

**RETIFICADOR MONOFÁSICO COM  
CORREÇÃO ATIVA DO FATOR DE  
POTÊNCIA EMPREGANDO O  
CONVERSOR PUSH-PULL  
ALIMENTADO EM CORRENTE**

**Prof. Ivo Barbi**

**Universidade Federal de Santa Catarina**

# **APRESENTAÇÃO**

**Este relatório foi escrito pelos pós-graduandos mencionado abaixo, quando em 2006 foram alunos na disciplina Retificadores Monofásicos com Fator de Potência Unitário, no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFSC.**

**Alunos:**

**Cristiano Crippa**  
**Diogo Cesar Coelho**  
**Eloi Agostini Jr.**  
**Gabriel Tibola**  
**Gleyson Luiz Piazza**  
**Juliano Bedin**  
**Márcio S. Ortmann**

**Professor: Ivo Barbi**

---

## SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO .....	3
2 ESTUDO DO CONVERSOR PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE COMO PRÉ REGULADOR .....	4
2.1 Etapas de Operação .....	5
2.1.1 1ª Etapa ( $t_0, t_1$ ) .....	6
2.1.2 2ª Etapa ( $t_1, t_2$ ) .....	6
2.1.3 3ª Etapa ( $t_2, t_3$ ) .....	7
2.1.4 4ª Etapa ( $t_3, t_4$ ) .....	7
2.2 Principais Formas de Onda .....	7
2.3 Característica Estática .....	8
2.4 Indutor de entrada .....	10
2.5 Capacitor de Saída do Conversor .....	12
3 ESTRATÉGIA DE CONTROLE .....	15
3.1 CONTROLE DE CORRENTE .....	15
3.1.1 Malha de Controle de Corrente .....	15
3.1.2 Modelo por Valores Médios Instantâneos .....	17
3.1.3 Compensador de Corrente .....	19
3.1.4 Sensor de Corrente .....	21
3.1.5 Ganho do Modulador PWM .....	21
3.1.6 Ajuste dos Parâmetros de $C_I(s)$ .....	24
3.2 CONTROLE DE TENSÃO .....	27
3.2.1 Malha de Controle da Tensão Média de Saída ( $V_0$ ) .....	28
3.2.2 Modelo por Valores Médios .....	29
3.2.3 Compensador de Tensão .....	31
3.2.4 Ganhos Associados à Malha de Tensão .....	33
3.2.5 Sensor de Tensão .....	34
4 SIMULAÇÃO DO SISTEMA COMPLETO .....	36
4.1 Especificações e Parâmetros .....	36
4.2 Simulações .....	38

---

5	CONTROLE DO CONVERSOR COM O UC3854 .....	40
5.1	Circuito Integrado UC3854 .....	40
5.1.1	Circuito Lógico para o Comando dos Interruptores .....	44
5.2	Simulação do Conversor Controlado pelo UC3854 .....	46
5.3	Considerações sobre o Conversor Controlado com o UC3854 .....	51
5.4	Partida e Proteção do Conversor.....	51
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	53
7	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	54
	ANEXO1–METODOLOGIA DE PROJETO COM COMPONENTES DISCRETOS .....	55
	ANEXO 2 – METODOLOGIA DE PROJETO COM UC3854 .....	64

---

## 1 INTRODUÇÃO

No passado não havia maiores preocupações com a influência da taxa de distorção harmônica (TDH) no baixo fator de potência. Cargas com características não lineares eram pouco utilizadas e os equipamentos eram mais resistentes aos efeitos provocados por distorções harmônicas. Entretanto, nos últimos anos, com o rápido desenvolvimento da eletrônica de potência, e a utilização de métodos que buscam o uso mais racional da energia elétrica, o conteúdo harmônico presente nos sistemas tem-se elevado, causando uma série de efeitos indesejáveis em diversos equipamentos, comprometendo a qualidade e o próprio uso racional da energia elétrica.

Neste sentido, estágios de correção de fator de potência (*PFC*) estão sendo incorporados aos conversores *ac-dc*, controlando e até mesmo eliminando esses efeitos indesejáveis causado por equipamentos eletrônicos.

Neste trabalho o conversor Push-Pull Alimentado em Corrente será analisado como uma alternativa válida como estágio pré-regulador *PFC*. Inicialmente serão abordadas as etapas de operação e as equações que determinam os valores dos componentes de potência. Em seguida será apresentada a técnica de controle do conversor, e para finalizar, dois exemplos de projetos com simulações, um com a estrutura dos circuitos de controle tradicionais e outro com circuito integrado dedicado UC3854.

## 2 ESTUDO DO CONVERSOR PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE COMO PRÉ REGULADOR

Neste capítulo, busca-se o domínio conceitual da operação idealizada do conversor Push-Pull Alimentado em Corrente, representado na

Fig. 2.1. A idealização consiste em assumir que os semicondutores são ideais e que o transformador apresente um acoplamento magnético perfeito, ou seja, sem indutâncias de dispersão.

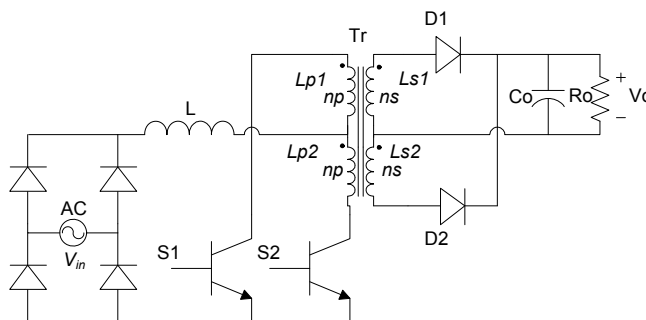


Fig. 2.1 - Conversor Push-Pull Alimentado em Corrente.

Este conversor, funcionando como estágio pré-regulador, opera com frequência de chaveamento ( $f_s$ ) constante e razão cíclica dos interruptores  $d$  variável. A tensão retificada da fonte AC e o indutor de entrada ( $L$ ) funcionam como fonte de corrente, justificando o uso do termo “alimentado em corrente”.

**Analisando a topologia do conversor,**

Fig. 2.1, percebe-se a impossibilidade de abertura simultânea dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , devido ao fato da existência de energia acumulada no indutor  $L$ , que acarretariam em sobretensões destrutivas nos interruptores.

Como o objetivo é obter elevado fator de potência de entrada, a corrente no indutor  $L$  deve apresentar o formato de uma sinusóide retificada e estar em fase com a tensão de alimentação AC.

O conversor pode operar nos modos de condução contínua e descontínua (esta terminologia é uma referência à corrente na fonte de tensão de entrada). O modo de operação é função da razão cíclica  $d$ , da corrente de carga  $I_o$ , da relação de transformação  $a$  e dos parâmetros  $L$ ,  $C$ ,  $V_{in}$  e  $f_s$ . Neste trabalho será discutida a operação do conversor no modo de condução contínua.

## 2.1 Etapas de Operação

O comando dos interruptores, para o modo de condução contínua, é apresentado na Fig. 2.2. Observa-se que os interruptores operam com razão cíclica superior a 0,5. Define-se a **Razão Cíclica do Conversor ( $d$ )** como a proporção de um semi-período de chaveamento em que o indutor de entrada acumula energia. A definição de  $d$  permite descrever a operação do conversor através de equações simples. As equações obtidas através deste artifício assemelham-se às obtidas da análise do Conversor Boost, assim como a característica estática.

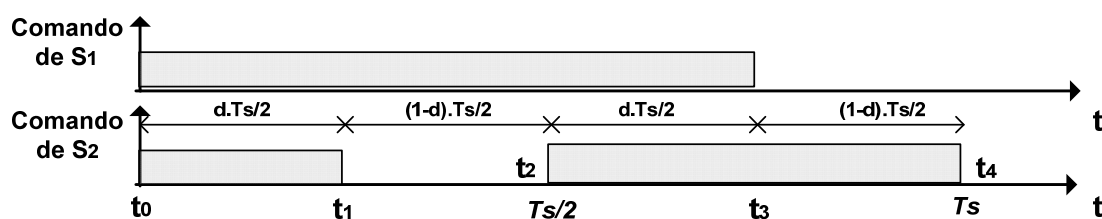


Fig. 2.2 - Comando dos Interruptores no modo de condução contínua.

Conforme ilustrado na Fig. 2.2, distinguem-se quatro etapas de operação. A 1ª e a 3ª etapas possuem a mesma conotação (acumulação de energia) e duração. Nas etapas 2 e 4 ocorre a transferência de potência. Para viabilizar a desmagnetização do indutor de entrada é necessário que a tensão



de saída referida ao primário seja superior a tensão de entrada. Para descrever as etapas de operação será considerada apenas o semi-ciclo positivo da rede.

A Fig. 2.3 ilustra as etapas de operação do conversor. Assume-se que o conversor esteja operando em regime permanente. A seguir as etapas de operação do conversor serão descritas. Observa-se que as etapas de acumulação de energia e transferência de potência são complementares em relação a um semi-ciclo de funcionamento.

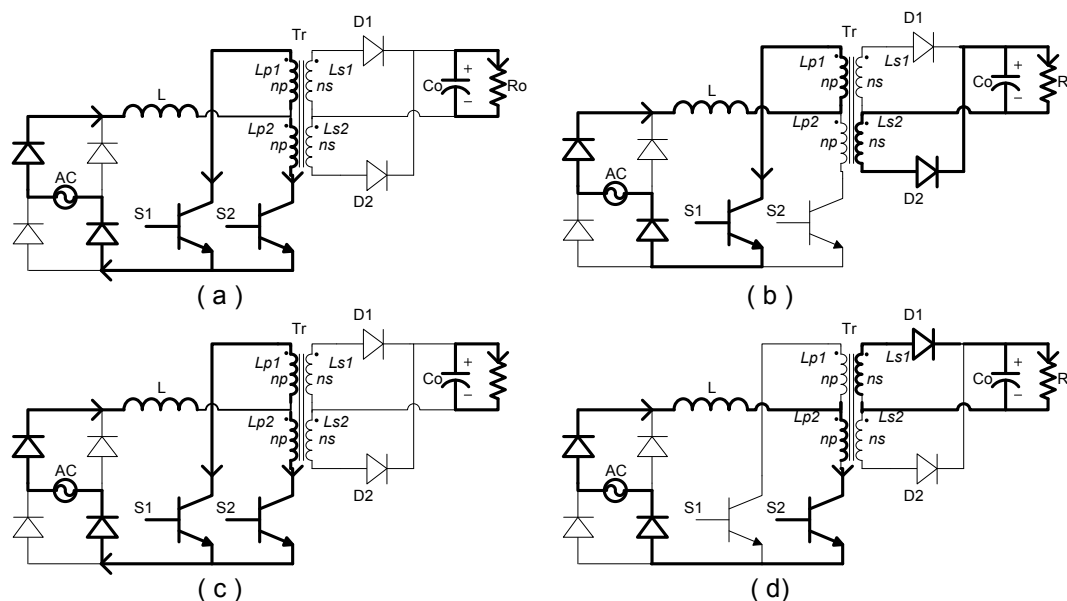


Fig. 2.3 - Etapas de Operação.

### 2.1.1 1ª Etapa ( $t_0, t_1$ )

O estado topológico referente a esta etapa de operação pode ser visualizado na Fig. 2.3 (a). Assumem-se as seguintes condições iniciais: o interruptor  $S_2$  está conduzindo e o valor da corrente do indutor é  $I_m$ . No instante  $t_0$ , o interruptor  $S_1$  é comandado a conduzir e assume metade da corrente do indutor de entrada. A orientação dos enrolamentos do transformador é tal que com  $S_1$  e  $S_2$  fechados, os fluxos gerados pela corrente em cada enrolamento no transformador se contrapõem, e conseqüentemente a tensão sobre o enrolamento se anula. Durante esta etapa a corrente cresce linearmente no indutor de entrada, até o instante em que o interruptor  $S_2$  é comandado a abrir. Durante esta etapa não ocorre transferência de energia da fonte para a carga,

---

que é suprida através do capacitor de saída. Ao final desta etapa, a corrente no indutor de entrada atinge o valor  $I_M$ .

### 2.1.2 2ª Etapa ( $t_1, t_2$ )

A 2ª etapa de operação está representada na Fig. 2.3 (b). No instante  $t_1$ , o interruptor  $S_2$  é comanda a abrir e  $D_2$  passa a conduzir, impondo no indutor a tensão de carga referida ao primário, subtraída da tensão de entrada. A tensão de saída referida ao primário é necessariamente superior à tensão de entrada, para garantir o equilíbrio de energia no indutor. Durante esta etapa a energia é transferida à carga através do indutor de entrada, que descarrega-se linearmente. Neste instante a corrente no indutor atinge o valor inicial da 1ª etapa:  $I_m$ .

### 2.1.3 3ª Etapa ( $t_2, t_3$ )

No instante  $t_2$  o interruptor  $S_2$  é comandado a conduzir e o conversor assume a configuração idêntica, incluindo a corrente inicial do indutor, à 1ª etapa, como mostrado na Fig. 2.3 (c).

