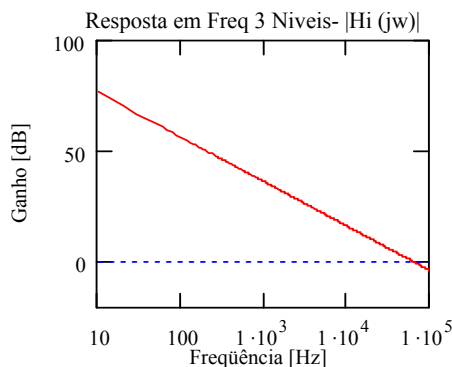
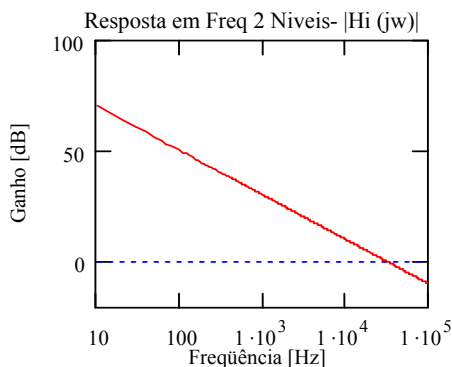
$H_{I2}(s) := \frac{2V_o}{L_{Boost2} \cdot s}$

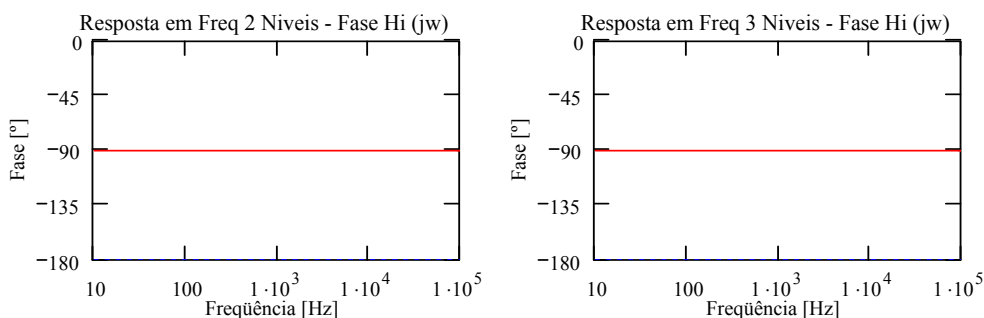
$H_{I3}(s) := \frac{V_o}{L_{Boost3} \cdot s}$

Assim, os diagramas de módulo e fase da planta sem compensação, são:

f := 10Hz, 20Hz.. 1MHz

s(f) := 2j · π · f





• **Malha de Controle da Corrente**

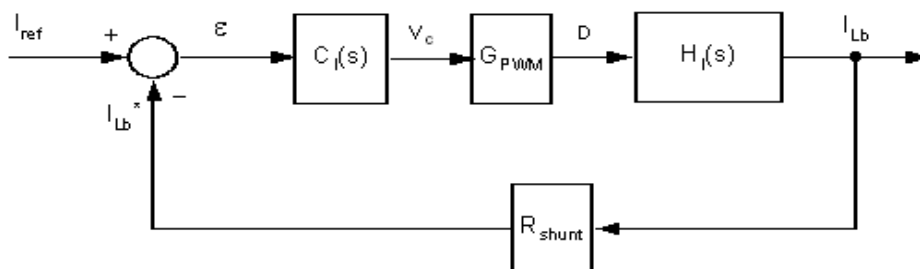


Figura 3 - Estrutura de controle da corrente.

• **Ganho do Modulador PWM**

Para a determinação do ganho do modulador PWM, é necessário que se determine o valor de pico da onda dente de serra. Assim, utilizando a derivada de i_{Lb} obtém-se que:

• **2 Níveis**

$$di_{Lb2} := \frac{V_{in_p}}{L_{Boost2}} \cdot \left(1 \frac{\text{sec}}{\text{A}}\right)$$

$$di_{Lb2} = 8 \times 10^4$$

• **3 Níveis**

$$di_{Lb3} := \frac{V_{in_p}}{L_{Boost3}} \cdot \left(1 \frac{\text{sec}}{\text{A}}\right)$$

$$di_{Lb3} = 3.2 \times 10^5$$

Arbitrando-se o valor de V_{Srr} :

$$V_{Srr} := 15V$$

Assim, a inclinação da onda moduladora é dada por:

$$dV_{Srr} := V_{Srr} \cdot f_s \cdot \left(1 \frac{\text{sec}}{\text{V}}\right)$$

$$dV_{Srr} = 6 \times 10^5$$

Como em ambos os casos $dV_{Srr} > di_{Lb}$ espera-se que não hajam múltiplos cruzamentos.

Pode-se então calcular o ganho do modulador PWM.

$$G_{PWM} := \frac{1}{V_{SRR}} \cdot (1V)$$

$$G_{PWM} = 0.067$$

• Compensador de Corrente

Para que se possa posteriormente "desacoplar" às dinâmicas das malhas de corrente e tensão, o compensador de corrente deve ser ajustado de forma a atender a esta imposição.

Cálculo dos Parâmetros do Compensador

O ganho (K_{is}) (R_{shunt}) com que a corrente da rede é monitorada é igual a 0.1. Assim, utiliza-se uma fonte de corrente senoidal em paralelo com um resistor de alto valor ($R_1=10k$) e limitando-se a corrente drenada da rede em 6.5A(ILp), calcula-se o valor da fonte de corrente:

$$K_{is} := 0.1\Omega \quad R_1 := 10k\Omega$$

$$i_{Ref} := \frac{I_{inP} \cdot K_{is}}{R_1}$$

$$i_{Ref} = 6.428 \times 10^{-5} \text{ A}$$

Sensor de Tensão (forma da corrente de entrada):

$$\text{ganho} := \frac{V \cdot i_{Ref}}{A \cdot V_{inP}}$$

$$\text{ganho} = 2.066 \times 10^{-7}$$

Definindo-se aos seguintes parâmetros do controlador:

Zero: $f_z := 2\text{kHz}$

Pólo 1: $f_{p1} := 0\text{Hz}$

Pólo 2: $f_{p2} := 90 \cdot f_z$

Os outros elementos, podem ser obtidos da seguinte forma:

Freqüência do segundo pólo do controlador: $f_{p2} = 180 \text{ KHz}$

Resistor "Shunt":

$$R_{Shunt} := K_{is}$$

$$R_{Shunt} = 0.1 \Omega$$

• 2 Níveis

• 3 Níveis

Ganho de faixa plana (dB) :

$$G_{fp2} := 20 \cdot \log \left(\frac{L_{Boost2} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot V_{SRR}}{V_o \cdot R_{Shunt} \cdot 10} \right)$$

$$G_{fp3} := 20 \cdot \log \left(\frac{L_{Boost3} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot V_{SRR}}{V_o \cdot R_{Shunt} \cdot 10} \right)$$

$$G_{fp2} = 31.282$$

$$G_{fp3} = 19.241$$

Componentes de C $\mu(s)$

$$R_2 := R_1 \quad R_2 = 10 \text{ K}\Omega$$

$$R_{32} := R_2 \cdot 10^{\frac{G_{fp2}}{20}}$$

$$R_{32} = 366.538 \text{ k}\Omega$$

$$C_{12} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_z \cdot R_{32}} \quad C_{12} = 0.217 \text{ nF}$$

$$R_{33} := R_2 \cdot 10^{\frac{G_{fp3}}{20}}$$

$$R_{33} = 91.634 \text{ k}\Omega$$

$$C_{13} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_z \cdot R_{33}} \quad C_{13} = 0.868 \text{ nF}$$

$$C_{22} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{32} \cdot (f_{p2} - f_z)} \quad C_{22} = 2.439 \text{ pF} \quad C_{23} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{33} \cdot (f_{p2} - f_z)} \quad C_{23} = 9.758 \text{ pF}$$

Função de Transferência do Compensador C_i(s)

• 2 Níveis

$$C_{12}(s) := \frac{(R_{32} \cdot C_{12} \cdot s + 1)}{R_2 \cdot (C_{12} + C_{22}) \cdot s \cdot \left(\frac{R_{32} \cdot C_{12} \cdot C_{22}}{C_{12} + C_{22}} s + 1 \right)} + 1$$

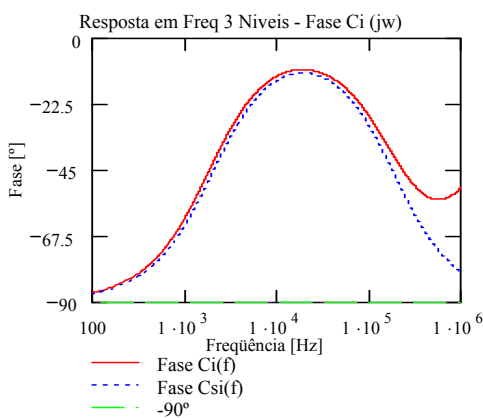
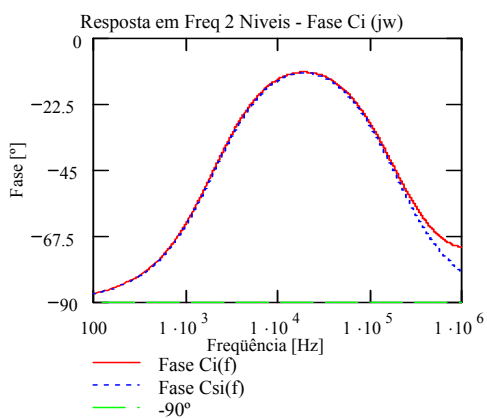
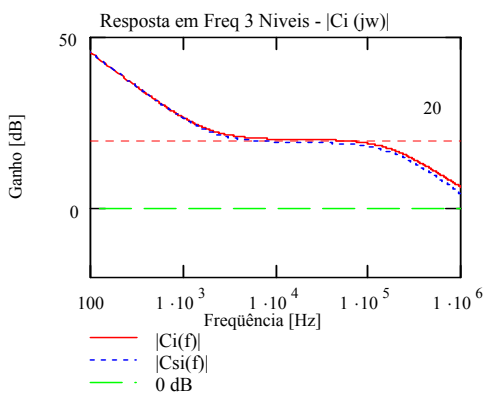
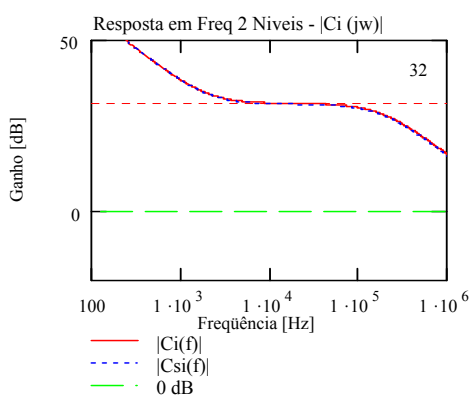
$$C_{SI2}(s) := \frac{(R_{32} \cdot C_{12} \cdot s + 1)}{R_2 \cdot (C_{12} + C_{22}) \cdot s \cdot \left(\frac{R_{32} \cdot C_{12} \cdot C_{22}}{C_{12} + C_{22}} s + 1 \right)}$$

• 3 Níveis

$$C_{13}(s) := \frac{(R_{33} \cdot C_{13} \cdot s + 1)}{R_2 \cdot (C_{13} + C_{23}) \cdot s \cdot \left(\frac{R_{33} \cdot C_{13} \cdot C_{23}}{C_{13} + C_{23}} s + 1 \right)} + 1$$

$$C_{SI3}(s) := \frac{(R_{33} \cdot C_{13} \cdot s + 1)}{R_2 \cdot (C_{13} + C_{23}) \cdot s \cdot \left(\frac{R_{33} \cdot C_{13} \cdot C_{23}}{C_{13} + C_{23}} s + 1 \right)}$$

Função de Transferência dos Compensador C_{s1}(s)



• **Função de Transferência de Malha Aberta "FTMA_i"**

Para que se possa analisar o efeito do controlador de corrente na estrutura, será traçada a resposta em frequência da FTMA para esta malha. Do diagrama de blocos contido na fig.3.

• **2 Níveis**

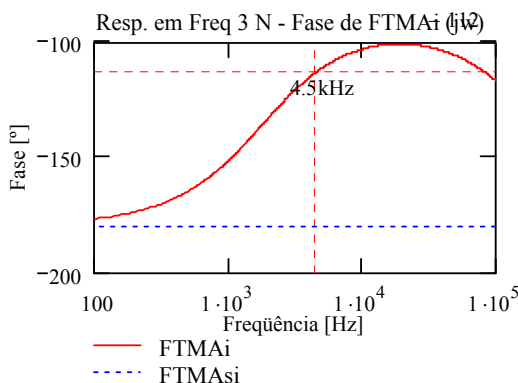
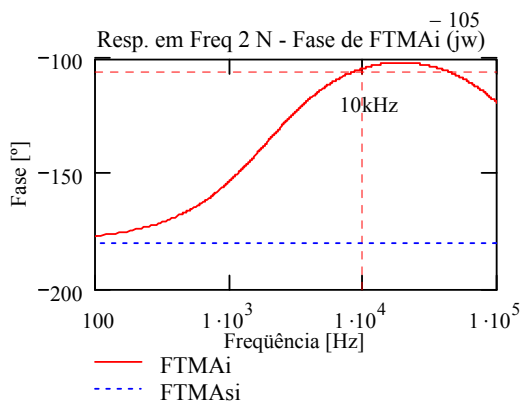
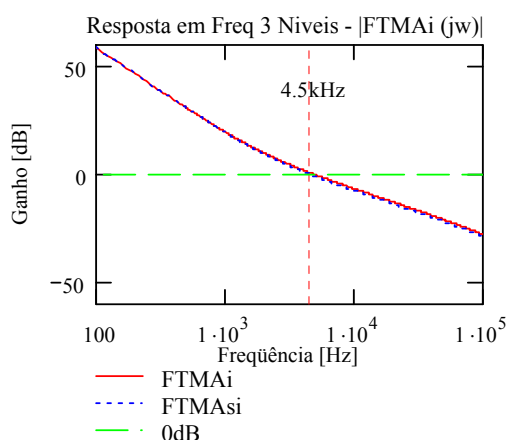
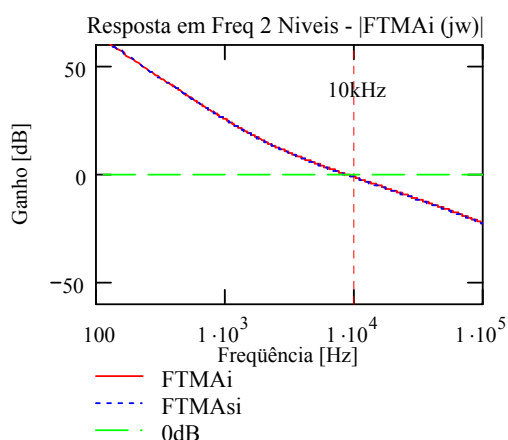
$$FTMA_{I2}(s) := C_{I2}(s) \cdot G_{PWM} \cdot H_{I2}(s) \cdot R_{Shunt}$$

$$FTMA_{SI2}(s) := C_{SI2}(s) \cdot G_{PWM} \cdot H_{I2}(s) \cdot R_{Shunt}$$

• **3 Níveis**

$$FTMA_{I3}(s) := C_{I3}(s) \cdot G_{PWM} \cdot H_{I3}(s) \cdot R_{Shunt}$$

$$FTMA_{SI3}(s) := C_{SI3}(s) \cdot G_{PWM} \cdot H_{I3}(s) \cdot R_{Shunt}$$



Dos diagramas de módulo e fase da FTMA_i(s), conclui-se que o sistema de controle será estável em malha fechada.

Dentro da faixa de frequência de operação, os dois compensadores apresentaram o mesmo comportamento.

• **Malha de Controle da Tensão**

Dado o ajuste da malha de corrente, esta apresenta-se dinamicamente desacoplada da de tensão. Disto, resulta que a estrutura básica de controle da tensão média de saída do conversor pode ser apresentada na forma da fig.5.

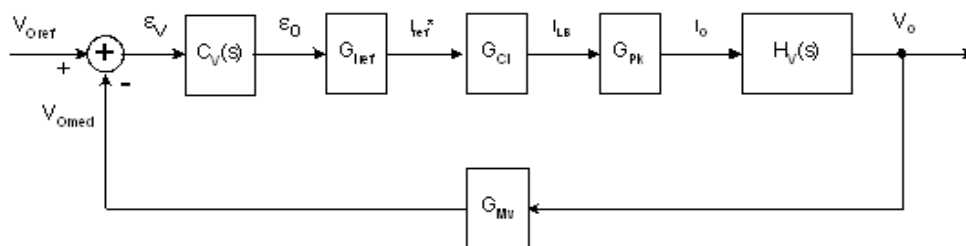


Figura 5 - Estrutura de controle da corrente.

• Modelo por Valores Médios do Conversor Boost em CCM

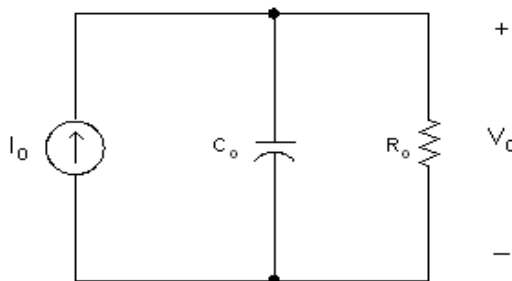


Figura 6 - Estrutura do Conversor Boost p/ obtenção do modelo por valores médios.

Baseando-se no modelo para valores médios (fig. 6), pode-se obter como modelo da planta o seguinte:

$$\frac{d}{dt} V_o(t) + \frac{V_o(t)}{C_o \cdot R_o} = \frac{I_o(t)}{C_o}$$

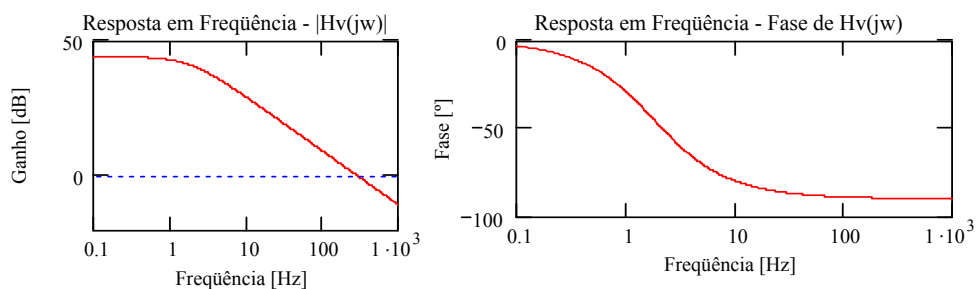
Efetuada a transformada de LaPlace

$$\frac{V_o(s)}{I_o(s)} = H_V(s)$$

$$H_V(s) := \frac{R_o}{R_o \cdot C_o \cdot s + 1}$$

Assim, os diagramas de módulo e fase da planta sem compensação, são:

$$f := 0.010\text{Hz}, 0.020\text{Hz}.. 1\text{kHz}$$



- **Ganhos da Malha de Controle**

Multiplicador:

$$V_{\text{Ref}} := 4\text{V} \quad k := i_{\text{Ref}} \frac{V_{\text{in}}^2}{V_{\text{in}} \cdot V_{\text{Ref}}}$$

$$G_{\text{Iref}} := \frac{k \cdot V \cdot V_{\text{in}}}{V_{\text{in}}^2 \cdot A}$$

$$G_{\text{Iref}} = 1.607 \times 10^{-5}$$

Compensador de Corrente:

$$G_{\text{CI}} := \frac{R_1}{R_{\text{Shunt}}}$$

$$G_{\text{CI}} = 1 \times 10^5$$

Potência:

$$G_{\text{Pk}} := \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{\text{in}}}{V_o}$$

$$G_{\text{Pk}} = 0.389$$

Total:

$$G := G_{\text{Iref}} \cdot G_{\text{CI}} \cdot G_{\text{Pk}}$$

$$G = 0.625$$

- **Ganho do medidor**

A leitura da tensão de saída será feita através de um divisor resistivo, cuja estrutura está apresentada na fig.7, tal arranjo confere ao medidor o ganho G_{Mv} .

$$G_{\text{Mv}} = \frac{R_{\text{Mi}}}{R_{\text{Mi}} + R_{\text{Ms}}}$$

$$G_{\text{Mv}} := 0.01$$

Assim, arbitrando-se o valor para um dos resistores:

$$R_{\text{Mi}} := 2.2\text{k}\Omega$$

$$R_{\text{Ms}} := R_{\text{Mi}} \cdot \left(\frac{1 - G_{\text{Mv}}}{G_{\text{Mv}}} \right)$$

$$R_{\text{Ms}} = 217.8\text{k}\Omega$$

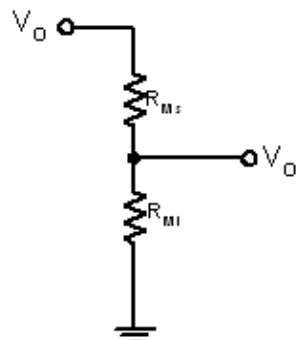


Figura 7 - Estrutura do medidor de tensão.

• Compensador de Tensão

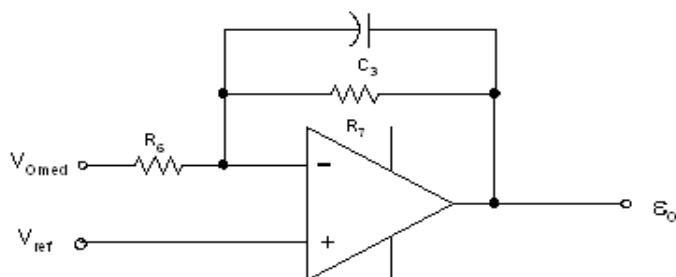


Figura 8a - Estrutura do compensador de tensão.

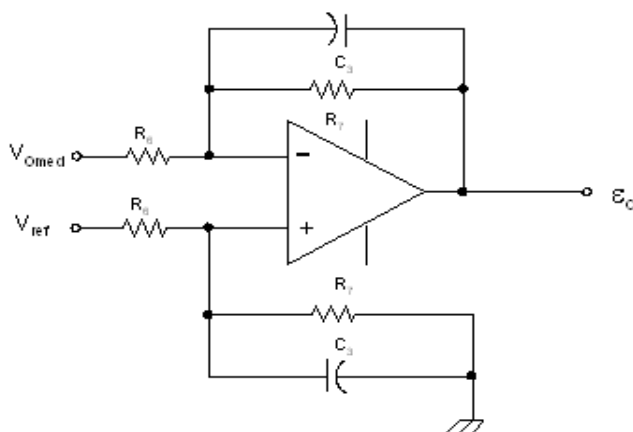


Figura 8b - Estrutura do compensador simétrico de tensão.

A função de transferência dos dois compensadores que representam as suas dinâmicas em torno do ponto de operação são iguais.

Cálculo dos Parâmetros do Compensador

Definindo-se aos seguintes parâmetros do controlador:

Erro estático de tensão:

$$\varepsilon_o := 0.02$$

Referência do compensador de tensão (400V):

$$V_{ref} := 4V$$

Estimativa p/cálculo dos parâmetros:

$$R_6 := 10k\Omega$$

Valor de pico da ondulação em 120Hz:

$$V_a := 100mV$$

Os outros elementos, podem ser obtidos da seguinte forma:

Ganho estático de C_v (s):

$$C_v := \left(\frac{1 - \varepsilon_o}{\varepsilon_o \cdot G_{Iref} \cdot G_{CI} \cdot R_o \cdot G_{Pk} \cdot G_{Mv}} \right)$$

$$C_v = 49$$

Componentes do compensador:

$$R_7 := C_v \cdot R_6$$

$$R_7 = 490K\Omega$$

$$C_3 := \frac{\Delta V_o \cdot V_o \cdot G_{Mv}}{2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot f_T \cdot R_6 \cdot V_a}$$

$$C_3 = 159.155nF$$

Frequência obtida para o pólo:

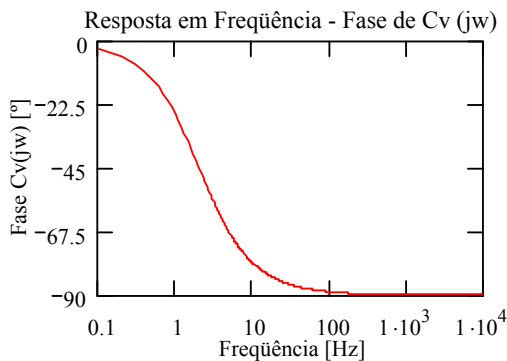
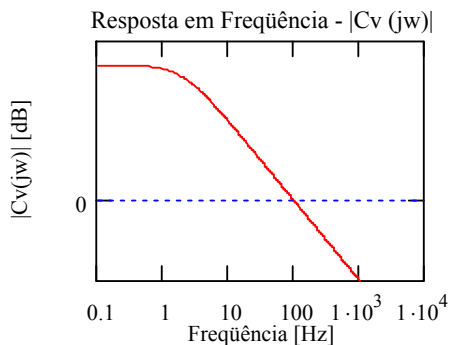
$$f_p := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_3 \cdot R_7}$$

$$f_p = 2.041Hz$$

$$C_v(s) := \frac{R_7}{R_6 \cdot (R_7 \cdot C_3 \cdot s + 1)}$$

Função de Transferência de Gv(s)

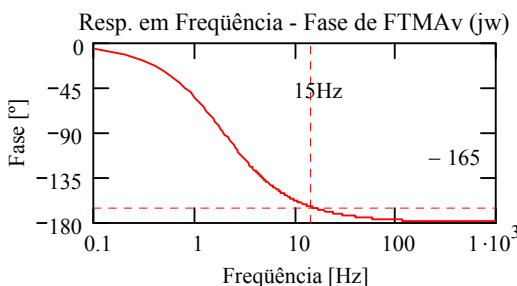
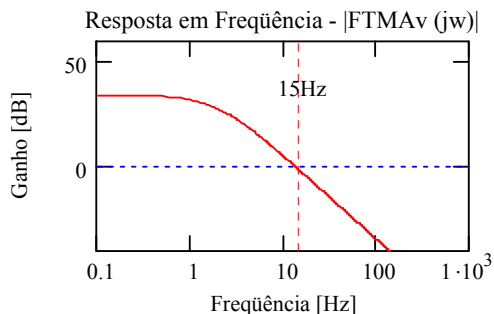
f := 0.1, 0.2.. 10000



● **Função de Transferência de Malha Aberta (FTMA_v)**

Para que se possa analisar o efeito do controlador de tensão na estrutura, será traçada a resposta em frequência da FTMA para esta malha. Do diagrama de blocos contido na fig.5.

$$FTMA_v(s) := C_v(s) \cdot G \cdot H_v(s) \cdot G_{Mv}$$



Através da fase da resposta em frequência para a FTMA_v(s), observa-se que o sistema possui uma margem de fase positiva e de cerca de 25°. Logo, também a estrutura de controle de tensão será estável em malha fechada.

7. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção serão apresentados os resultados de simulação obtidos para o retificador boost bidirecional de onda completa – PFC, com modulação PWM 2 e 3 níveis. Para que se possa estabelecer um comparativo entre as duas formas de modulação serão traçadas as mesmas formas de onda para as duas situações distintas.

Para a visualização do comportamento dinâmico da estrutura, quando submetida a transitórios de carga, durante a operação dos circuitos em regime, serão aplicados degraus de 100% para 50% da carga nominal do retificador, no instante $t = 500\text{ms}$.

Realizou-se também a simulação da regeneração de energia, que consiste na transferência de energia da carga para a fonte de alimentação, sendo uma das grandes vantagens do retificador bidirecional. Utilizando-se de uma elevação de carga para 500V, deseja-se observar que a mesma malha de controle pode ser utilizada com grande eficácia para o fim de regeneração.

7.1. MODULAÇÃO A 2 NÍVEIS

O diagrama contendo as malhas de controle de tensão e corrente, projetadas para o retificador boost bidirecional PWM 2 níveis, é apresentado na Figura 35. As simulações da estrutura foram realizadas utilizando-se os compensadores: assimétrico de corrente ($C_{SI}(s)$) e simétrico de tensão ($C_{SV}(s)$) propostos no texto.

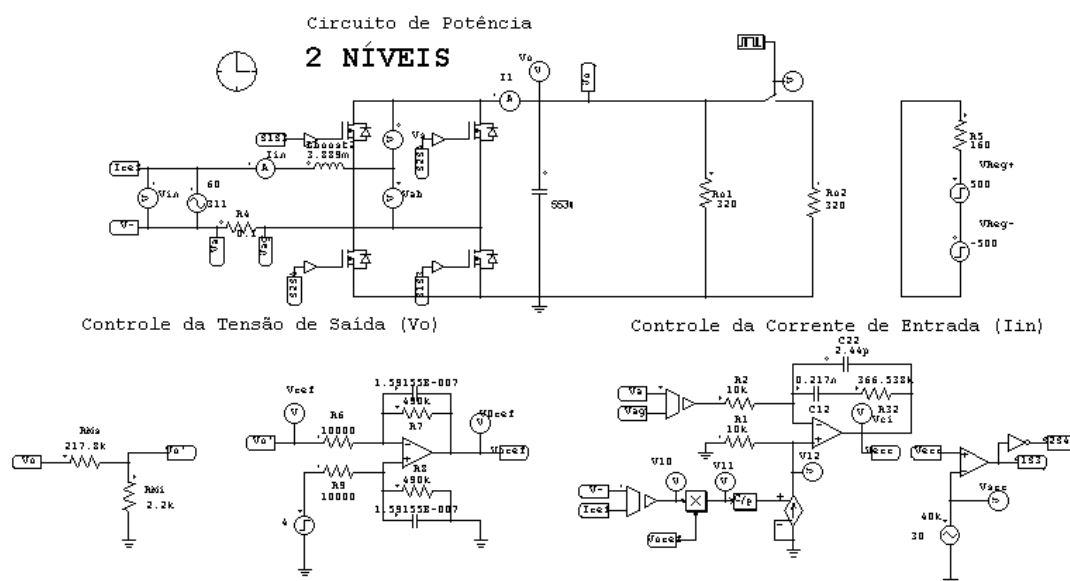


Figura 35 - Circuito para simulação do retificador 2 níveis.

Na Figura 36 são apresentadas a corrente e tensão de entrada do retificador. É possível constatar a eficácia da estrutura PFC, isto porque, a corrente de entrada assemelha-se muito a uma sinusóide em fase com a tensão de alimentação. Assim, o que a rede de alimentação “enxerga” é uma carga equivalente a um resistor, logo uma carga com alto fator de potência.

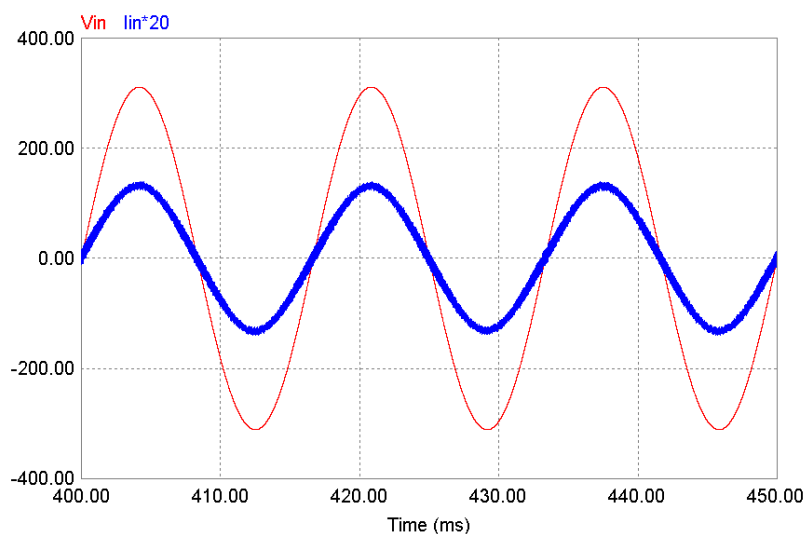


Figura 36 - Tensão e corrente de entrada.

A corrente de entrada, apesar de possuir uma envoltória sinusoidal, possui um conteúdo em alta frequência, na forma de uma ondulação, que corresponde à frequência de chaveamento da estrutura. Para que se possa avaliar a distorção harmônica causada por esses efeitos, foi traçado seu espectro harmônico, cujo resultado está apresentado na Figura 37.

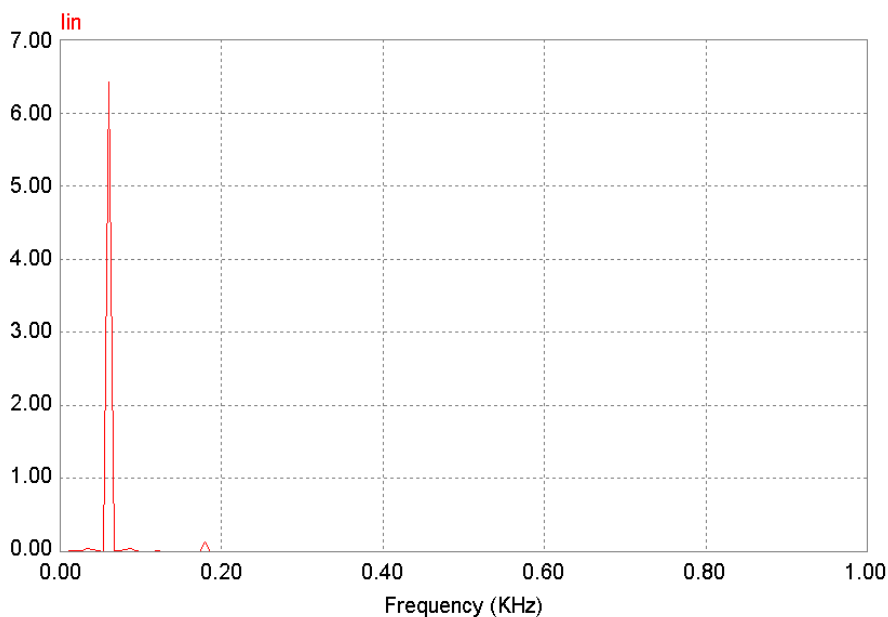


Figura 37 - Espectro harmônico da corrente de entrada com modulação a 2 níveis.

A malha de tensão no circuito propiciou a correção do desvio de tensão de saída quando ocorre um degrau de carga. Isto foi feito, segundo o comportamento previsto para a atuação desta malha de controle, ou seja, alterando-se o valor médio da corrente de referência da malha de corrente, e assim os valores médio e eficaz da corrente de saída. Tal comportamento pode ser visualizado através da Figura 38.

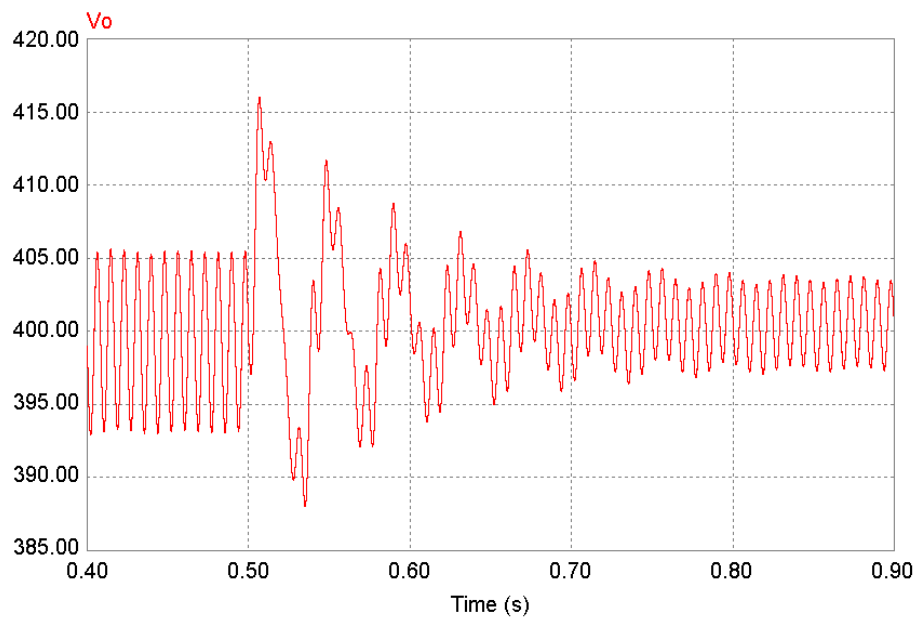


Figura 38 - Tensão de saída com degrau de carga.

Durante a etapa de projeto da malha de controle da corrente especificou-se que sua dinâmica deveria ser mais rápida que a da malha de tensão a ponto de estas ser consideradas desacopladas. Observando-se o comportamento apresentado pelos sinais de controle de corrente e tensão de saída (respectivamente na Figura 39 e na Figura 38), fica evidente que tal desacoplamento foi assegurado.

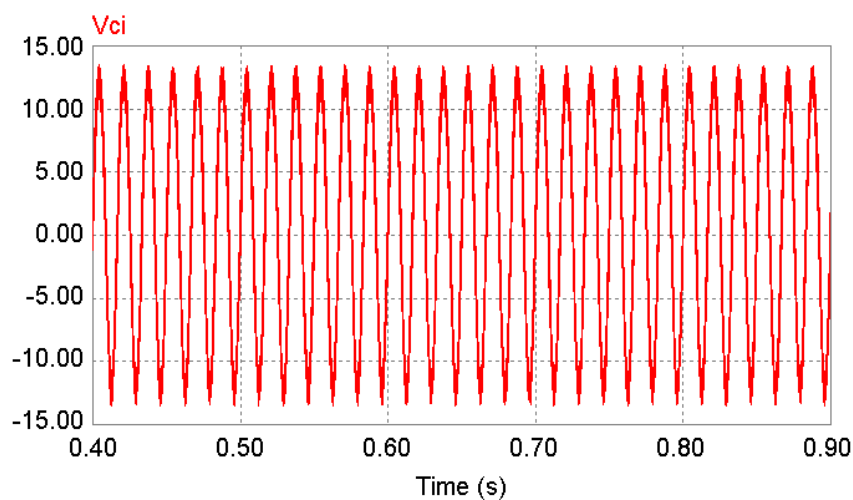


Figura 39 - Tensão de controle.

Na Figura 40 estão apresentados o sinal de controle de corrente e a onda dente de serra no intervalo de máxima ondulação de corrente, ou seja, na passagem por zero da corrente. Consta-se através desta que o valor escolhido para o pico de $V_{Srr}(t)$ é adequado, pois, não permite que haja múltiplos cruzamentos entre estas tensões.