### 2.1.4 4ª Etapa ( $t_3, t_4$ )

A 4ª etapa de operação está representada na Fig. 2.3 (d). No instante  $t_3$ , o interruptor  $S_1$  é comanda a abrir e  $D_1$  passa a conduzir, impondo no indutor a mesma tensão da 2ª etapa, porém a polaridade nos enrolamentos do transformador é oposta. A energia transferida e os níveis iniciais e finais de corrente no indutor são idênticos à 2ª etapa.

## 2.2 Principais Formas de Onda

Na Fig. 2.4 estão ilustradas as principais formas de onda para a operação ideal do conversor. A corrente do indutor de entrada, Fig. 2.4 (e), possui valor médio independente da carga, característica peculiar do conversor operando no modo de condução contínua.

Percebe-se através da Fig. 2.4 (c), que a tensão máxima sobre os interruptores é elevada, com valor igual a duas vezes a tensão de carga

referida ao primário. As correntes nos interruptores, apresentadas respectivamente nas Fig. 2.4 (a) e Fig. 2.4 (b), possuem valor médio equivalente à metade da corrente do indutor.

A relação de transformação ( $a=n_p/n_s$ ) escolhida deve garantir que a tensão de carga referida ao primário seja maior que a tensão de entrada. Contrariamente ao conversor *Push-Pull* convencional, este conversor não apresenta problemas relativos à saturação do núcleo. Isto se deve ao fato de que o fluxo magnético no núcleo é imposto pela corrente no indutor, cujo valor médio é constante.

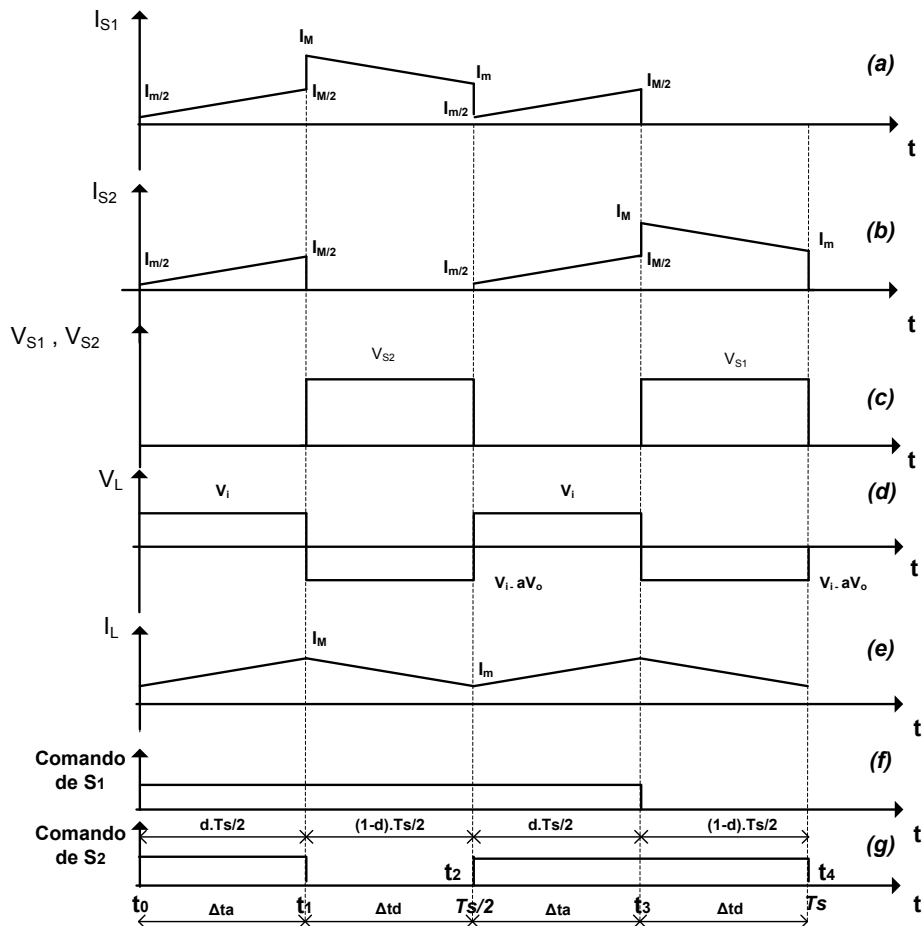


Fig. 2.4 - Formas de Onda Básicas do Conversor.

## 2.3 Característica Estática

Para a obtenção da característica estática, utiliza-se o fato de que a tensão média no indutor de entrada durante um semi-período de funcionamento é nula, representada pela expressão (2.1).

$$0 = V_{Lmed} = \frac{2}{T} \left[ \int_0^{\Delta t_a} V_i dt + \int_{\Delta t_a}^{\Delta t_d} (V_i - aV_o) dt \right] \quad (2.1)$$

Onde:

$\Delta t_a$  e  $\Delta t_d$  são definidos pelas expressões (2.2) e (2.3).

$$\Delta t_a = d \frac{T_s}{2} \quad (2.2)$$

$$\Delta t_d = (1-d) \frac{T_s}{2} \quad (2.3)$$

Substituindo (2.2) e (2.3) em (2.1), e reorganizando as variáveis, obtém-se:

$$\frac{aV_o}{V_i} = \frac{1}{1-d} \quad (2.4)$$

A tensão de entrada varia conforme uma tensão retificada de 120Hz, cujo valor mínimo é zero e o valor máximo é o da tensão de pico da rede ( $V_{in_p}$ ). Para  $V_o$  constante, existe um valor de  $d$  diferente em cada instante dado por:

$$d(\theta) = 1 - \frac{V_{in_p} \text{sen}(\theta)}{aV_o} \quad \text{para} \quad 0^\circ < \theta < 180^\circ \quad (2.5)$$

A equação (2.5) pode ser rescrita como:

$$d(\theta) = 1 - A \text{sen}(\theta) \quad (2.6)$$

Sendo:

$$A = \frac{V_{in_p}}{aV_o} \quad (2.7)$$

As curvas traçadas na Fig. 2.5, representam a variação de razão cíclica em um período, para diversas relações entre tensão de pico de entrada e tensão de saída referida ao primário  $aV_o$ .

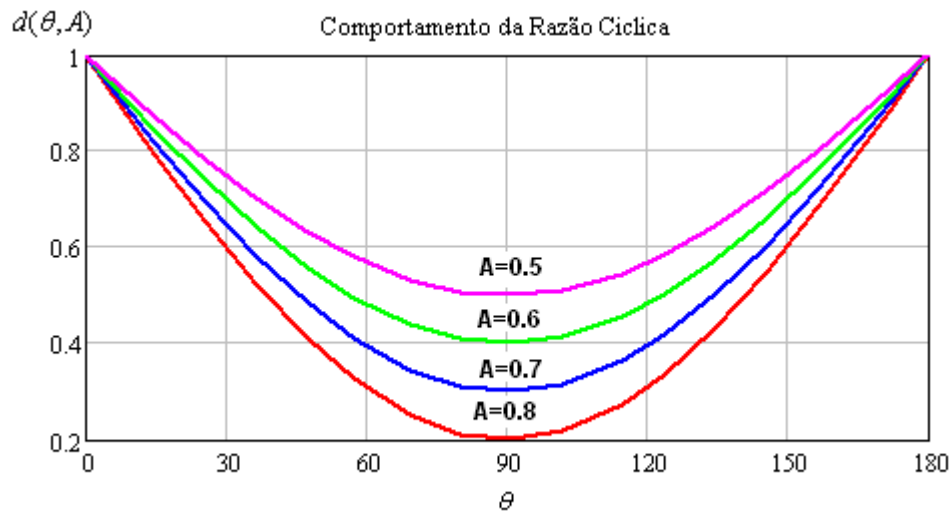


Fig. 2.5 - Variação da razão cíclica em função de  $\theta$ , tomando  $A$  como parâmetro.

## 2.4 Indutor de entrada

A corrente do indutor será composta por uma componente de baixa frequência (120Hz) sobreposta por uma pequena componente de alta frequência ( $f_s$ ). O valor da indutância deve ser calculado considerando-se a máxima variação permitida para a componente de alta frequência da corrente.

Quando os interruptores estão conduzindo, a equação (2.8) representa a relação entre corrente e tensão no indutor.

$$V_{in_p} \text{sen}(\theta) = L \frac{di_L(t)}{dt} = L \frac{\Delta I_L}{\Delta t} \quad (2.8)$$

O tempo de condução dos interruptores, em meio período de chaveamento é expresso pela equação (2.9).

$$\Delta t = d(\theta) \frac{T_s}{2} \quad (2.9)$$

Substituindo-se (2.9) em (2.8) obtém-se a expressão (2.10)

$$\frac{2L\Delta I_L}{V_{in_p}T_s} = d(\theta)\text{sen}(\theta) \quad (2.10)$$

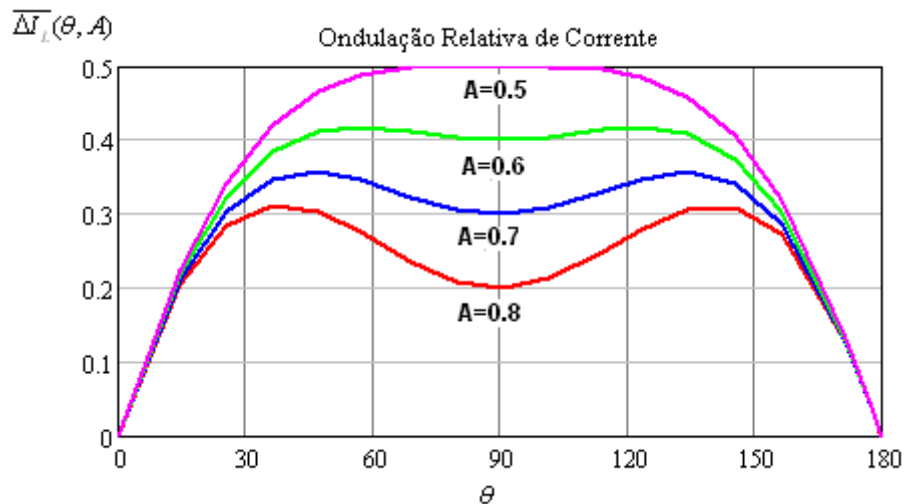
Substituindo-se (2.6) em (2.10) tem-se:

$$\frac{2L\Delta I_L}{V_{in_p}T_s} = \text{sen}(\theta) - A\text{sen}^2(\theta) \quad (2.11)$$

O termo a esquerda da equação (2.11) pode ser definido como ondulação de corrente normalizada, denominada por  $\overline{\Delta I_L}$ . Assim tem-se a seguinte equação:

$$\overline{\Delta I_L} = \text{sen}(\theta) - A\text{sen}^2(\theta) \quad (2.12)$$

A Fig. 2.6 representa a relação entre a ondulação de corrente normalizada em função da variação do parâmetro A.



**Fig. 2.6 - Ondulação da componente de alta frequência da corrente do indutor parametrizada.**

Assim, para determinar o valor do indutor de entrada, basta substituir o valor da variação máxima da corrente parametrizada para o parâmetro A desejado.

$$L = \frac{\overline{\Delta I_L}^{\max} V_{in_p}}{2\Delta I_L f_s} \quad (2.13)$$

A ondulação na corrente  $\Delta I_L$  é um parâmetro de projeto, recomenda-se manter este valor na faixa de 10% da corrente média do indutor de entrada, de forma a evitar excesso de perdas em condução nos interruptores.

## 2.5 Capacitor de Saída do Conversor

A Corrente  $I_x(\theta)$  do conversor, representada na Fig. 2.7, irá para o capacitor de saída  $C_0$  e para a carga. Portanto, pode-se montar um circuito equivalente para se determinar o comportamento da tensão de saída quando o capacitor e a carga são alimentados por uma fonte de corrente  $I_x(\theta)$ . O circuito equivalente é mostrado na Fig. 2.8.

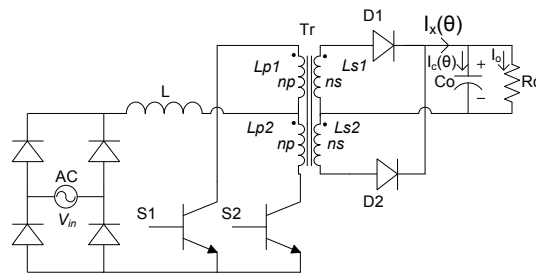


Fig. 2.7 - Circuito do Conversor em Análise.

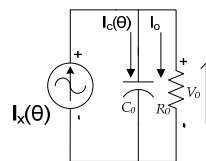


Fig. 2.8 - Circuito Equivalente para Obtenção do Capacitor de Saída.