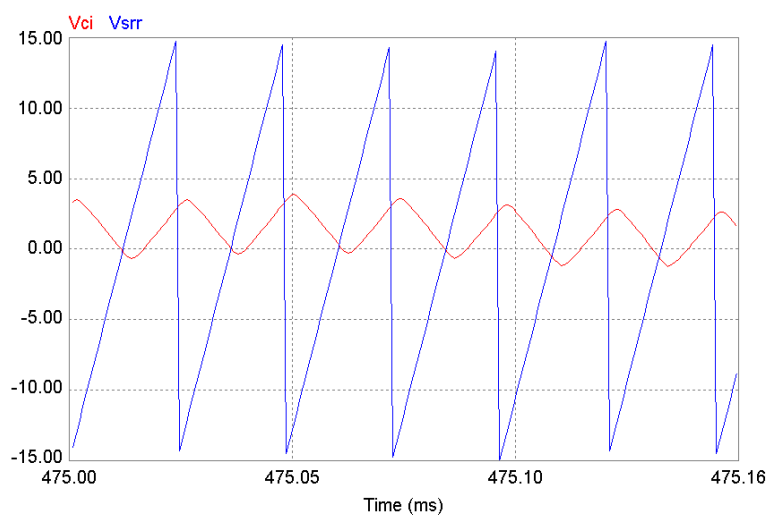


Figura 40 - Sinal de controle de corrente e dente de serra.

Observa-se pela Figura 41, que o retificador é modulado com chaveamento aos pares e complementar, o que caracteriza a modulação 2 níveis.

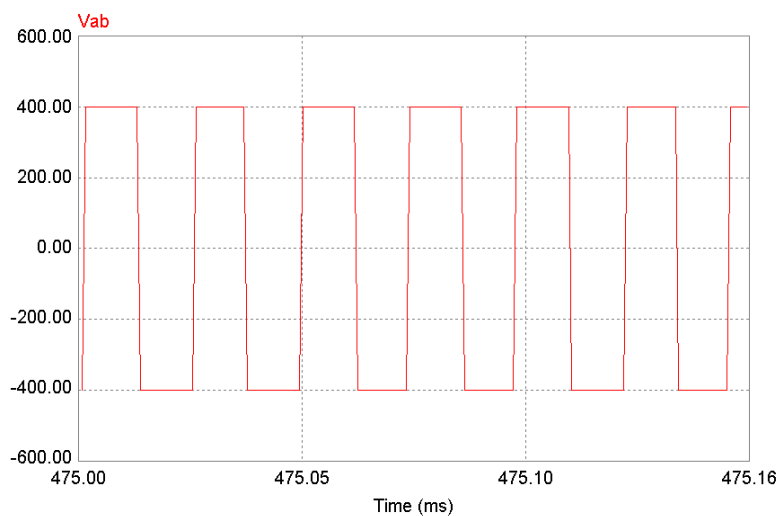


Figura 41 - Modulação PWM 2 níveis.

Na Figura 42 está representado o esforço de tensão sobre o interruptor S_1 , verifica-se que a sua máxima tensão é igual a tensão de saída.

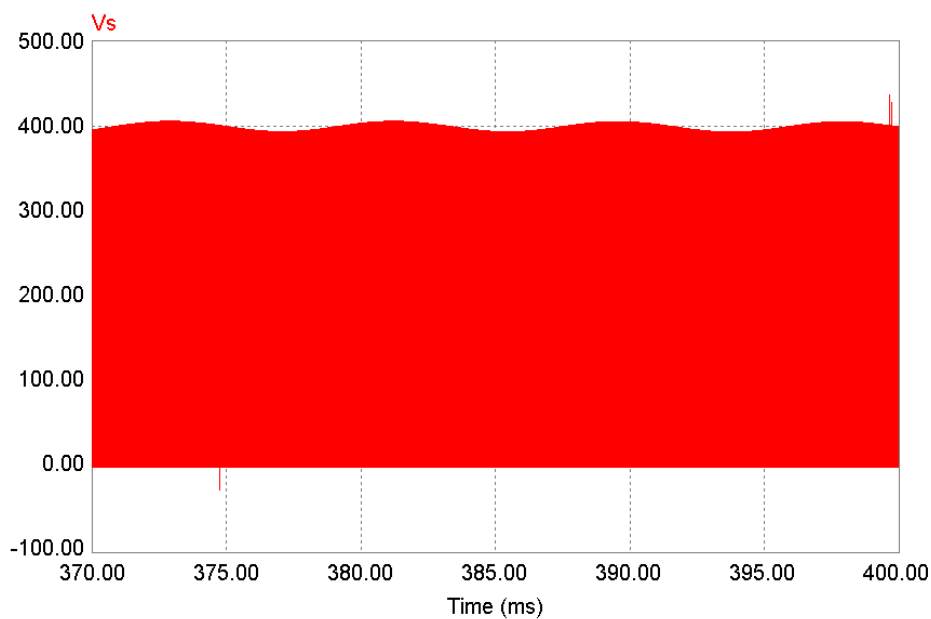


Figura 42 - Tensão sobre o interruptor S_1 .

Na Figura 43 que apresenta V_o , pode-se verificar que a ondulação de tensão com carregamento nominal ($\Delta V_o = 0.03V_o$) foi satisfatória.

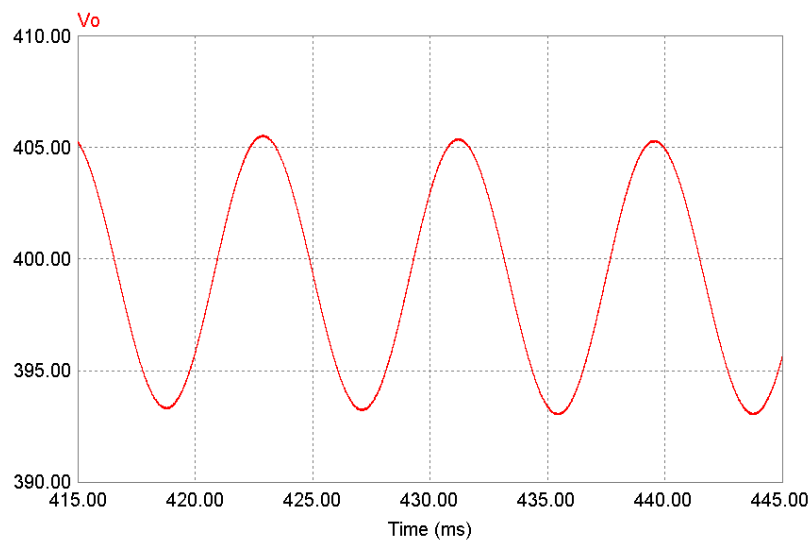


Figura 43 - Detalhe da ondulação da tensão de saída.

A ondulação de corrente no indutor boost é apresentada na Figura 44, na sua máxima ondulação relativa que tem o valor de aproximadamente igual a 1,2A, sendo que o valor projetado para esta ondulação era de 1,3A, o que comprova a eficácia do projeto do indutor.

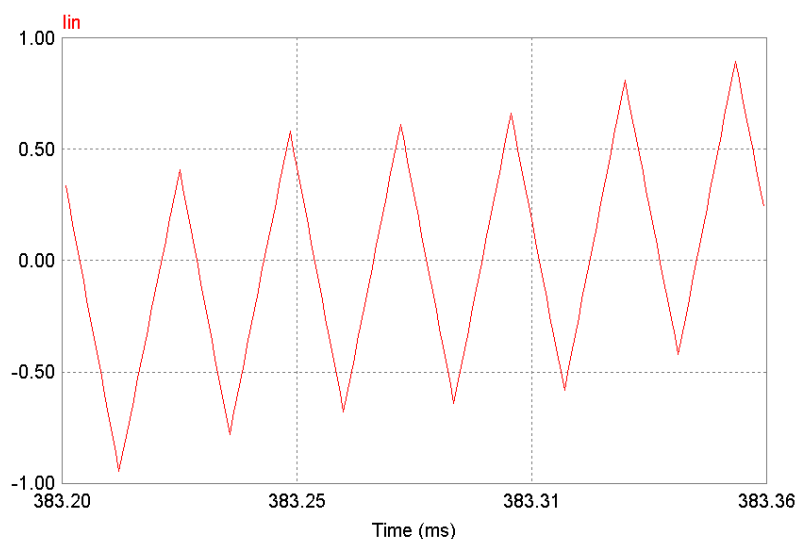


Figura 44 - Detalhe da ondulação de corrente no indutor.

Na Figura 45, está apresentada a forma de onda da tensão e corrente de entrada, provenientes da simulação da regeneração de energia da carga para a fonte. Observa-se, que quando o fluxo de energia ocorre da fonte para a carga (de 0,3s a 0,4s), a corrente e tensão de entrada em fase, já quando ocorre a elevação da tensão na carga, o que caracteriza a regeneração de energia (de 0,4s a 0,8s), a corrente e tensão de entrada posicionam-se em oposição de fase.

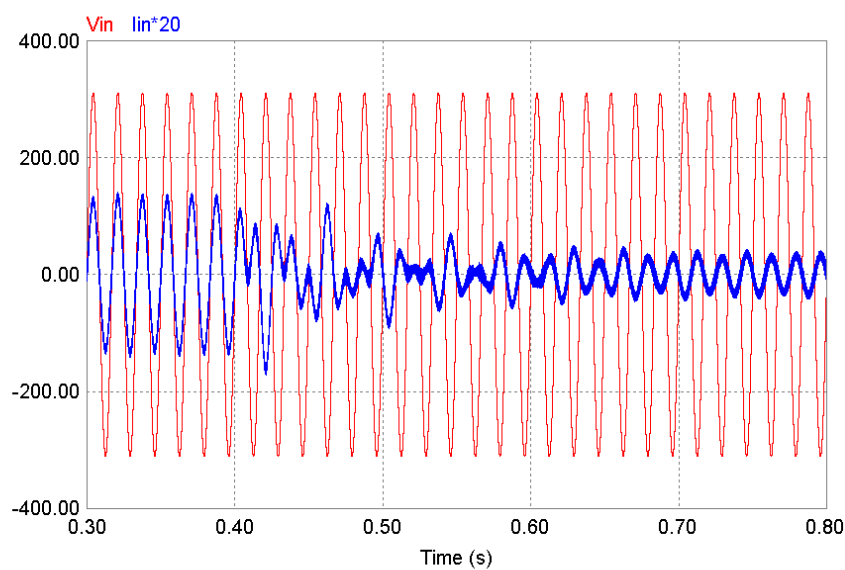


Figura 45 - Tensão e corrente de entrada em regeneração de energia.

Observa-se também na Figura 46, que os sinais de controle possuem valores positivos e negativos o que caracteriza o funcionamento da estrutura em 4 quadrantes, o que engloba as etapas de transferência de energia da fonte de alimentação para a carga e de regeneração de energia.

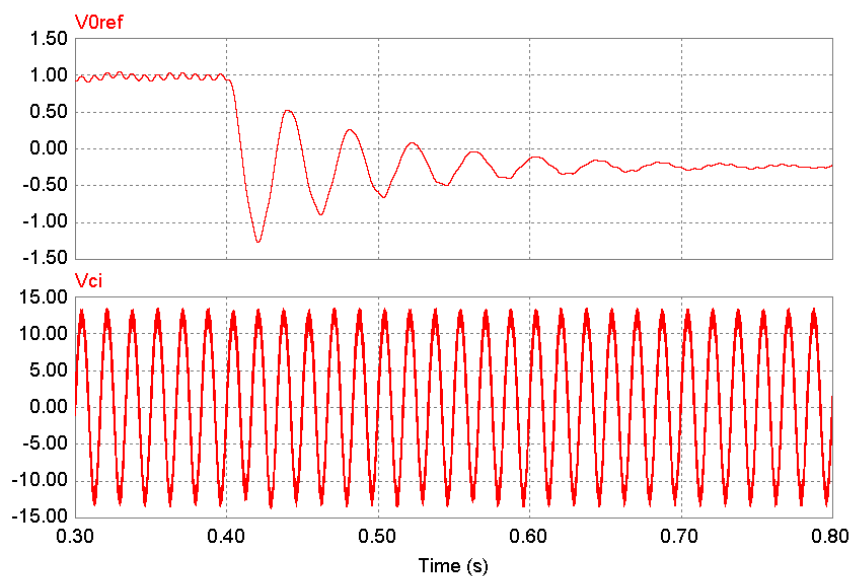


Figura 46 - Sinal de controle de tensão e corrente.

7.2. MODULAÇÃO A 3 NÍVEIS

O diagrama contendo as malhas de controle de tensão e corrente, projetadas para o retificador boost bidirecional PWM 3 níveis, é apresentado na Figura 47. As simulações da estrutura foram realizadas utilizando-se os compensadores: assimétrico de corrente ($C_{SI}(s)$) e simétrico de tensão ($C_{SV}(s)$) propostos no texto.