Com a simplificação apresentada na Fig. 2.8, pode-se obter a expressão que relaciona a variação de tensão  $\Delta V_{cp}$  (valor de pico) com a corrente de pico no capacitor  $I_{cp}$ .

$$V_c = X_c \cdot I_c \rightarrow \Delta V_{cp} = X_c \cdot I_{cp} \quad (2.14)$$

Onde:

$$X_c = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C_o} \quad (2.15)$$

Sabendo que a frequência  $f$  é o dobro da frequência de entrada  $f_{rede}$ , substituindo (2.15) em (2.14) e isolando  $C_o$ , obtém-se

$$C_o = \frac{I_{cp}}{4\pi f_{rede} \Delta V_{cp}} \quad (2.16)$$

Para obter a expressão final para o cálculo de  $C_o$ , é necessário obter o valor de pico da corrente do capacitor. Como o objetivo deste pré-regulador é tornar a corrente de entrada senoidal e em fase com a tensão de entrada, a potência instantânea na entrada obedecerá à expressão (2.17).

$$P_{in}(\theta) = V_{in}(\theta) \cdot I_{in}(\theta) \quad (2.17)$$

Onde:

$$\begin{aligned} V_{in}(\theta) &= V_{inp} \cdot \text{sen}(\theta) \\ I_{in}(\theta) &= I_{inp} \cdot \text{sen}(\theta) \end{aligned} \quad (2.18)$$

Assim:

$$P_{in}(\theta) = V_{inp} \cdot I_{inp} \cdot \text{sen}^2(\theta) \quad (2.19)$$

A expressão para a potência instantânea de saída está representada pela equação (2.20). Supondo que as perdas são nulas no conversor, pode-se igualar a expressão (2.19) a (2.20). Com isso se obtém a equação (2.21) para  $I_x(\theta)$ .

$$P_o(\theta) = V_o \cdot I_x(\theta) \quad (2.20)$$

$$I_x(\theta) = \frac{V_{inp}}{V_o} \cdot I_{inp} \cdot \text{sen}^2(\theta) \quad (2.21)$$



A potência média na saída, desprezando as perdas, pode ser obtida através da expressão (2.22):

$$P_o = \frac{V_{inp} \cdot I_{inp}}{2} \quad (2.22)$$

Sabendo que:

$$\text{sen}^2(\theta) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2(\theta) \quad (2.23)$$

Substituindo (2.22) e (2.23) em (2.21) obtém-se (2.24):

$$I_x(\theta) = \frac{P_o}{V_o} - \frac{P_o}{V_o} \cos 2(\theta) \quad (2.24)$$

A componente contínua da corrente  $I_x(\theta)$  não circula pelo capacitor, desta forma obtém-se a expressão (2.25) para a corrente  $I_c$ :

$$I_c(\theta) = \frac{P_o}{V_o} \cos 2(\theta) \quad (2.25)$$

Onde:

$$I_{cp} = \frac{P_o}{V_o} \quad (2.26)$$

Portanto, substituindo (2.26) em (2.16) e sabendo que  $\Delta V_{cp}$  é igual a  $\Delta V_{cpp} / 2$ , obtém-se a expressão para o cálculo do capacitor de saída:

$$C_o = \frac{P_o}{2\pi f_{rede} V_o \Delta V_{cpp}} \quad (2.27)$$

Geralmente utiliza-se  $\Delta V_{cpp}$  inferior a 5% da tensão de saída a fim de evitar problemas de controle.

---

## 3 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

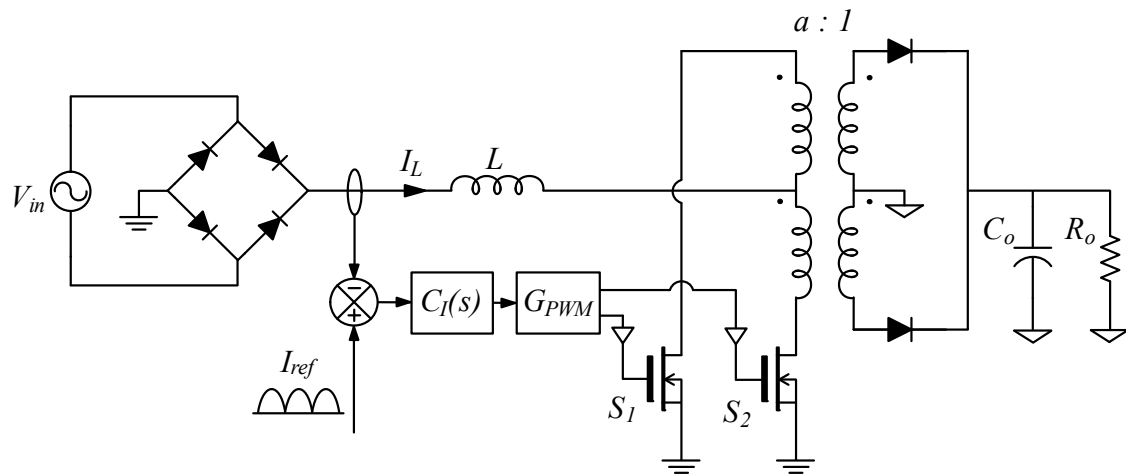
Para que o conversor opere como estágio pré-regulador de fator de potência são necessárias duas malhas de controle, uma de corrente e outra de tensão. A malha de corrente tem a função de reproduzir no indutor uma corrente retificada de 120 Hz em fase com a tensão de entrada, a fim de se obter fator de potência elevado na entrada. 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.

### 3.1 CONTROLE DE CORRENTE

A técnica de controle da corrente de entrada por valores médios instantâneos é uma das mais utilizadas na correção do fator de potência para retificadores operando em condução contínua, sendo a mais apropriada para conversores monofásicos de potência elevada. Esta técnica consiste em monitorar a corrente de entrada do conversor e controlá-la através da razão cíclica dos interruptores, de forma a mesma siga uma referência senoidal com o mínimo de erro. Este controle é apropriado para conversores que têm uma característica de fonte de corrente na entrada, como o conversor push-pull alimentado em corrente operando em condução contínua.

#### 3.1.1 Malha de Controle de Corrente

A Fig.3. 1 mostra o diagrama simplificado da estratégia de controle de corrente aplicada ao conversor push-pull alimentado em corrente.



**Fig.3. 1 Estrutura básica do controle de corrente proposto.**

A estrutura de controle proposta é realimentada. Através de um sensor apropriado o sinal de corrente do indutor é comparado com uma corrente de referência, que possui a forma senoidal retificada. O sinal de erro resultante é processado pelo compensador de corrente  $C_I(s)$  para a produção da tensão de controle  $V_{CI}$ , que por sua vez é aplicada no modulador para a produção dos pulsos PWM de acionamento dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ . Desta forma o controle adequado da razão cíclica permite que a corrente de entrada do pré-regulador siga uma referência senoidal e em fase com a tensão de entrada.

A estrutura da Fig.3. 1 pode ser representada pelo diagrama de blocos da Fig.3. 2, onde observa-se:

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

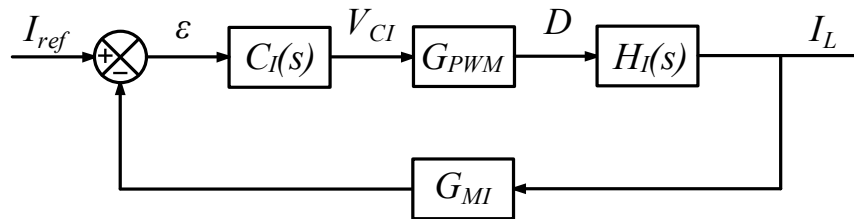


Fig.3. 2 – Diagrama de blocos da malha de controle da corrente de entrada.

Com a definição do diagrama de blocos da malha de corrente, resta a obtenção dos modelos da planta  $H_I(s)$ , do modulador  $G_{PWM}$  e do sensor  $G_{MI}$  para o posterior projeto do compensador de corrente  $C_I(s)$  adequado.

### 3.1.2 Modelo por Valores Médios Instantâneos

A fim de que a corrente de entrada do pré-regulador siga uma referência senoidal e em fase com a tensão de entrada, é necessário projetar adequadamente o controle da malha de corrente deste conversor. Para isto, deve-se levantar a função de transferência da corrente de entrada  $I_L$  em relação à variável de controle, no caso a razão cíclica  $D$ .

O modelo simplificado do conversor push-pull alimentado em corrente pode ser obtido considerando-se constantes a tensão de entrada  $V_{in}(\omega t)$  e a tensão de saída refletida para o primário  $\bar{v}_o(t)$ , iguais aos valores médios durante um período de chaveamento de acordo com (3.1).

$$\begin{aligned} V_{in}(\omega t) &= V_{in} \\ \bar{v}_o(t) &= \bar{V}_o = a \cdot V_o \end{aligned} \quad (3.1)$$

onde  $a = \frac{N_P}{N_S}$  é a relação de transformação do transformador.

A Fig.3. 3 mostra a tensão e corrente no indutor de entrada, de acordo com as considerações feitas e as etapas de operação descritas anteriormente.

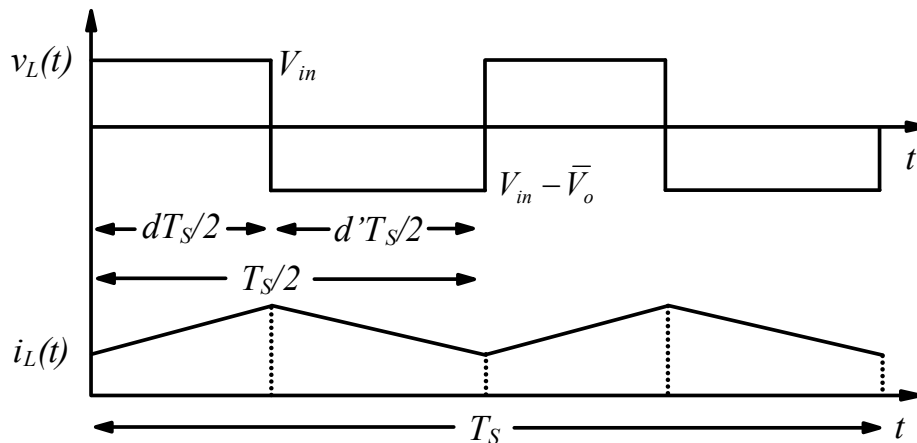


Fig.3. 3 – Tensão e corrente no indutor para um período de chaveamento.

A tensão média sobre o indutor, considerando um meio - período de comutação é dada por:

$$\begin{aligned} L \frac{d \langle i_L(t) \rangle_{T_s/2}}{dt} &= d(t)V_{in} + d'(t)(V_{in} - \bar{V}_o) \\ &= V_{in} - (1 - d(t))\bar{V}_o \end{aligned} \quad (3.2)$$

O modelo linearizado da planta pode ser obtido através da aplicação de uma perturbação na razão cíclica dos interruptores, que implica em uma variação na corrente do indutor. Assim obtém-se (3.3) a partir da inserção da perturbação em (3.2).

$$L \frac{d(I_L + \Delta I_L(t))}{dt} = V_{in} - (1 - (D + \Delta D(t)))\bar{V}_o \quad (3.3)$$

Da Equação (3.3) obtém-se:

$$L \frac{d\Delta I_L(t)}{dt} = \Delta D(t)\bar{V}_o \quad (3.4)$$

Com o modelo linearizado é possível aplicar a transformada de Laplace em (3.4), para condições iniciais nulas, e chega-se ao modelo incremental por valores médios instantâneos da planta.

$$H_i(s) = \frac{\Delta I_L(s)}{\Delta D(s)} = \frac{\bar{V}_o}{sL} \quad (3.5)$$

### 3.1.3 Compensador de Corrente

Através da análise da função de transferência obtida para a planta observa-se que a mesma possui somente um pólo na origem, tendo como consequência erro estático nulo, e é estável, já que a passagem pela frequência de corte se dá com uma inclinação de  $-20\text{dB/década}$ . No entanto esta função é simplificada e só se aproximará da real para altas frequências, já que desprezou-se a ondulação de tensão da saída, o que irá acarretar um erro estático.

O compensador a ser empregado na planta do conversor deverá desta forma corrigir o erro estático, o que é conseguido com um pólo na origem da função de transferência. A alocação de um zero na FT do compensador faz com que a função de laço aberto apresente erro estático praticamente nulo e passe pela frequência de corte com uma inclinação de  $-20\text{dB/década}$ , de forma que o sistema fique estável. Com a colocação de um segundo pólo na função de transferência o compensador realiza ainda a filtragem da ondulação de corrente de alta frequência na saída. Assim, o compensador mais apropriado para o controle da corrente deve ter um zero e dois pólos, sendo um na origem, como é ilustrado na Fig.3. 4.

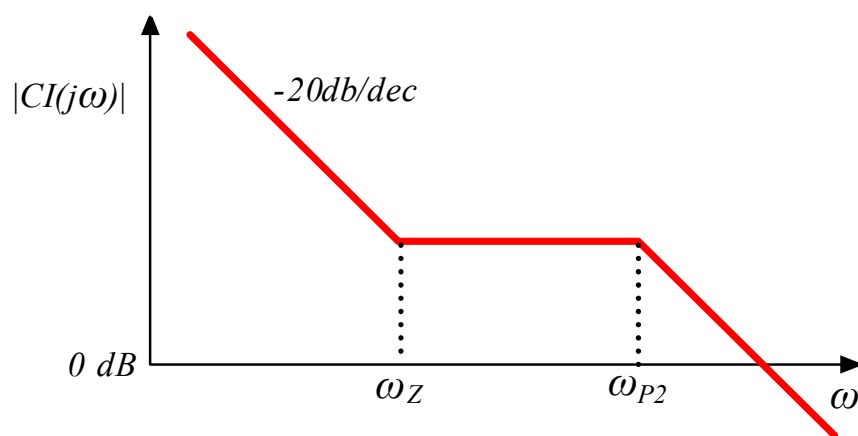


Fig.3. 4 – Resposta do compensador de corrente proposto.