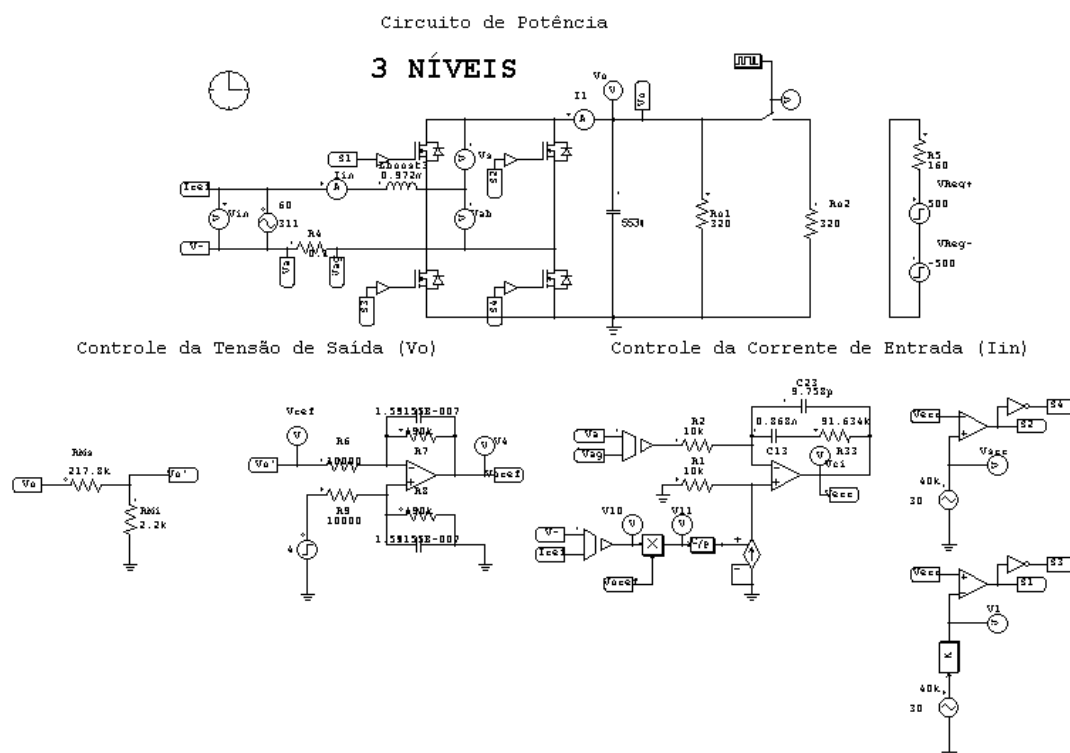


Figura 47 - Circuito para simulação do retificador com modulação a 3 níveis.

Na Figura 48 são apresentadas a corrente e a tensão de entrada do retificador. É possível constatar a eficácia da estrutura PFC, isto porque, a corrente de entrada assemelha-se muito a uma sinusóide em fase com a tensão de alimentação. Assim, o que a rede de alimentação “enxerga” é uma carga equivalente a um resistor, logo uma carga com alto fator de potência.

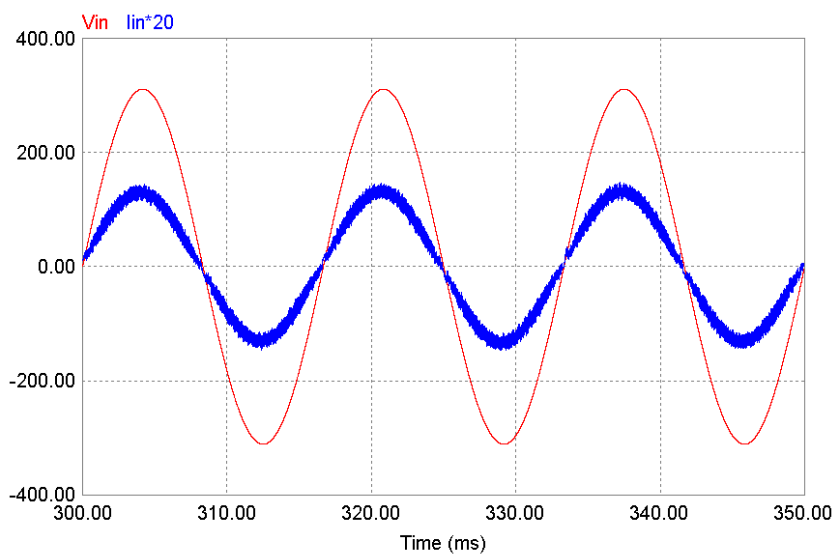


Figura 48 - Tensão e corrente de entrada 3 níveis.

A corrente de entrada, apesar de possuir uma envoltória sinusoidal, possui um conteúdo em alta frequência, na forma de uma ondulação, que corresponde à frequência de chaveamento da estrutura. Para que se possa avaliar a distorção harmônica causada por esses efeitos, foi traçado seu espectro harmônico, cujo resultado está apresentado na Figura 49.

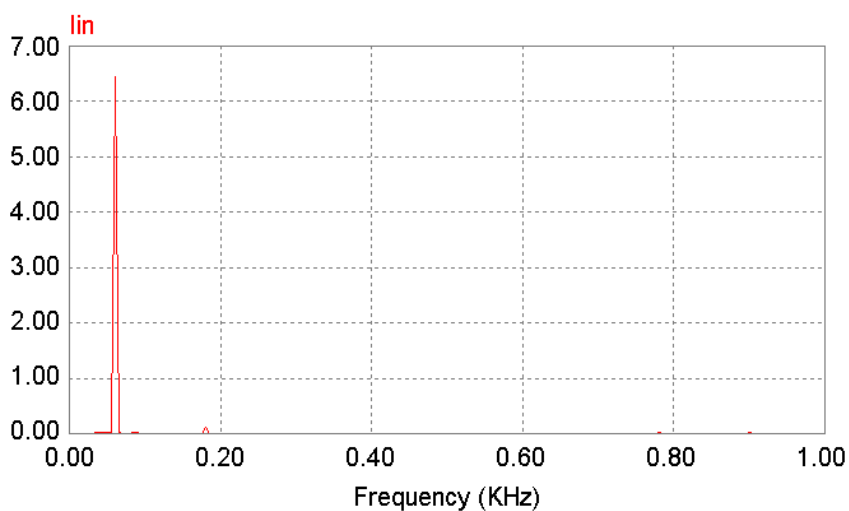


Figura 49 - Espectro harmônico da corrente de entrada com modulação a 3 níveis.

A malha de tensão no circuito propiciou a correção do desvio de tensão de saída quando ocorre um degrau de carga. Isto foi feito, segundo o comportamento previsto para a atuação desta malha de controle, ou seja, alterando-se o valor médio da corrente de referência da malha de corrente, e assim os valores médio e eficaz da corrente de saída. Tal comportamento pode ser visualizado através da Figura 50.

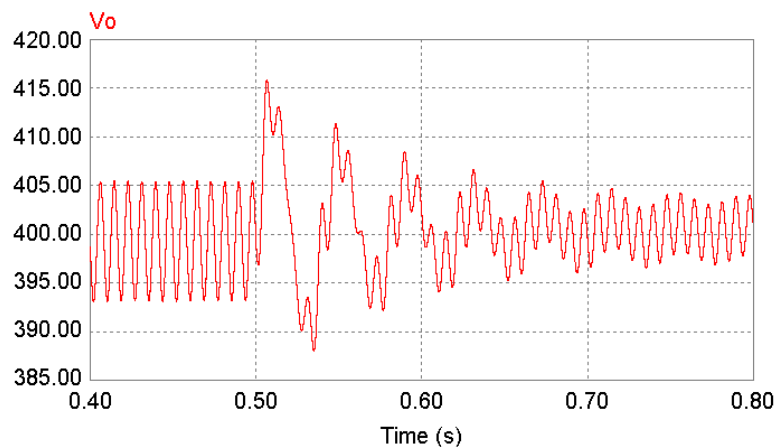


Figura 50 - Tensão de saída com degrau de carga 3 níveis.

Durante a etapa de projeto da malha de controle da corrente especificou-se que sua dinâmica deveria ser mais rápida que a da malha de tensão a ponto de estas ser consideradas desacopladas. Observando-se o comportamento apresentado pelo sinal de controle de corrente e tensão de saída (respectivamente na Figura 51 e na Figura 50), fica evidente que tal desacoplamento foi assegurado.

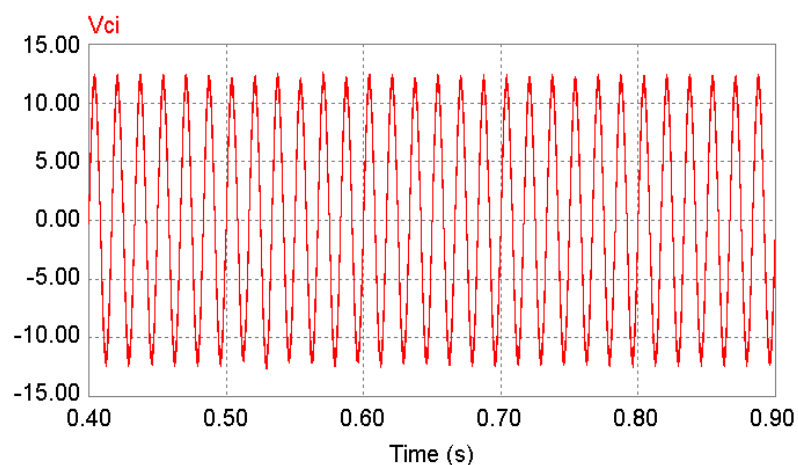


Figura 51 - Tensão de controle 3 níveis.

Na Figura 52 estão apresentados o sinal de controle de corrente e a onda triangular no intervalo de máxima ondulação de corrente. Constatase através desta que o valor escolhido para o pico de $V_{Srr}(t)$ é adequado, pois, não permite que haja múltiplos cruzamentos entre estas tensões. Observa-se também que a ondulação do sinal de controle tem o dobro da frequência de chaveamento se comparada a modulação 2 níveis, o que caracteriza a modulação 3 níveis, com isso valida-se a metodologia de projeto do indutor.

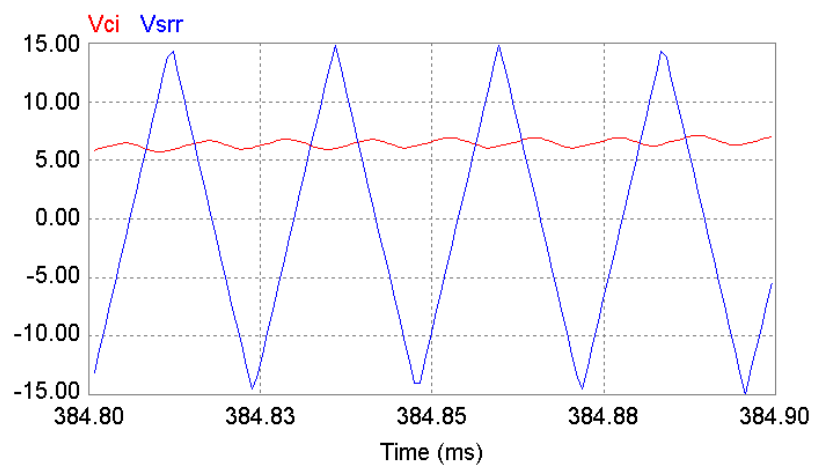


Figura 52 - Sinal de controle de corrente e triangular com modulação a 3 níveis.

Observa-se pela Figura 53, que o retificador é modulado com chaveamento distinto nos braços (etapas roda-livre) e é também complementar, o que caracteriza a modulação 3 níveis. O número de pulsos também é o dobro da modulação 2 níveis.

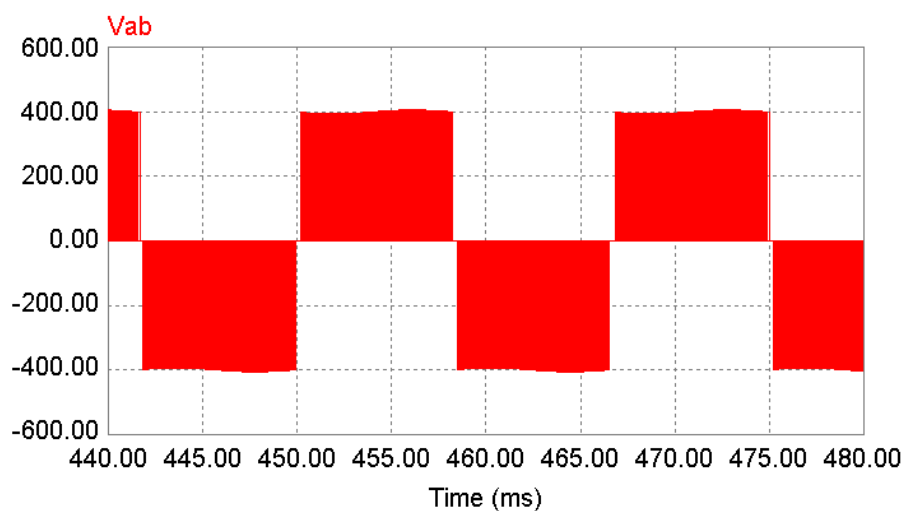


Figura 53 - Modulação PWM 3 níveis.

Na Figura 54 está representado o esforço de tensão sobre o interruptor S_1 , onde se verifica que a sua máxima tensão é igual à tensão de saída.