O compensador clássico utilizado para o controle de corrente é apresentado na Fig.3. 5.

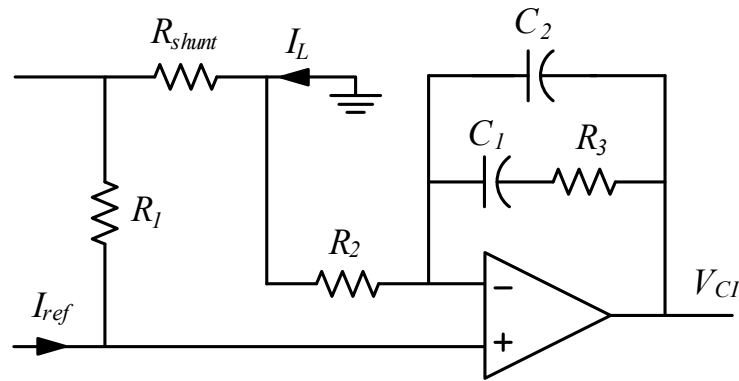


Fig.3. 5 – Compensador de corrente  $C_I(s)$ .

A estrutura apresentada na Fig.3. 5 trata-se de um amplificador na configuração somador não-inversor. As impedâncias do ramo realimentação  $Z_F$  e de entrada  $Z_I$  para a configuração proposta são dadas respectivamente por:

$$Z_F(s) = \frac{sR_3C_1 + 1}{s(C_1 + C_2) \left( s \left( \frac{R_3C_1C_2}{C_1 + C_2} \right) + 1 \right)} \quad (3.6)$$

$$Z_I = R_2$$

A função de transferência do circuito compensador de corrente, considerando as impedâncias  $Z_F$  e  $Z_I$ , é dada por:

$$C_I(s) = \frac{V_{CI}}{V_+} = 1 + \frac{Z_F}{Z_I} \quad (3.7)$$

Substituindo-se (3.6) em (3.7) chega-se na expressão a seguir para a função de transferência de  $C_I(s)$ .

$$C_I(s) = \frac{sR_3C_1 + 1}{sR_2(C_1 + C_2) \left( s \left( \frac{R_3C_1C_2}{C_1 + C_2} \right) + 1 \right)} + 1 \quad (3.8)$$

Através da escolha adequada dos parâmetros da Equação (3.8) é possível garantir que a parcela dependente da frequência seja muito maior do que a unidade dentro da banda passante do sistema compensado, sendo possível aproximar-se (3.8) por (3.9).

$$C_I(s) = \frac{sR_3C_1 + 1}{sR_2(C_1 + C_2) \left( s \left( \frac{R_3C_1C_2}{C_1 + C_2} \right) + 1 \right)} \quad (3.9)$$

### 3.1.4 Sensor de Corrente

O sensoriamento da corrente de entrada proposto é realizado através do resistor  $R_{shunt}$  inserido no caminho de  $I_L$  conforme a Fig.3. 5. Supondo o amplificador operacional do compensador ideal, a seguinte relação entre  $I_L(t)$  e  $I_{ref}(t)$  é válida.

$$V_+ = R_1 I_{ref}(t) - R_{shunt} I_L(t) \quad (3.10)$$

Em regime permanente deseja-se que  $V_+ = 0$ , de forma que a corrente no indutor  $I_L(t)$  siga a corrente de referência  $I_{ref}(t)$ . Assim a partir de (3.10) obtém-se a expressão a seguir.

$$R_{shunt} I_L = I_{ref} R_1 \quad (3.11)$$

Através da relação (3.11) com  $R_1$  arbitrado é possível calcular o valor de  $R_{shunt}$  para uma dada corrente de referência de pico, ou então para um dado  $R_{shunt}$  obter o valor de  $I_{ref}$ .

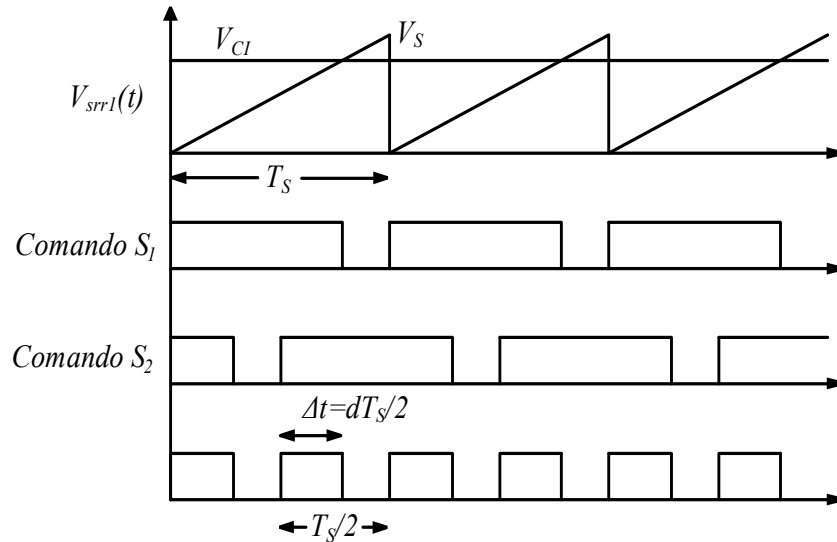
### 3.1.5 Ganho do Modulador PWM

Através de um modulador PWM, o sinal de controle  $V_C$  é transformado na variável de controle  $d$ . Para o conversor push-pull em análise a razão cíclica



é definida pela Equação (3.12), variando de 0 a 1. A Fig.3. 6 ilustra o princípio de produção dos pulsos para o acionamento dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ .

$$d = \frac{\Delta t}{T_s/2} = \frac{2\Delta t}{T_s} \quad (3.12)$$



**Fig.3. 6 – Produção dos pulsos PWM**

Como ilustra a Fig.3. 6, para um período de comutação obtém-se:

$$V_{srr1}(t) = \frac{V_s}{T_s} t \quad (3.13)$$

Para  $V_{srr1}(t) = V_C$ , em  $t = \frac{T_s}{2} + \frac{dT_s}{2}$  tem-se:

$$V_C = \frac{2V_s \Delta t}{T_s} = V_s d \quad (3.14)$$

O ganho PWM da malha de controle é então dado por  $G_{PWM} = \frac{1}{V_s}$ .

A Fig.3. 7 mostra um circuito simples utilizado para gerar os pulsos PWM, no qual as ondas dentes de serra  $V_{srr1}(t)$  e  $V_{srr2}(t)$  possuem período  $T_s$  e são defasadas de  $180^\circ$  entre si.

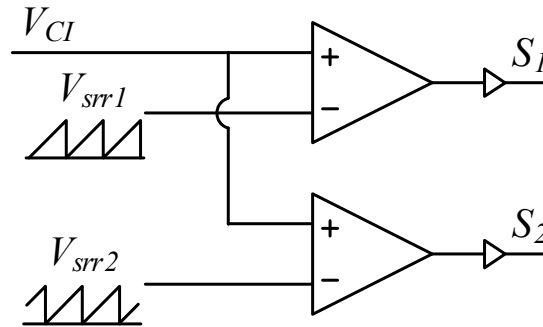


Fig.3. 7 – Modulador PWM.

Como a corrente  $I_L(t)$  possui uma ondulação em alta frequência devido ao chaveamento que irá estar presente também no sinal de controle, deve-se garantir que a inclinação da dente de serra seja maior que a inclinação de  $V_C(t)$  para que não ocorram múltiplos cruzamentos, ou seja:

$$\frac{dV_{srr}(t)}{dt} > \frac{dV_C(t)}{dt} \quad (3.15)$$

A derivada da dente de serra é dada por (3.17).

$$\frac{dV_{srr}(t)}{dt} = \frac{V_S}{T_S} \quad (3.16)$$

A derivada do sinal de controle é dada por (3.18).

$$\frac{dV_C(t)}{dt} = G_{FP} \frac{dV_+(t)}{dt} \quad (3.17)$$

onde  $V_+(t) = I_{ref}(t)R_1 - I_L(t)R_{shunt}$  e  $I_{ref}(t)$  é constante em um período de chaveamento. Assim tem-se:

$$\frac{dV_+(t)}{dt} = R_1 \frac{dI_{ref}(t)}{dt} - R_{shunt} \frac{dI_L(t)}{dt} = -R_{shunt} \frac{dI_L(t)}{dt} \quad (3.18)$$

Para o pior caso, em que  $\omega t = 0$ , tem-se:

$$\frac{dI_L(t)}{dt} = -\frac{\bar{V}_o}{L} \quad (3.19)$$

Substituindo (3.19) em (3.18):

$$\frac{dV_+(t)}{dt} = R_{shunt} \frac{\bar{V}_o}{L} \quad (3.20)$$

Desta forma a derivada do sinal de controle é dada por:

$$\frac{dV_C(t)}{dt} = G_{FP} \frac{dV_+(t)}{dt} = G_{FP} R_{shunt} \frac{\bar{V}_o}{L} \quad (3.21)$$

onde o ganho na faixa plana é dado por  $G_{FP} = \frac{R_3}{R_2}$ . Para garantir que a inclinação da dente de serra seja maior que a inclinação de  $V_C(t)$ , de forma que não ocorram múltiplos cruzamentos, tem-se de (3.15) que:

$$\frac{V_S}{T_S} > \frac{R_3}{R_2} R_{shunt} \frac{\bar{V}_o}{L} \quad (3.22)$$

### 3.1.6 Ajuste dos Parâmetros de $C_I(s)$

Conforme visto anteriormente, a função de transferência do compensador de corrente é dada por:

$$C_I(s) = \frac{sR_3C_1 + 1}{sR_2(C_1 + C_2) \left( s \left( \frac{R_3C_1C_2}{C_1 + C_2} \right) + 1 \right)} \quad (3.23)$$

Desta forma o compensador possui um zero dois pólos situados nas frequências a seguir.

$$\begin{aligned} f_z &= \frac{1}{2\pi R_3 C_1} \\ f_{p1} &= 0 \\ f_{p2} &= \frac{C_1 + C_2}{2\pi R_3 C_1 C_2} \end{aligned} \quad (3.24)$$

Tem-se ainda que o ganho em faixa plana de  $C_I(s)$  é dado por (3.26).

$$G_{FP(dB)} = 20 \log \frac{R_3}{R_2} \quad (3.25)$$

O ajuste dos parâmetros de  $C_I(s)$  deve ser feito de tal forma que proporcione o desacoplamento dinâmico entre as estruturas de controle de corrente e tensão. Deve-se ter assim uma banda passante larga para a função de transferência de malha aberta do laço de controle de corrente, mas assegurando-se que a frequência de cruzamento fique situada no mínimo a uma década abaixo da de comutação.

Para a correta escolha dos parâmetros deste compensador devem ser levados em conta os seguintes critérios:

- A frequência do zero  $f_z$  deve ser alocada a alguns kHz, sendo o suficiente para permitir uma boa reprodução da corrente de referência;
- O segundo pólo deve ser posicionado de forma que a frequência de cruzamento  $f_c$  esteja contida na faixa plana de  $C_I(s)$ , dada por (3.25).