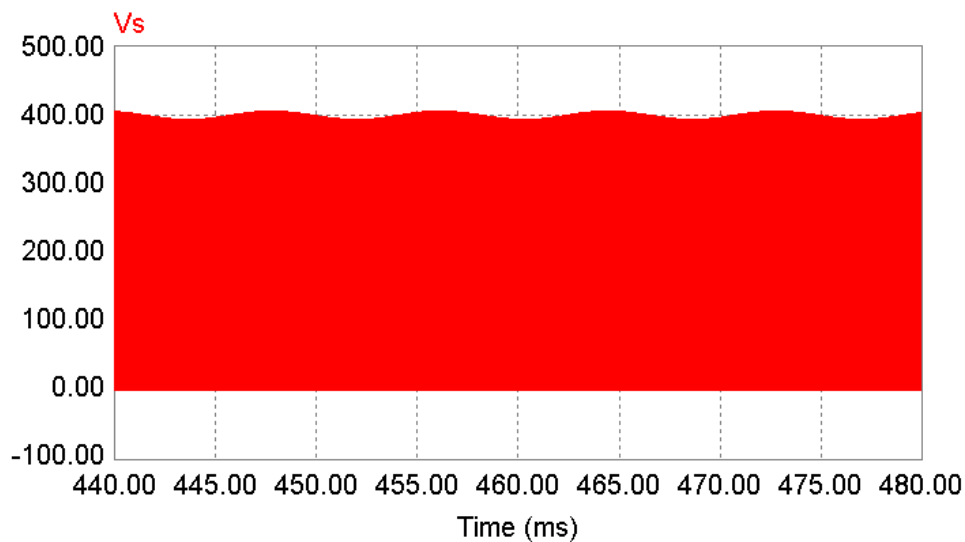


Figura 54 - Tensão sobre o interruptor S_1 3 níveis.

Na Figura 55 que apresenta V_o , pode-se verificar que a ondulação de tensão com carregamento nominal ($\Delta V_o = 0.03V_o$) foi satisfatória.

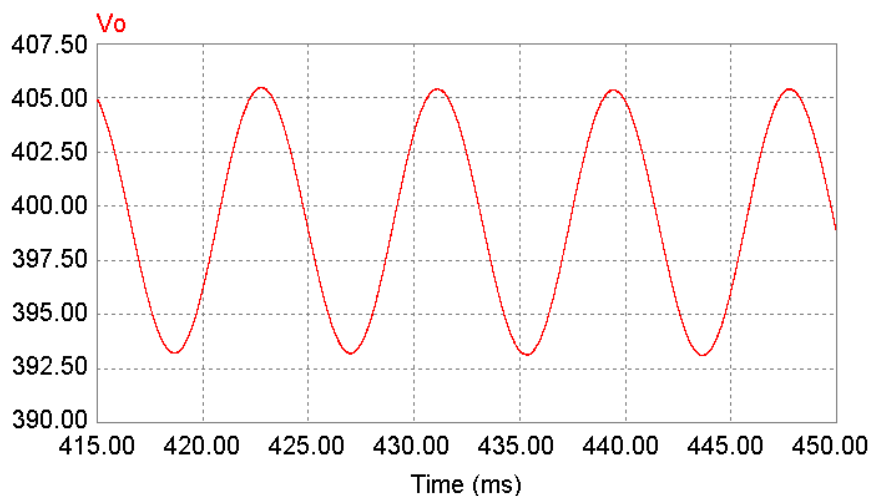


Figura 55 - Detalhe da ondulação da tensão de saída 3 níveis.

A ondulação de corrente no indutor boost é apresentada na Figura 56, na sua máxima ondulação relativa que tem o valor de aproximadamente igual a 1,2A, sendo que o valor projetado para esta ondulação era de 1,3A, o que comprova a eficácia do projeto do indutor.

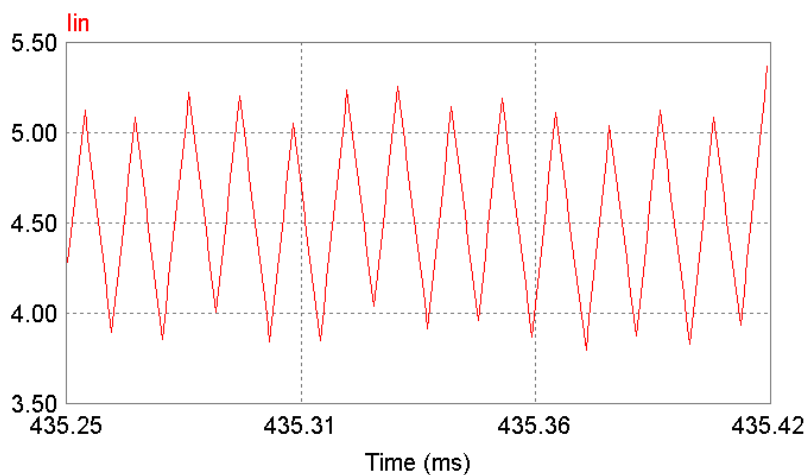


Figura 56 - Detalhe da ondulação de corrente no indutor.

Na Figura 57 estão apresentadas as formas de onda da tensão e corrente de entrada, provenientes da simulação da regeneração de energia da carga para a fonte. Observa-se, que quando o fluxo de energia ocorre da fonte para a carga (de 0,3s a 0,4s), a corrente e tensão de entrada em fase, já quando ocorre a elevação da tensão na carga, o que

caracteriza a regeneração de energia (de 0,4s a 0,8s), a corrente e tensão de entrada posicionam-se em oposição de fase.

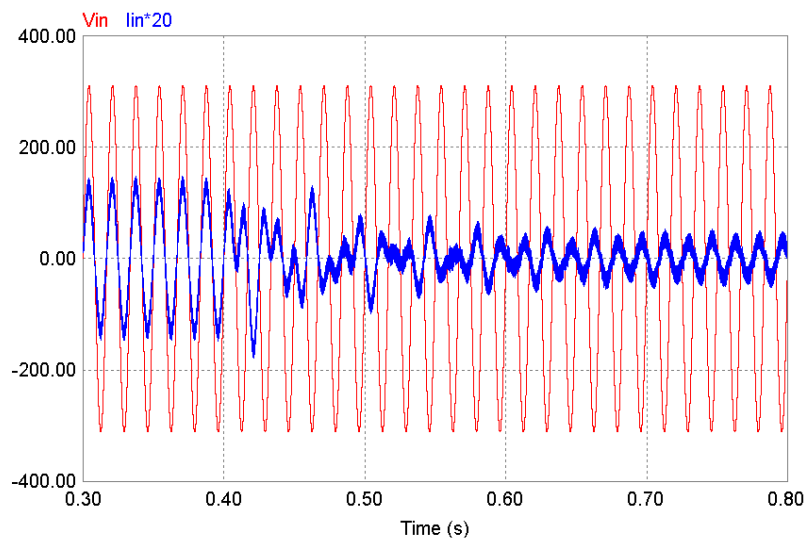


Figura 57 - Tensão e corrente de entrada em regeneração de energia.

Observa-se também na Figura 58 que os sinais de controle possuem valores positivos e negativos o que caracteriza o funcionamento da estrutura em 4 quadrantes, o que engloba as etapas de transferência de energia da fonte de alimentação para a carga e de regeneração de energia.

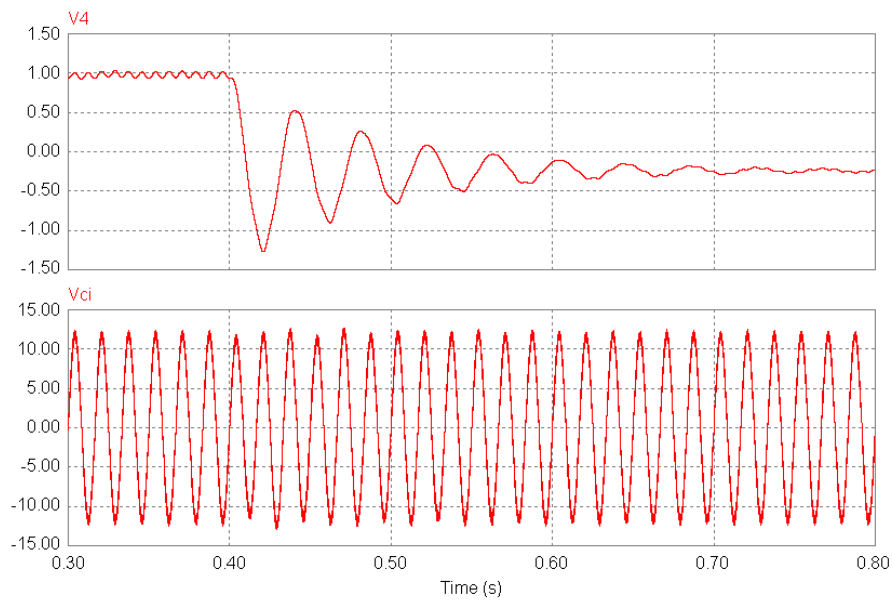


Figura 58 - Sinal de controle de tensão e corrente com modulação a 3 níveis.

8. CONCLUSÃO

Neste relatório foi apresentado um estudo do retificador boost com alto fator de potência operando com fluxo bidirecional de potência. Este retificador foi modulado a dois e três níveis com malha de controle de corrente por valores médios instantâneos. Também foi apresentada uma metodologia de projeto do retificador, juntamente com os resultados de simulação.

A topologia proposta para a filtragem das harmônicas de corrente na rede cumpre com as normas internacionais de harmônicas, tendo uma corrente drenada da rede com alta qualidade e baixa distorção harmônica.

As principais características do retificador boost bidirecional são:

- A imposição da corrente através do conversor boost no modo de condução continua com frequência fixa emula com bastante precisão uma carga resistiva;
- No retificador boost bidirecional com modulação a dois e a três níveis, a tensão máxima sobre o interruptor é própria tensão de saída;
- Uma das principais vantagens da modulação a três níveis é a redução do tamanho do indutor boost em aproximadamente 4 vezes em relação ao dois níveis;
- Para implementação do retificador boost é necessário o emprego de um multiplicador de quatro quadrantes para a geração da corrente de referencia;
- Não apresenta problemas de passagem por zero (efeito *Cusp*);
- A modelagem proposta para a análise do conversor no projeto dos compensadores, apesar de considerar algumas simplificações e considerações, mostrou-se satisfatória.

9. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] BARBI, I. *“Análise da Topologia Tradicional do Retificador Boost”* Relatório Interno. INEP/EEL/UFSC, Florianópolis, 2004;
- [2] BARBI, I. *“Familia de Conversores Boost Para a Correção do Fator de Potência de Retificadores Monofásicos”*. Relatório Interno. INEP/EEL/UFSC. Florianópolis, 2003;
- [3] PÖTTKER, F. SOUZA. *“Correção de Fator de Potência para Instalações de Baixa Potência Empregando Filtros Ativos”*, Tese de Doutorado. Florianópolis, 2000;
- [4] Mathcad 12 Professional, MathSoft ®.
- [5] SIMVIEW Demo Version 6.0. Powersim Inc.

CONVERSOR
MEIA PONTE BOOST
BIDIRECIONAL

Aluno: Mauro André Pagliosa

Professor Responsável: Ivo Barbi

Florianópolis, dezembro de 2003

1. Introdução

O conversor Boost pode ser utilizado como elevador de tensão em fontes de alimentação, retificadores com elevado fator de potência e no acionamento de motor de corrente contínua com frenagem regenerativa.

Devido às exigências de elevado fator de potência para consumidores industriais, baixa distorção harmônica e conseqüentemente baixa emissão de ruído à rede atendendo limites normativos, destaca-se o uso do conversor Boost aplicado à correção de fator de potência. Este trabalho apresenta três variações topológicas do referido conversor operando no modo de condução contínua para uso na correção de fator de potência. O princípio de operação é forçar a corrente à seguir uma referência de onda senoidal em fase com a tensão da rede resultando em fator de deslocamento próximo a um e baixa distorção harmônica.

Para cada topologia, são mostrados as etapas de operação, equacionamento e modelagem matemática do estágio de potência e controle, exemplo de projeto e resultados de simulação numérica.

2. Conversor Boost Meia-Ponte Bidirecional

O conversor Boost Bidirecional permite que o fluxo de energia ocorra da fonte alternada para a carga caracterizada por fonte de tensão e vice-versa dependendo da referência adotada para a corrente.

O controle é feito através da modulação PWM dois níveis que comanda as chaves com pulsos complementares. As variáveis a serem controladas são: corrente no indutor, tensão na carga e tensão nos capacitores. A figura abaixo mostra a topologia do estágio de potência do referido conversor.