Com estes critérios satisfeitos, o valor do ganho de faixa plana pode ser obtido do critério de estabilidade  $|FTMA_I(s)|_{s=j\omega_c} = 1$ , o que resulta em:

$$\begin{aligned} |C_I(s)G_{PWM}H_I(s)G_{MI}|_{s=j\omega_c} &= 1 \\ G_{FP} \frac{2}{V_S} \frac{\bar{V}_O}{L\omega_C} R_{shunt} &= 1 \end{aligned} \quad (3.26)$$

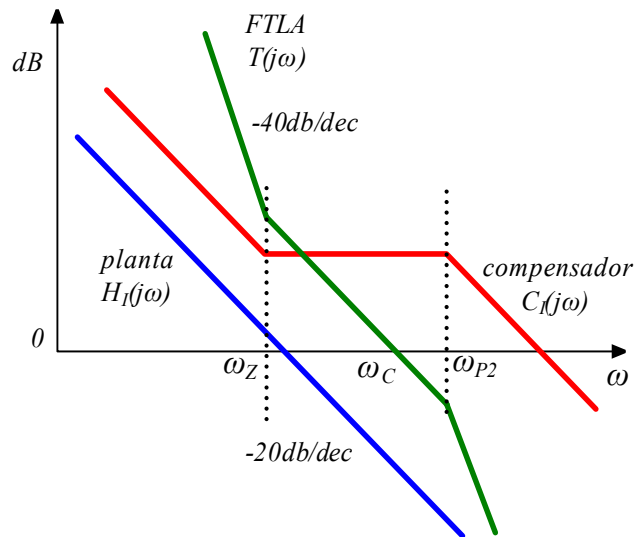
Assim, o ganho de faixa plana é dado por (3.28).

$$G_{FP} = \frac{\pi f_c V_S L}{a V_o R_{shunt}} \quad (3.27)$$

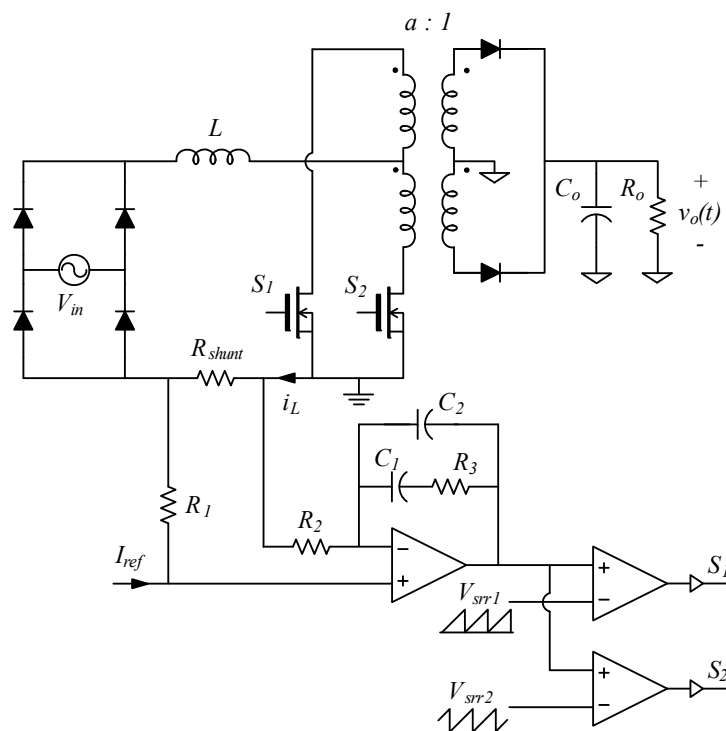
Especificando-se o valor de  $R_1$ , tem-se que  $R_2 = R_1$  devido ao tipo de estrutura utilizada. Com o valor de  $R_2$  e de posse do valor de  $G_{FP}$  tem-se de

(3.25) que  $R_3 = R_2 10^{\frac{G_{FP(dB)}}{20}}$ . Com as frequências  $f_z$  e  $f_{P2}$  arbitradas determinam-se os valores dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  a partir de (3.24). Com isto ficam

determinados todos os elementos da estrutura de controle de corrente, de acordo com a Fig.3. 9, podendo-se esboçar o diagrama de Bode assintótico da Fig.3. 8.



**Fig.3. 8 – Função de transferência da planta, compensador e FTLA do sistema compensado.**



**Fig.3. 9 – Sistema de controle de corrente completo proposto para o conversor push-pull alimentado em corrente.**

### 3.2 CONTROLE DE TENSÃO

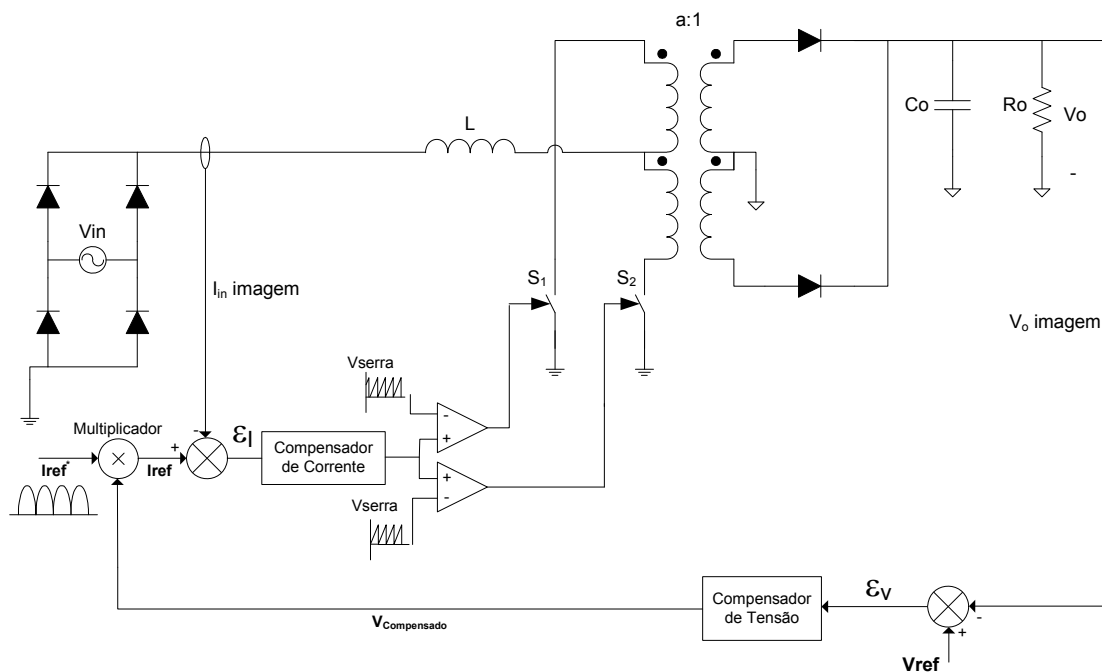
Com o ajuste da malha de corrente o conversor opera em um ponto fixo, transferindo potência para a saída com os níveis de tensão e corrente desejados, porém, perturbações na carga deslocam a estrutura de seu ponto de operação devido à estratégia de controle de corrente empregada, já que o formato e amplitude impostos independem do valor médio da tensão de saída.

Para solucionar esse problema será inserida uma malha de controle de tensão, sendo esta responsável pelo controle do valor médio da tensão de saída. Primeiramente será gerado um sinal de erro pela diferença entre uma tensão de referência e a tensão de saída amostrada. Esse sinal de erro é aplicado ao compensador de tensão e após compensado passa a multiplicar a referência de corrente que havia anteriormente. Assim, a nova referência de corrente será maior ou menor dependendo da solicitação de potência na saída do conversor. Dessa forma, é possível manter a tensão de saída no valor

desejado a menos de um erro estático imposto pela característica do compensador utilizado.

### 3.2.1 Malha de Controle da Tensão Média de Saída ( $V_0$ )

A estrutura proposta para realizar o controle de  $V_0$ , está apresentada na Fig.3. 10. Consiste basicamente na alteração da amplitude da corrente de referência ( $I_{ref}$ ) por um multiplicador, que multiplica o sinal portador de referência ( $I_{ref}^*$ ) com o sinal de erro compensado ( $V_{cv}$ ) produzido pelo controlador de tensão  $C_V(s)$ , sendo o resultado da comparação do valor médio da tensão de saída ( $V_0$ ) com uma tensão de referência ( $V_{0Ref}$ ). Com isto, variações de carga não provocam mais variações significativas em  $V_0$ .



**Fig.3. 10 - Estrutura completa de controle, incluindo compensador de tensão.**

A Fig.3. 11 apresenta o diagrama blocos da malha de tensão em malha aberta e em malha fechada. Na análise da malha de a tensão de entrada é constante, logo, o multiplicador é representado por um função de transferência  $K_{Iref}$ , que apresenta um ganho constante.

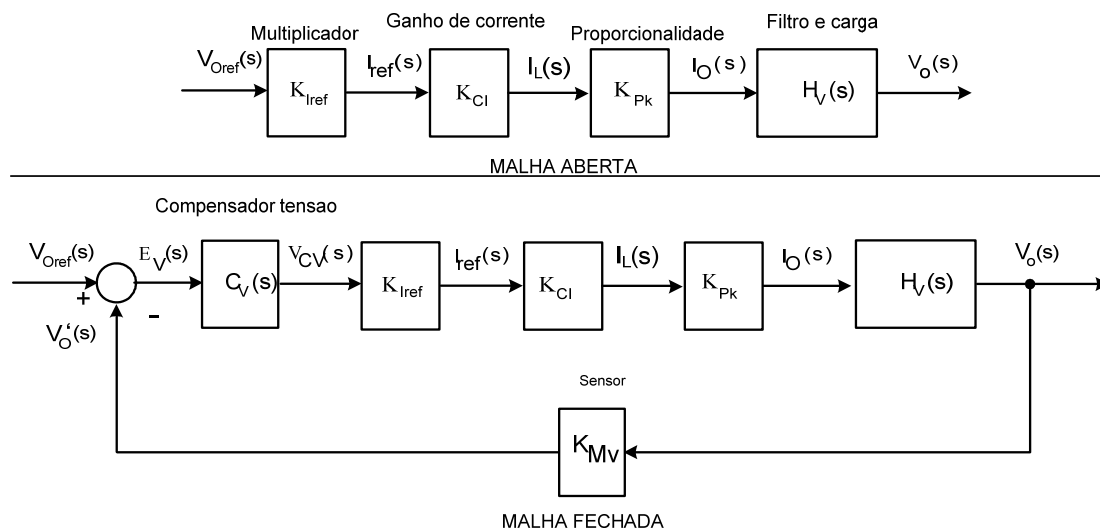


Fig.3. 11 - Diagrama de blocos da malha de controle da tensão.

### Modelos:

- $H_V(s)$  → Planta ( $V_O/I_O$  — valores médios);
- $C_V(s)$  → Compensador de tensão;

### Ganhos:

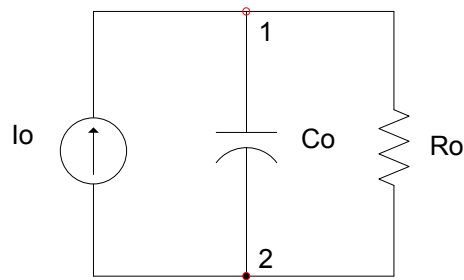
- $K_{Iref}$  → Multiplicador;
- $K_{Cl}$  → Compensador de corrente em regime;
- $K_{Pk}$  → Relação entre  $I_L$  e  $I_O$ ;
- $K_{Mv}$  → Medidor de tensão.

### 3.2.2 Modelo por Valores Médios

A representação matemática do diagrama da Fig.3. 11 exige algumas simplificações e considerações que facilitarão o processo, não perdendo as características do sistema.

O bloco  $H_V$  representa a relação entre a corrente média em 120Hz na saída do retificador meia ponte e a tensão de saída. Considerando um modelo equivalente do conversor por correntes médias e analisando apenas a saída temos o circuito mostrado na Fig.3. 12.





**Fig.3. 12 - Circuito elétrico equivalente para a determinação do modelo.**

Analisando o modelo, pode-se através do somatório das correntes no nó um, obter a equação que descreve o comportamento dinâmico da estrutura quando submetida a variações, representada pela equação (3.29).

$$I_o(t) = C_o \cdot \frac{dV_o(t)}{dt} + \frac{V_o(t)}{R_o} \quad (3.28)$$

Manipulando os termos de (3.28), obtém-se (3.30).

$$\frac{dV_o(t)}{dt} + \frac{V_o(t)}{C_o \cdot R_o} = \frac{I_o(t)}{C_o} \quad (3.29)$$

Aplicando a transformada de Laplace à (3.29), obtém-se a função de transferência da planta, por valores médios dada pela expressão (3.31).

$$H_V(s) = \frac{V_o(s)}{I_o(s)} = \frac{R_o}{C_o \cdot R_o \cdot s + 1} \quad (3.30)$$

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

$$H_V(0) = R_o \quad (3.31)$$

$$f_{po} = \frac{1}{2\pi \cdot C_o \cdot R_o} \quad (3.32)$$

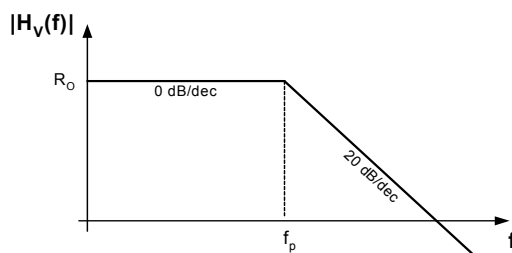


Fig.3. 13 - Diagrama de módulo de  $H_V(f)$ .

### 3.2.3 Compensador de Tensão

Como compensador de tensão utiliza-se um filtro passa baixa. A frequência de corte deve ser estipulada de forma a atenuar o *ripple* de 120Hz da tensão de saída. A estrutura adotada é apresentada na Fig.3. 14.

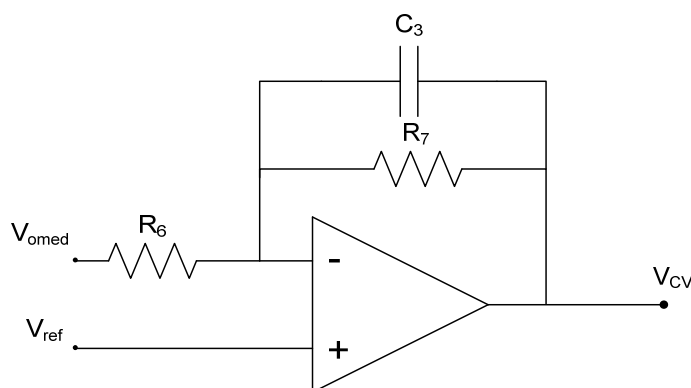


Fig.3. 14 - Compensador de tensão  $C_V(s)$ .