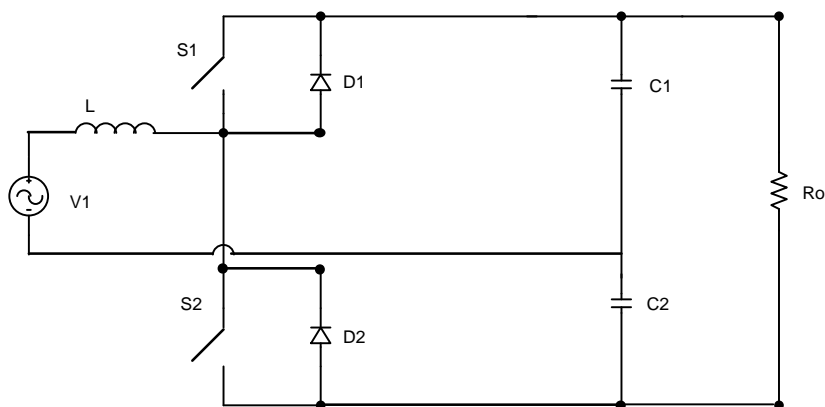


Figura 4.1– Conversor Boost meia-ponte bidirecional.

2.1. Etapas de operação

Existem quatro etapas de operação, a primeira e segunda etapas para o semi-ciclo positivo da tensão de rede e a terceira e quarta para o semi-ciclo negativo.

2.1.1. Primeira etapa

Quando a chave S2 é comandada a conduzir, o capacitor C1 carrega e o capacitor C2 se descarrega. O circuito equivalente a esta etapa é apresentado na figura 4.2.

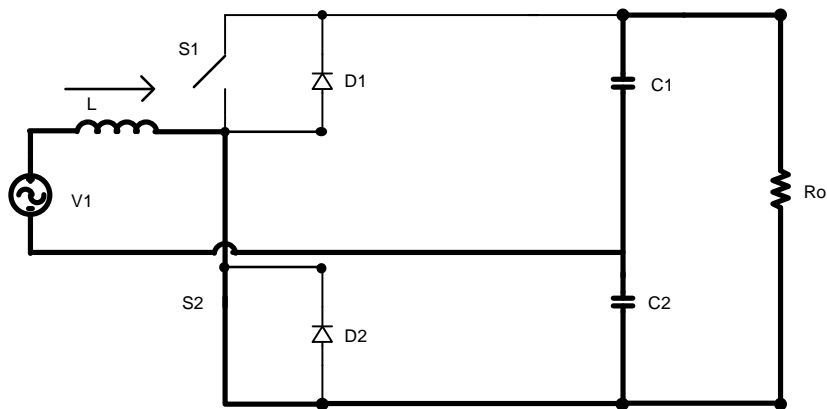


Figura 4.2– Primeira etapa de operação.

2.1.2. Segunda etapa

Quando a chave S2 é bloqueada, a inércia de corrente provocada pelo indutor de entrada coloca o diodo D1 em condução causando uma descarga no capacitor C1 e aumento de carga no capacitor C2.

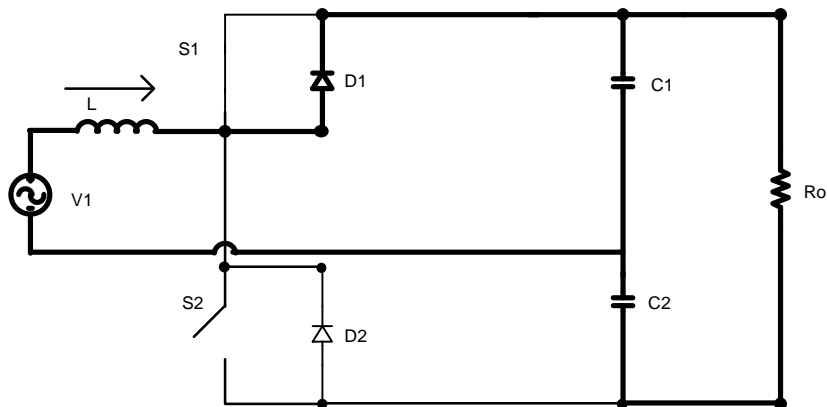


Figura 4.3– Segunda etapa de operação.

A terceira e quarta etapas são semelhantes e correspondentes a primeira e segunda etapas ocorrendo a inversão na corrente do indutor que passa a ser conduzida pela chave S1 e diodo D2 que assumem as funções anteriormente descritas para S2 e D1.

2.2. Indutor Boost

Para a primeira etapa de operação pode-se escrever:

$$v_i(t) + \frac{V_o}{2} = L \frac{\Delta I_L}{\Delta t} \quad (4.1)$$

A razão cíclica é dada pela seguinte expressão:

$$D(\omega t) = \frac{1}{2} - \frac{V_p^2 \cdot \sin^2(\omega t)}{V_o^2} \quad (4.2)$$

Escrevendo a equação (4.2) em função da razão cíclica, obtém-se:

$$\frac{L\Delta I_L}{V_o T_s} = \frac{1}{4} - \frac{V_p^2 \cdot \sin^2(\omega t)}{V_o^2} \quad (4.3)$$

A ondulação de corrente pode ser parametrizada conforme a equação (4.4).

$$\overline{\Delta I} = \frac{L\Delta I_L}{V_p T_s} \quad (4.4)$$

Substituindo (4.4) em (4.3) tem-se:

$$\overline{\Delta I} = \frac{1}{4} - \frac{V_p^2 \cdot \sin^2(\omega t)}{V_o^2} \quad (4.5)$$

Com (4.5) conclui-se que a máxima ondulação de corrente ocorrem para valores de ωt igual 0° e 180° resultando numa ondulação máxima parametrizada de 0,25. Com este valor, pode-se reescrever a equação (4.4) resultando na equação (4.6).

$$L = \frac{0,25 \cdot V_p}{\Delta I_L f_s} \quad (4.6)$$

2.3. Função transferência da planta para controle de corrente

Os circuitos equivalentes para controle de corrente com estão representados na figura 4.4-a e 4.4-b respectivamente.

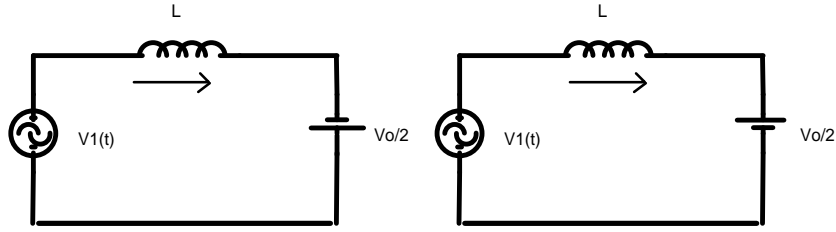


Figura 4.4 - a) Circuito equivalente para $q = 1$, b) Circuito equivalente para $q = 0$.

Dos circuitos da figura 4.4 – a) e b) obtêm-se as expressões (4.7) e (4.8) respectivamente.

$$-v_i(t) + L \frac{d}{dt} i_L(t) - \frac{V_o}{2} = 0 \quad (4.7)$$

$$-v_i(t) + L \frac{d}{dt} i_L(t) + \frac{V_o}{2} = 0 \quad (4.8)$$

Sendo q equivalente a razão cíclica D , e agrupando a equação (4.7) com q igual a 1 e a equação (4.8) com q igual 0 tem-se:

$$\frac{d}{dt} i_L(t) = \frac{1}{L} \left[v_i(t) - (1-q) \cdot \frac{V_o}{2} + q \cdot \frac{V_o}{2} \right] \quad (4.9)$$

Utilizando os valores médios para um período de chaveamento da corrente e tensão de entrada e razão cíclica pode-se reescrever a equação (4.9) como:

$$\frac{d}{dt} \langle i_L(t) \rangle = \frac{1}{L} \left[\langle v_i(t) \rangle - (1 - \langle d(t) \rangle) \cdot \frac{V_o}{2} + \langle d(t) \rangle \frac{V_o}{2} \right] \quad (4.10)$$

Para obter a expressão final, deve-se perturbar e linearizar a expressão (4.10).

Sendo o valor médio igual ao valor no ponto de operação somado a uma perturbação como mostrado abaixo.

$$\langle i_L(t) \rangle = I_L + \hat{i}(t) \quad (4.11)$$

$$\langle V_i(t) \rangle = V_i + \hat{v}(t) \quad (4.12)$$

$$\langle d(t) \rangle = D + \hat{d}(t) \quad (4.13)$$

Substituindo (2.11), (2.12) e (2.13) em (2.10) obtém-se a expressão (2.14).

$$\frac{d}{dt}(I_L + \hat{i}(t)) = \frac{1}{L} \left[(V_i + \hat{v}_i(t) - (1 - (D + \hat{d}(t))) \cdot \frac{V_o}{2} + (D + \hat{d}(t)) \cdot \frac{V_o}{2} \right] \quad (4.14)$$

Aplicando a transformada de Laplace nos termos lineares da equação acima obtém-se a a função transferência da planta para controle de corrente.

$$\frac{I(s)}{d(s)} = \frac{V_o}{s.L} \quad (4.15)$$

2.4. Função transferência da planta para controle da tensão de saída.

O circuito equivalente para controle de tensão pode ser obtido substituindo as chaves por uma fonte de corrente com o valor médio da corrente que passa pela chave em um período da rede. Assim tem-se:

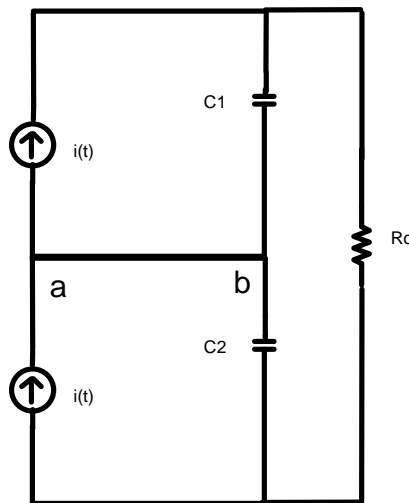


Figura 4.5– Circuito equivalente para controle de tensão.

Como a corrente média na conexão a-b é zero, podemos reescrever o circuito como:

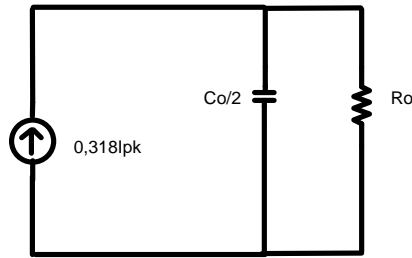


Figura 4.6– Circuito equivalente resultante.

Do circuito equivalente da figura acima obtém-se a equação (4.16).

$$I = i_c(t) + \frac{v_o(t)}{R} \quad (4.16)$$

$$I = c \frac{dv_o(t)}{dt} + \frac{v_o(t)}{R} \quad (4.17)$$

Aplicando a transformada de Laplace na equação acima obtemos:

$$\frac{V(s)}{I(s)} = \frac{R}{1 + s.RC} \quad (4.18)$$

2.5. Controle de corrente

A função transferência de laço aberto é calculada da mesma forma usada para os conversores anteriores considerando o ganho do modulador PWM, o ganho da resistência de Shunt e o ganho da planta expressa na equação (2.21). O diagrama de blocos do controle de corrente está mostrado na figura 4.7 onde o compensador é projetado usando a mesma estratégia do conversor Boost tradicional.

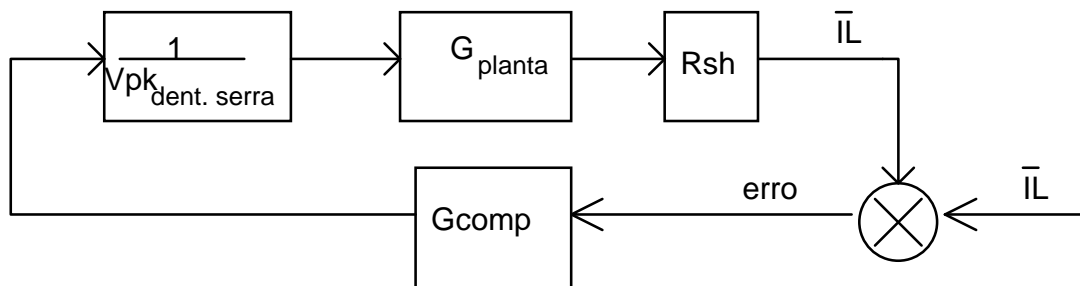


Figura 4.7– Diagrama de blocos do controle de corrente.

2.6. Controle de tensão

Devido a necessidade de um terceiro controle para equilíbrio dos capacitores, é importante que o erro estático no barramento seja zero possibilitando monitorar a tensão de apenas um capacitor para manter os dois equilibrados.

Para obter erro estático zero foi implementado um compensador com um pólo na origem e um zero em 10Hz de forma que na frequência de cruzamento por zero da função transferência de laço aberto caia -20dB por década.

A exemplo do conversor Boost tradicional, é necessário relacionar as correntes monitorada e controlada através da constante δ .

$$W_i = W_o \quad (4.19)$$

$$\frac{V_p I_p}{2} = I_o V_o \quad (4.20)$$

Onde: $I_{Lmed} = 0,318 I_p$

$$I_o = \frac{V_p \cdot I_{Lmed}}{2 \cdot V_o \cdot 0,318} \quad (4.21)$$

Denominando a relação I_o/I_{Lmed} de δ , tem-se:

$$\sigma = \frac{V_p}{V_o \cdot 0,636} \quad (4.22)$$

Com a relação entre correntes, têm-se todas as constantes necessárias para determinar o ganho do compensador. O diagrama de blocos abaixo mostra o controle de tensão.