A tensão de referência  $V_{ref}$  é aplicada com o sinal negativo, para que se gere o erro  $(V_{ref} - V_{omed})$  na entrada do compensador. É necessário o uso de um amplificador operacional com alimentação simétrica.

Considerando o paralelo de  $C_3$  e  $R_7$  sendo igual à  $Z_f$ , por superposição a contribuição de  $V_{omed}$  é dada por:

$$V_{CV, V_{omed}} = -\frac{Z_f}{R_6} \cdot V_{omed} \quad (3.33)$$

E a contribuição de  $V_{ref}$  é dada por:

$$V_{CV_{vref}} = 1 + \frac{Z_f}{R_6} \cdot V_{ref} \quad (3.34)$$

Considerando que o ganho  $Z_f / R_6$  é em geral bem maior que a unidade, pode-se aproximar (3.34) por:

$$V_{CV_{vref}} = \frac{Z_f}{R_6} \cdot V_{ref} \quad (3.35)$$

Somando as parcelas temos:

$$V_{CV} = \frac{Z_f}{R_6} (V_{ref} - V_{omed}) \quad (3.36)$$

Com:

$$Z_f = \frac{R_7}{1 + s \cdot R_7 \cdot C_3} \quad (3.37)$$

Portando, a tensão de erro compensada é dada por:

$$V_{CV} = \frac{R_7}{R_6} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot R_7 \cdot C_3} (V_{ref} - V_{omed}) \quad (3.38)$$

A função de transferência tendo como entrada o erro é dada por:

$$C_v(s) = \frac{V_{CV}}{(V_{ref} - V_{omed})} = \frac{R_7}{R_6} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot R_7 \cdot C_3} \quad (3.39)$$

A 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:

$$C_v(0) = \frac{R_7}{R_6} \quad (3.40)$$

$$f_{pv} = \frac{1}{2\pi \cdot R_7 \cdot C_3} \quad (3.41)$$

### 3.2.4 Ganhos Associados à Malha de Tensão

O sinal de saída do compensador ( $V_{CV}$ ) sofre a ação de diversos ganhos antes de ser injetado na planta. O primeiro desses ganhos  $K_{Iref}$  está associado à linearização do multiplicador utilizado para o controle da tensão média de saída.

Devido à dinâmica da malha de controle de tensão, pode-se considerar que a resposta do sistema em função do valor de pico da corrente de referência  $i_{Ref}^p$ , assim o valor desta corrente depende do multiplicador, considerando a tensão de entrada constante e o sistema em regime permanente em malha aberta calcula-se o referido ganho.

$$K_{Iref} = \frac{I_{ref}}{V_{ref}} = K \cdot V_{inp} \quad (3.42)$$

O ganho  $K_{Cl}$  refere-se ao comportamento da malha de corrente em regime, ou seja, converter a corrente de referência  $i_{ref}(t)$ , na corrente da indutância  $i_L(t)$  (valores médios ou médios instantâneos). Tal relação, já foi obtida em (3.11) e está apresentada em como na saída do multiplicador tem-se o sinal  $i_{ref}$ , o ganho da malha de corrente é dado por:

$$K_{Cl} = \frac{R_l}{R_{Sh}} \quad (3.43)$$

A última constante associada à malha direta do controle é  $K_{Pk}$ , que estabelece a relação entre as correntes de pico no indutor 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:

$$P_{in} = P_o \quad (3.44)$$

$$\frac{V_{in_p} \cdot i_{in_p}}{2} = V_O \cdot I_O \quad (3.45)$$

Sabendo que as correntes de pico na entrada ( $i_{in_p}$ ) e no indutor ( $i_L$ ) são iguais, a relação entre estas correntes, ou seja,  $K_{Pk}$  é dada por:

$$K_{Pk} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{in_p}}{aV_O} \quad \text{ou} \quad K_{Pk} = \frac{a}{2} \quad (3.46)$$

### 3.2.5 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 Fig.3. 15. Tal arranjo confere ao medidor o ganho  $G_{Mv}$ , dado por:

$$K_{Mv} = \frac{V_{Omed}}{V_O} = \frac{R_{Mi}}{R_{Mi} + R_{Ms}} \quad (3.47)$$

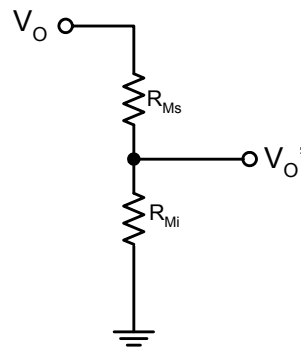


Fig.3. 15 - Ajuste dos Parâmetros de  $C_v(s)$

Para o ajuste dos parâmetros do compensador de tensão foi utilizado o valor de pico da ondulação da tensão na saída do compensador de tensão ( $V_a$ ), e o erro estático da tensão média de saída ( $\varepsilon_0$ ).

Utilizando o teorema do valor final, o erro estático para a estrutura de controle descrita pelo diagrama de blocos da Fig.3. 11 é dado pela Eq. (3.49):

$$\varepsilon_o = \frac{1}{FTMA_v(0)+1} \quad (3.48)$$

A função de transferência de malha aberta, para o laço de controle da tensão, é dada por:

$$FTMA_v(s) = C_v(s) \cdot G_{Iref} \cdot G_{CI} \cdot G_{Pk} \cdot H_v(s) \cdot G_{Mv} \quad (3.49)$$

Assim, substituindo (3.31), (3.40) e (3.49) em (3.48) e considerando que  $K = K_{Iref} \cdot K_{CI} \cdot K_{Pk}$ , obtém-se a seguinte relação para a determinação dos componentes do controlador:

$$\frac{R_7}{R_6} = \left( \frac{1 - \varepsilon_o}{\varepsilon_o} \right) \cdot \frac{1}{G \cdot R_O \cdot G_{Mv}} \quad (3.50)$$

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

$$\Delta V_c = \Delta V_O \cdot K_{Mv} \quad (3.51)$$

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

$$V_a = |C_v(2 \cdot f_{rede})| \cdot \Delta V_O \quad (3.52)$$

Então, substituindo-se (3.39) em (3.52) e obtendo-se o módulo de  $C_v(s)$ , mediante algumas pequenas considerações encontra-se que, o capacitor  $C_3$  pode ser calculado como:

$$C_3 = \frac{\Delta V_O \cdot K_{Mv}}{V_a \cdot 2\pi \cdot 2 \cdot f_{rede} \cdot R_6} \quad (3.53)$$

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  $C_v(s)$  e visto na Fig.3. 16.

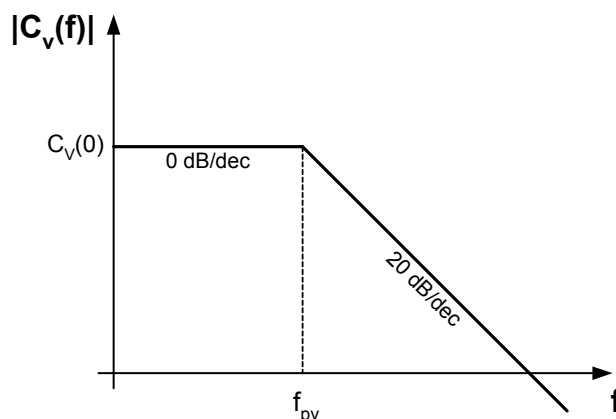


Fig.3. 16 - Diagrama assintótico do  $|C_v(f)|$ .

## 4 SIMULAÇÃO DO SISTEMA COMPLETO

### 4.1 Especificações e Parâmetros

A simulação do sistema completo foi baseada no exemplo de projeto que se encontra em anexo neste trabalho. Os parâmetros do circuito apresentado na Fig. 4.1 são listados a seguir:

#### Especificações:

$P_o = 480W$	Potência de Saída
$V_{in} = 220V$	Tensão Eficaz de Entrada
$f_{rede} = 60Hz$	Frequência da Rede
$V_o = 48V$	Tensão de Saída
$\Delta V_o = 5\%$	Ondulação da Tensão de Saída
$\Delta I_L = 20\%$	Ondulação da Corrente do Indutor
$a = 10$	Relação de Transformação

#### Elementos de Potência:

$R_o = 4.8\Omega$	Resistência de Carga
$L = 1.945mH$	Indutância de Entrada
$C_o = 11mF$	Capacitância de Saída

#### Compensador de Corrente:

$R_1 = 10k\Omega$	Resistor R1
-------------------	-------------

#### Compensador de Tensão:

$G_{MV} = 0.1$	Ganho do Medidor de Tensão
----------------	----------------------------

$R_2 = 10k\Omega$  Resistor R2

$V_{ref} = 4.8V$  Tensão de Referência

$R_3 = 117.8k\Omega$  Resistor R3

$R_6 = 10k\Omega$  Resistor R6

$C_1 = 1.351nF$  Capacitor C1

$R_7 = 294.6k\Omega$  Resistor R7

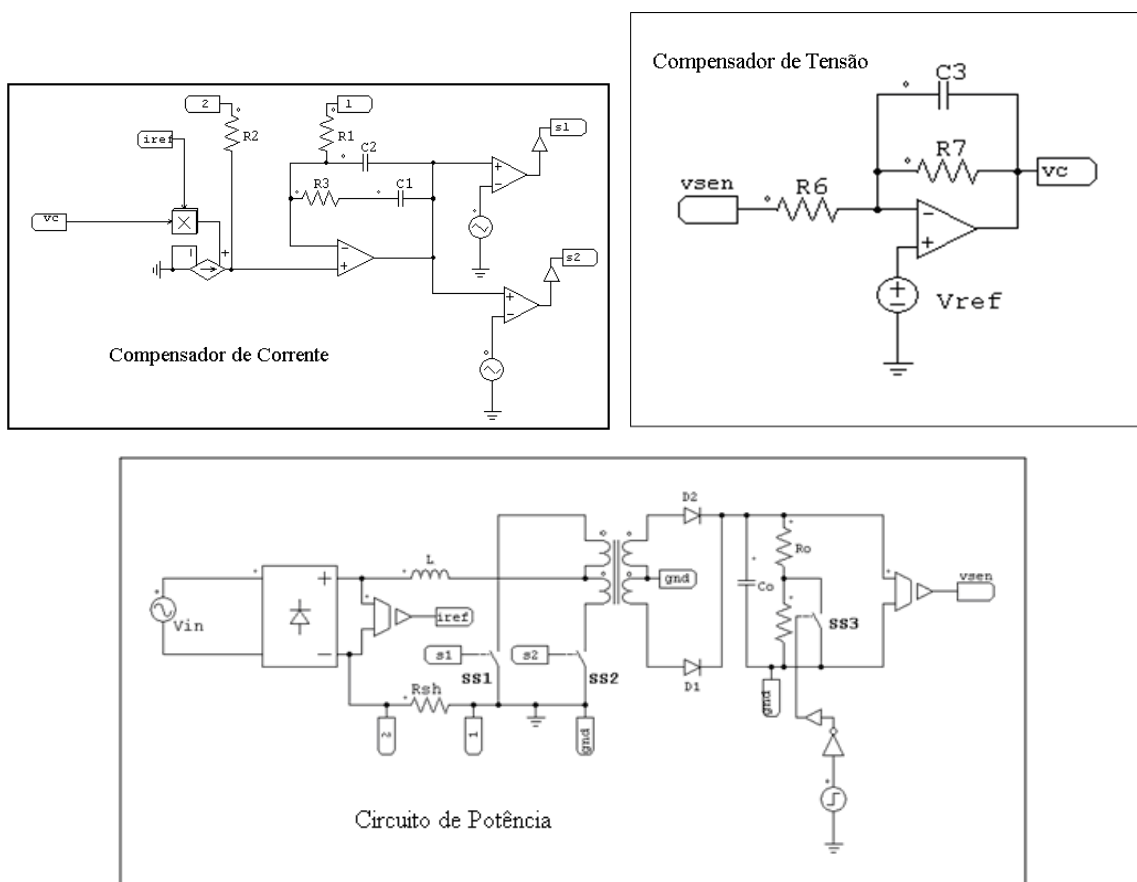
$C_2 = 2.71pF$  Capacitor C2

$C_3 = 54nF$  Capacitor C3

$V_{srr} = 15V$  Onda Dente de Serra (pico)

$R_{sh} = 0.324\Omega$  Resistor Shunt

$I_{ref} = 100\mu A$  Corrente de Referência



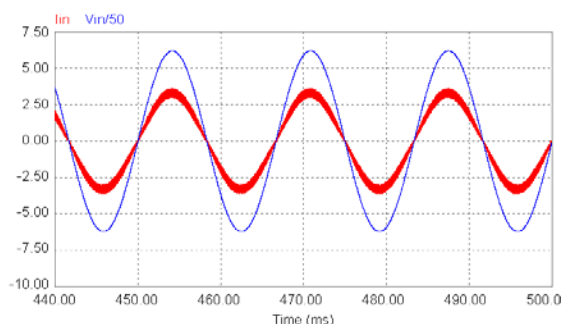
**Fig. 4.1 – Circuito a ser simulado.**



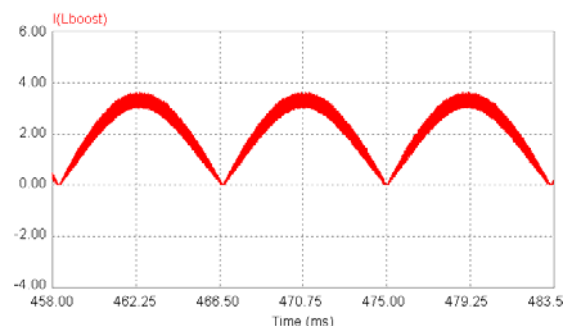
## 4.2 Simulações

A tensão e a corrente na entrada são mostrados na Fig. 4.2. O fator de potência visto pela rede é extremamente alto devido ao fato da corrente estarem fase com a tensão e à baixa distorção harmônica da corrente.