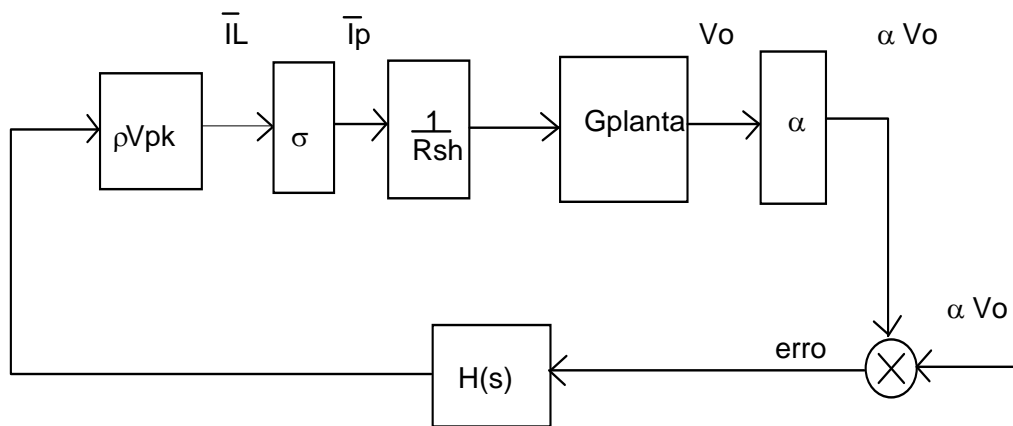


Figura 4.8– Diagrama de blocos do controle de tensão.

2.7. Equilíbrio de tensão nos capacitores

Para manter equilibrado a tensão nos capacitores é necessária a inclusão de um terceiro compensador para fornecer uma corrente de nível DC que se distribua entre os capacitores equilibrando a carga nos mesmos. O compensador implementado foi o mesmo utilizado para o controle de tensão mas projetado para ser mais lento onde a frequência do zero está em 2.5Hz e o ganho foi ajustado através de simulação.

É importante que o erro estático de tensão no barramento principal seja nulo pois somente um dos capacitores é monitorado, sendo assim, na presença de erro na tensão de barramento, o compensador de equilíbrio tentará compensar este erro visto pelo capacitor causando desequilíbrio entre os capacitores. Caso não fosse possível anular o erro estático no barramento, a solução seria monitor individualmente os capacitores e compará-los, isto adicionaria componentes no circuito encarecendo o conversor.

Os projetos de todos compensadores encontram-se em anexo.

2.8. Resultados de simulação

A figura abaixo mostra a corrente de entrada, todos parâmetros de projeto foram respeitados, corrente média de pico e ondulação de alta frequência.

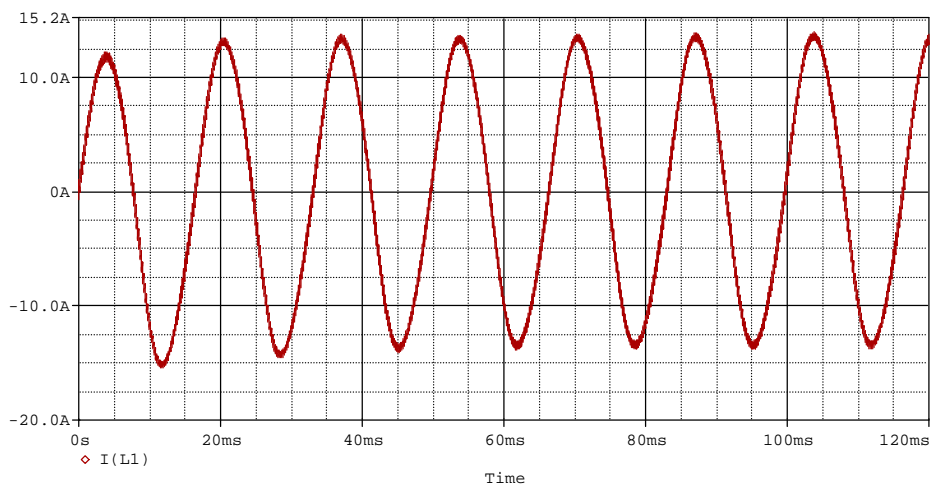


Figura 4.9– Corrente de entrada.

Abaixo observa-se a tensão na carga onde o erro estático é nulo, a ondulação de tensão é de 20V conforme especificado em projeto.

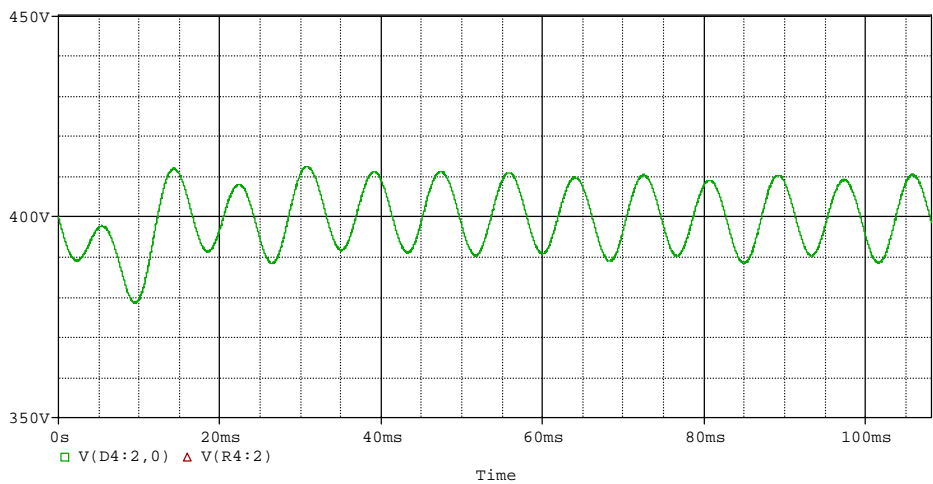


Figura 4.10– Tensão na carga.

Na figura 4.11, estão apresentados a corrente e tensão de entrada, observa-se que a corrente possui forma de onda senoidal e está em fase com a tensão. A corrente foi multiplicada por um fator de 2 para facilitar a visualização.

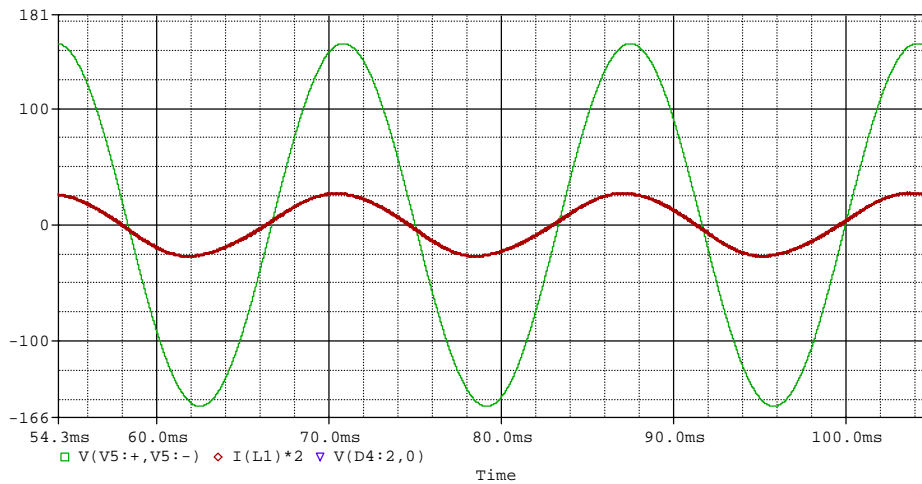


Figura 4.11– Corrente de entrada.

A malha de equilíbrio foi testada adicionando um resistor de 100Ω em paralelo com o capacitor C1 aos 120ms de simulação. A curva superior no gráfico da figura 4.12 representa a tensão na carga como sendo a soma das tensões nos capacitores apresentadas nas outras duas curvas. Observa-se que após a inclusão do resistor no circuito, o compensador consegue equilibrar novamente as tensões nos capacitores e corrigir a tensão no barramento validando o projeto.

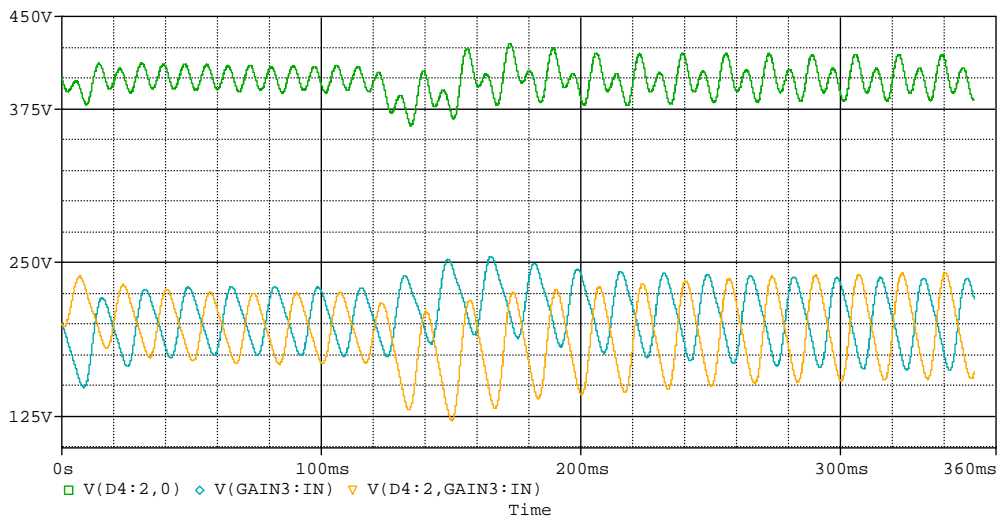


Figura 4.12– Tensão de saída e tensões nos capacitores C₁ e C₂.

O sinal de controle resultante para ser modulado por largura de pulso está apresentado abaixo. Nota-se que a derivada do sinal é menor que a derivada da

função dente de serra evitando o risco de ocorrer pulsos de comando indesejáveis.

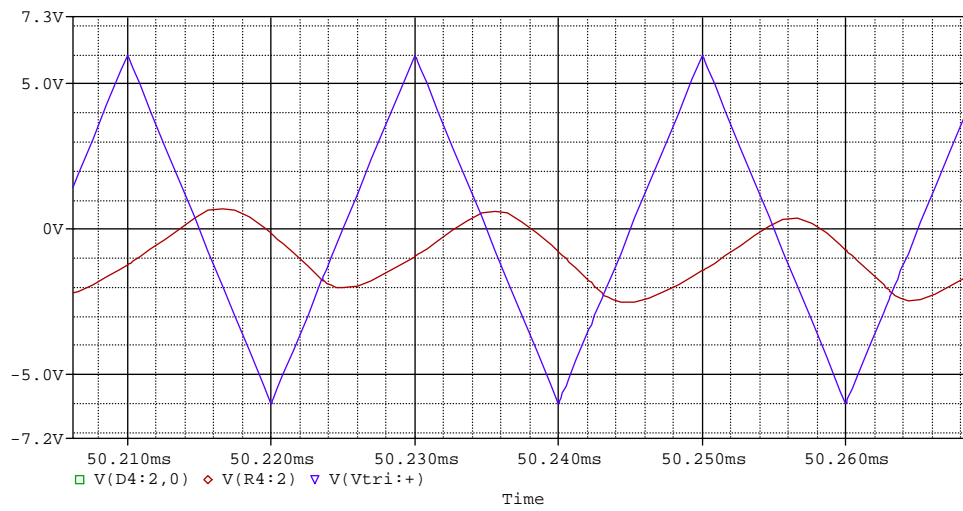


Figura 4.13– Resposta do compensador e função triangular para modulação PWM dois níveis.

3. Conclusão

Este relatório apresentou o funcionamento, modelagem e projeto de três conversores da família Boost utilizados na correção de fator de potência.

O primeiro conversor apresentado utilizou um compensador de tensão com apenas um pólo em 10Hz apresentando erro estático, o segundo conversor possui a mesma função transferência não sendo necessária qualquer alteração no estágio de controle, já para o terceiro conversor, meia ponte reversível, é desejável erro estático nulo devido a estratégia utilizada para compensação de equilíbrio dos capacitores, sendo assim foi necessária a inclusão de um pólo na origem para o compensador de tensão.

A modelagem matemática para o controle de corrente e tensão e dimensionamento dos elementos de potência foram comprovados através dos resultados da simulação numérica. A compensação do equilíbrio dos capacitores não foi modelada mas como era sabido que este controle deveria ser mais lento que o controle de tensão, com facilidade ajustou-se os parâmetros do referido compensador obtendo-se bons resultados.

4. Referencia Bibliográfica

[1]I.Barbi;A.F de Souza, *Retificadores de Alto Fator de Potência*. Florianópolis 1996.

[2]C.H.I.Fonte et al, *Família de conversores Boost Para a Correção do Fator de Potência de Fontes de Alimentação Monofásicas*, Florianópolis julho de 2003.

[3]Unitrode. *Product and Applications Handbook*. Catalogo de fabricante, 1995.