A forma de onda da corrente no indutor é igual a da corrente de entrada, porém retificada, como mostrada na Fig. 4.3, e o detalhe de sua ondulação é mostrada na Fig. 4.4. A ondulação de corrente simulada foi em torno de 18%, o que está dentro do especificado.

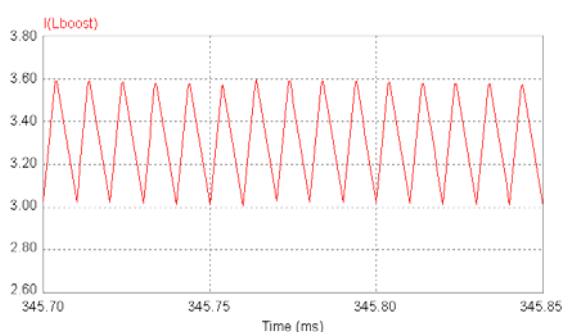


**Fig. 4.2 – Tensão e Corrente na Entrada.**

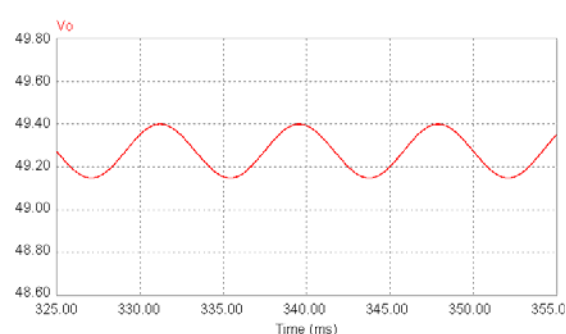


**Fig. 4.3 – Corrente no Indutor.**

A ondulação da tensão na saída chegou a 0,7%. Sendo assim, está dentro do especificado e é apresentada na Fig. 4.5. O erro estático ficou em torno de 3%, também dentro do especificado.



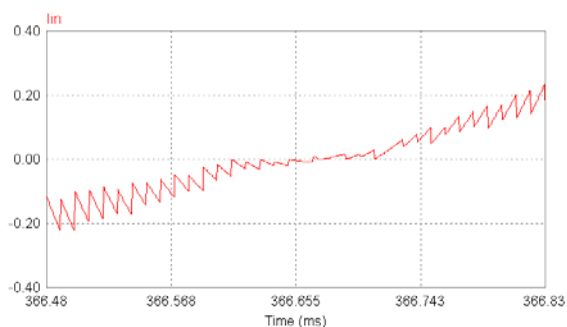
**Fig. 4.4 – Detalhe da Ondulação de Corrente no Indutor.**



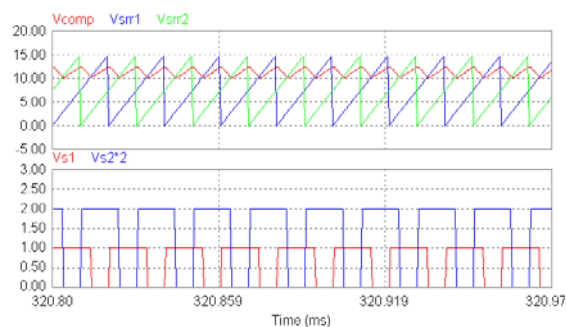
**Fig. 4.5 – Detalhe da Ondulação de Tensão na Saída.**

O efeito *cusp* é mostrado com detalhe na Fig. 4.6. A Fig. 4.7 apresenta detalhe da comparação do sinal de controle com a onda dente de serra e os

sinais de comando gerados. É visto que não há múltiplos cruzamentos, pois a derivada da onda dente de serra é maior que a do sinal de controle.



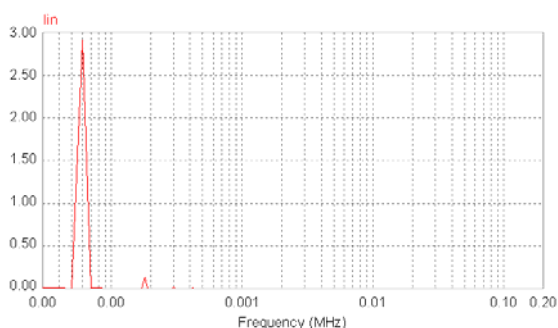
**Fig. 4.6 – Efeito Cusp.**



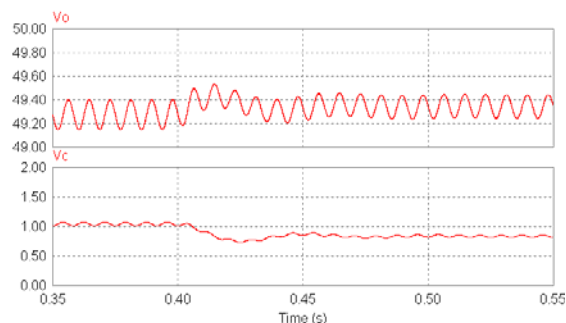
**Fig. 4.7 – Detalhe da Comparação do Sinal de Controle com a Onda Dente de Serra e os Sinais de Comando Gerados.**

O espectro harmônico da corrente de entrada é mostrado na Fig. 4.8. A componente mais expressiva é a fundamental. O efeito *cusp*, que causa uma pequena deformação na passagem por zero, gera harmônicas em baixa frequência. A componente na frequência de chaveamento foi bastante atenuada.

Na Fig. 4.9 é apresentada a variação da tensão de saída e sinal de controle ao se aplicar um degrau de carga de 25%. Após o transitório a tensão ainda se manteve dentro dos níveis especificados.



**Fig. 4.8 – Espectro Harmônico da Corrente de Entrada.**



**Fig. 4.9 – Variação da Tensão na Saída e Sinal de Controle ao se Aplicar um Degrau de Carga.**

---

## 5 CONTROLE DO CONVERSOR COM O UC3854

Neste tópico será apresentado o estudo e aplicação do circuito integrado UC3854 ao conversor Push-Pull alimentado em corrente. Inicialmente será feita uma breve descrição das funções e operação do dispositivo. Após apresentarse um circuito lógico para o comando dos dois interruptores do Push – Pull através da saída única do circuito integrado. Por fim são exibidos os resultados de simulação do circuito através da metodologia de projeto que é apresentada em anexo.

### 5.1 Circuito Integrado UC3854

O circuito integrado UC3854 é um componente bastante difundido e largamente empregado na correção de fator de potência em fontes de alimentação. Este dispositivo incorpora todas as funções de controle necessárias para tal aplicação, a citar:

- Amplificador de tensão;
- Multiplicador/ Divisor Analógico;
- Amplificador de corrente;
- Circuito PWM com frequência fixa;
- Circuito de comando para Mosfet;
- Referência de tensão (7.5V);
- Antecipador de linha (*FeedForward*);
- Detector de baixa tensão de suprimento;
- Limitador de corrente.

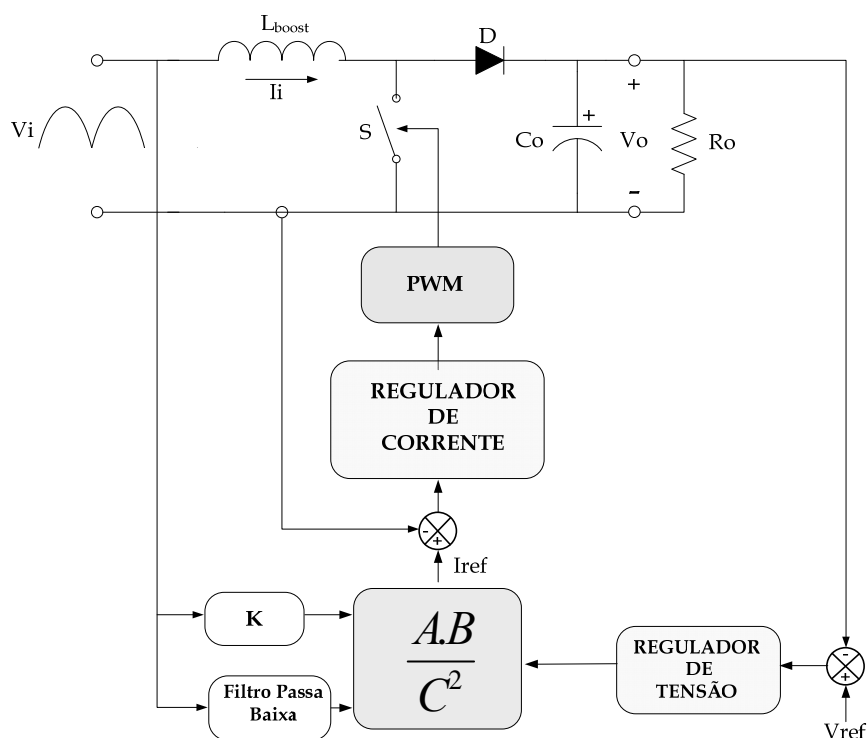


Fig.5. 1 - Diagrama básico do controle do UC3854.

O UC3854 realiza o controle da corrente pelo método dos valores médios instantâneos. A Fig.5. 1 apresenta o diagrama básico de controle do CI aplicado a um conversor boost convencional.

A corrente de referência será gerada através de um bloco multiplicador/divisor que terá os seguintes parâmetros de entrada:

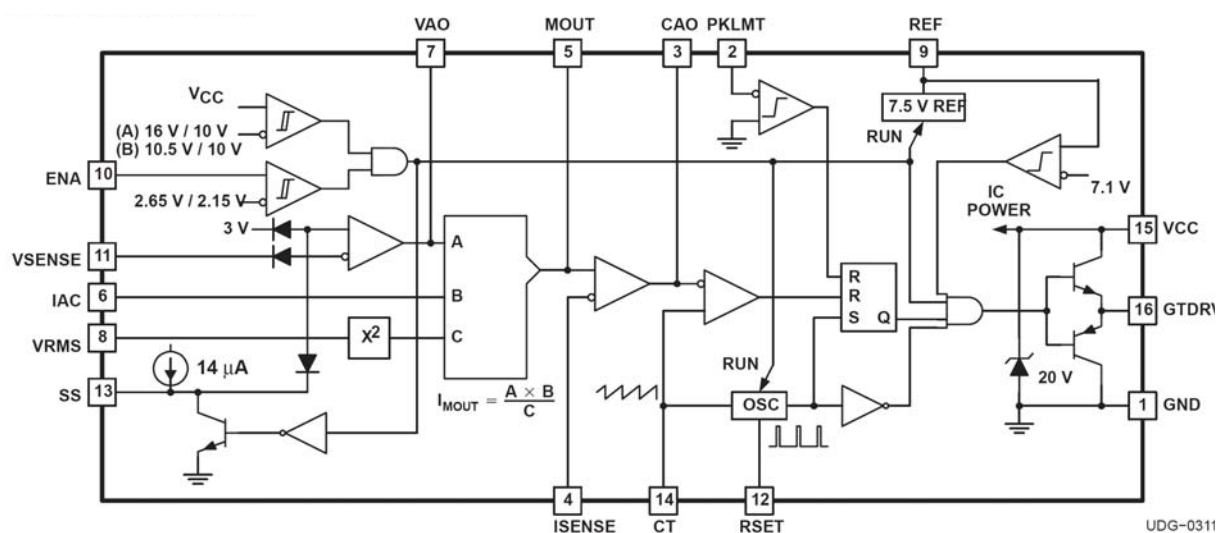
- **Sinal de sincronismo (A)** – Através de uma amostra da tensão de entrada define-se o formato, a frequência e a fase da corrente de referência;
- **Sinal de Erro do Regulador de Tensão (B)** – O regulador de tensão proporcionará o controle da tensão de saída do conversor através do aumento ou da diminuição do sinal de erro, conforme a variação da carga. Assim, o sinal de erro ajustará a amplitude da corrente de referência de acordo com a variação da carga;
- **Malha de controle direto da tensão de entrada (C)** – A tensão de entrada é retificada, atenuada e filtrada, informando um valor de tensão CC proporcional ao valor eficaz da tensão de entrada. Assim, conforme

a variação da tensão de entrada, a corrente de referência será ajustada, assim, quando a potência exigida pela carga for aumentada e/ou a tensão de entrada cair, a amplitude da corrente de referência aumenta, garantindo uma tensão de saída regulada.

A corrente de entrada é lida por um sensor (resistivo ou de efeito Hall). Este sinal de tensão, proporcional à corrente de entrada, será regulado de acordo com a corrente de referência através da malha de corrente.

O bloco PWM é composto por um comparador, um gerador de onda dente-de-serra e um circuito de comando para MOSFET. Portanto, a saída do bloco PWM será o sinal de comando para o MOSFET.

O circuito interno do UC3854 é apresentado em forma de blocos na Fig.5. 2. Internamente, o circuito integrado contém um amplificador de tensão, um multiplicador/divisor analógico, um amplificador de corrente, um comparador PWM, uma referência estabilizada de 7,5V além de outras funções e dispositivos auxiliares.



**Fig.5. 2 - Circuito Interno do UC3854.**

A função de cada um dos pinos do UC3854 é descrita de forma sucinta no Quadro 1.

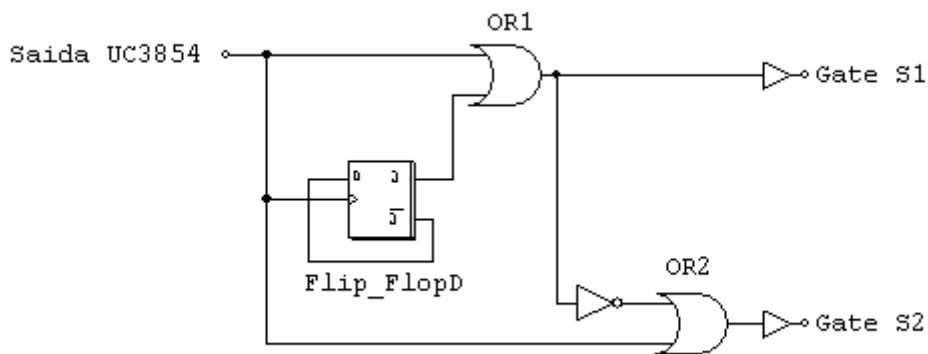
**Quadro 1 - Descrição dos Pinos do UC3854.**

<b>Pino 1</b>	<b>GND</b>	Pino de referência.
<b>Pino 2</b>	<b>PKLIMIT</b>	Limitador de corrente. Se a tensão no pino 2 ficar negativa é inibido o comando para o interruptor de potência do conversor.
<b>Pino 3</b>	<b>CA OUT</b>	Saída do compensador de corrente. Entre o pino 4 e o pino 2 é colocada a realimentação do regulador de corrente.
<b>Pino 4</b>	<b>ISENSE</b>	Entrada inversora do compensador de corrente.
<b>Pino 5</b>	<b>MULT OUT</b>	Entrada não inversora do compensador de corrente e saída do multiplicador (corrente de referência). Este pino possui alta impedância de entrada.
<b>Pino 6</b>	<b>IAC</b>	Pino de entrada do multiplicador (Entrada B). Este pino monitora a tensão de entrada instantânea, informando a forma e a frequência da mesma.
<b>Pino 7</b>	<b>VAOUT</b>	Saída do regulador de tensão e entrada A do multiplicador. Este pino será responsável pela variação da amplitude da referência de corrente frente a variações da tensão de carga.
<b>Pino 8</b>	<b>VRMS</b>	Pino de entrada da malha direta de controle ( <i>feedforward</i> ). Neste pino é ligada a saída de um filtro passa-baixa que informa o valor médio da tensão de entrada retificada (proporcional ao valor de pico).
<b>Pino 9</b>	<b>VREF</b>	Tensão de referência de 7,5V/10mA, regulada, e limite de corrente de 30mA.
<b>Pino 10</b>	<b>ENA</b>	Pino de habilitação; se estiver nível baixo o integrado ficará inativo.
<b>Pino 11</b>	<b>VSENSE</b>	Entrada inversora do compensador de tensão.
<b>Pino 12</b>	<b>RSET</b>	Limita corrente de carga do oscilador e limitador de corrente do multiplicador.
<b>Pino 13</b>	<b>SS</b>	Partida-progressiva.
<b>Pino 14</b>	<b>CT</b>	Neste pino é ligado um capacitor que juntamente com o resistor ligado ao pino 12 definem a frequência de comutação.
<b>Pino 15</b>	<b>VCC</b>	Alimentação do circuito integrado. Tensão contínua de 15V a 30V.
<b>Pino 16</b>	<b>GT DRV</b>	Sinal de comando para a chave de potência.

### 5.1.1 Circuito Lógico para o Comando dos Interruptores

Embora o UC3854 contemple todas as funções anteriormente citadas, deve-se observar que existe saída para apenas um interruptor. Esse fato não é relevante quando o dispositivo é utilizado para controlar um conversor boost em sua estrutura convencional, mas torna-o naturalmente inapto para sozinho controlar o conversor Push-Pull proposto neste trabalho.

Dessa forma, é proposto neste trabalho um circuito lógico para a obtenção dos sinais de comando para os dois interruptores a partir do sinal gerado pelo UC3854. Na Fig.5. 3 é apresentado o circuito lógico proposto, composto basicamente de um Flip Flop tipo D (Latch), uma porta inversora e duas portas OU.

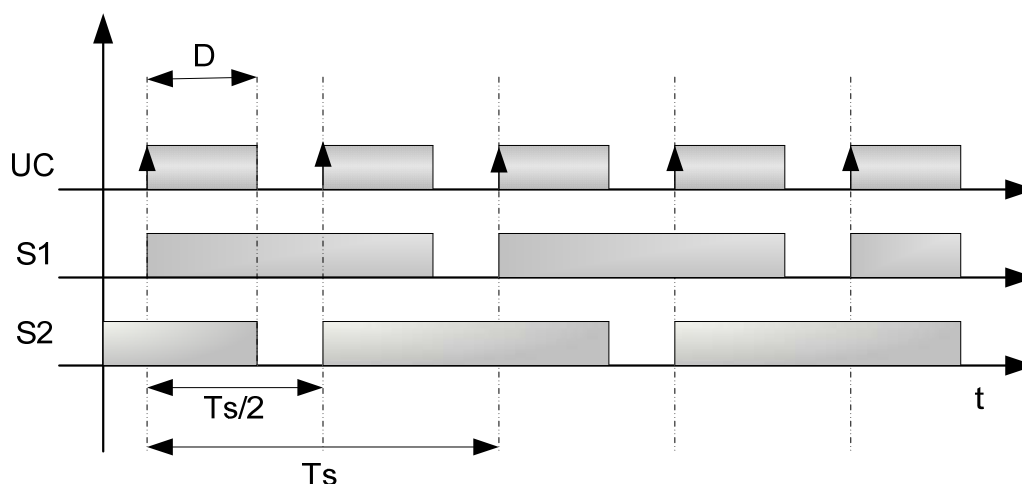


**Fig.5. 3 - Circuito lógico para o comando dos interruptores S1 e S2.**

Para facilitar o entendimento do circuito, apresenta-se na Fig.5. 4 as formas de onda do comando dos interruptores juntamente com a forma de onda do sinal de comando gerado pelo UC3854.

Cabe lembrar que a razão cíclica é definida neste trabalho como sendo o tempo em que os dois interruptores estão fechados em relação a meio período de comutação, como mostra (3.55). Dessa forma, tem-se que a frequência de comutação vista pelo circuito é o dobro da frequência de comutação dos interruptores S1 e S2.

$$D = \frac{S1_{on} S2_{on}}{T_s / 2} \quad (3.54)$$



**Fig.5. 4 - Sinais de comando dos interruptores e saída do UC3854.**

A análise das formas de onda permite a compreensão do circuito. O Flip Flop D age basicamente como um divisor de clock, onde a cada borda de subida do sinal do UC3854 tem-se a inversão do estado anterior da saída  $\bar{Q}$ . No instante em que o sinal de comando do UC3854 (sinal UC) está em nível lógico alto, as saídas S1 e S2 devem estar obrigatoriamente em nível alto. Observa-se que esse estado não depende de mais nenhum fator, e dessa forma, tem-se que um dos estados verdadeiros das duas saídas coincide com o nível alto gerado pelo UC3854.

Considerando que os estados lógicos iniciais são  $UC=0$ ,  $S1=0$ ,  $S2=1$ ,  $Q=0$  e  $\bar{Q}=1$ , tem-se que:

- No instante em que o UC vai para 1, o Flip Flop inverte sua saída., estando  $Q=1$  e  $\bar{Q}=0$ . As saídas tem nível lógico alto garantido pela lógica OU alimentada diretamente por UC.
- Quando UC vai para 0,  $S1=1$  em função do nível lógico  $Q=1$ , e  $S2=0$ .
- Na próxima transição de 0 para 1 de UC, o Flip Flop inverte o estado das saídas, e o nível lógico em S1 e S2 é garantido alto pela lógica OUU alimentada por UC. Agora  $Q=0$  e  $\bar{Q}=1$ ;



- No momento que UC vai para 0,  $S1=0$  e o nível lógico alto é garantido em S2 pela inversão do nível de S1 propiciada pela porta inversora.
- Na próxima transição de 0 para 1 do sinal de UC, reinicia-se o processo.

Deve-se atentar ao fato que, ao colocar o circuito lógico de comando proposto, perde-se a possibilidade de acionar diretamente um Mosfet a partir do CI, sendo então necessários dois novos circuitos de acionamento, uma para cada interruptor.

Cabe ressaltar também que o circuito lógico aqui proposto pode apresentar falhas. Assim sendo, sua aplicação prática requer uma análise mais criteriosa, onde os tempos das transições lógicas devem ser levados em consideração, bem como as diversas situações de operação.

É conveniente lembrar também que a estrutura de potência do conversor Push-Pull alimentado em corrente requer que sempre exista um interruptor em condução, uma vez que a abertura das duas chaves na presença de corrente do indutor provocaria sobre-tensões destrutivas para os semicondutores. Tal fato não ocorre na estrutura tradicional do conversor boost, uma vez que na abertura do interruptor comandado a corrente passa a circular pelo diodo em direção à carga.

## 5.2 Simulação do Conversor Controlado pelo UC3854

O conversor push-pull alimentado em corrente foi simulado com o auxílio do programa PSIM. A metodologia de projeto empregada, bem como todos os valores de componentes é apresentada no Anexo 2. Os requisitos de projeto são os mesmos daqueles apresentados no item 4.1. O diagrama esquemático do circuito simulado está ilustrado na Fig.5. 5.

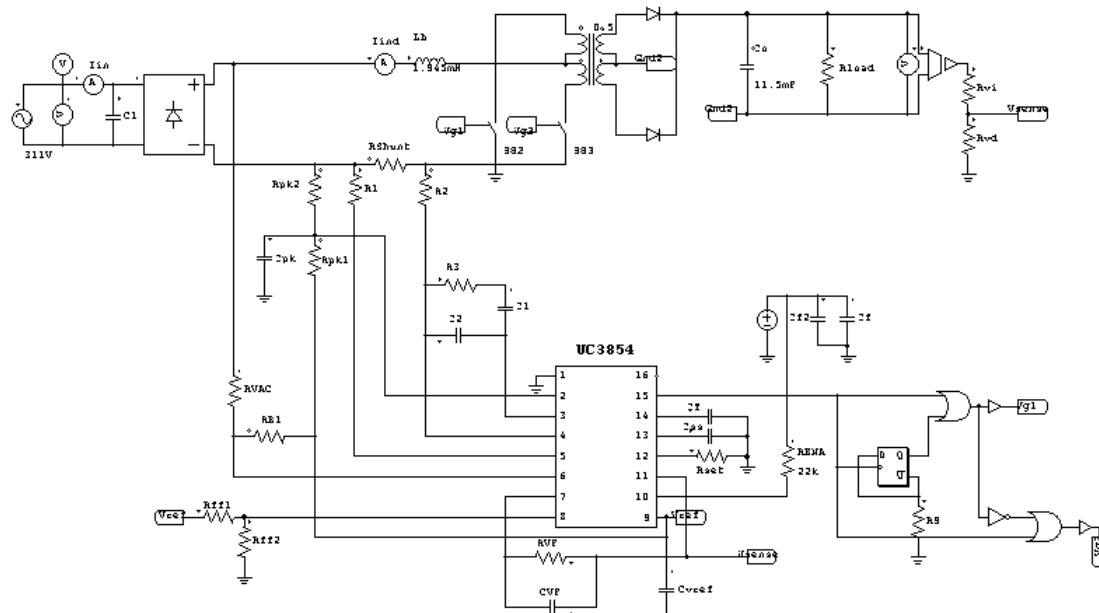


Fig.5. 5 - Diagrama esquemático do circuito simulado.

As formas de onda da tensão (atenuada) e corrente na entrada aparecem na Fig.5. 6.

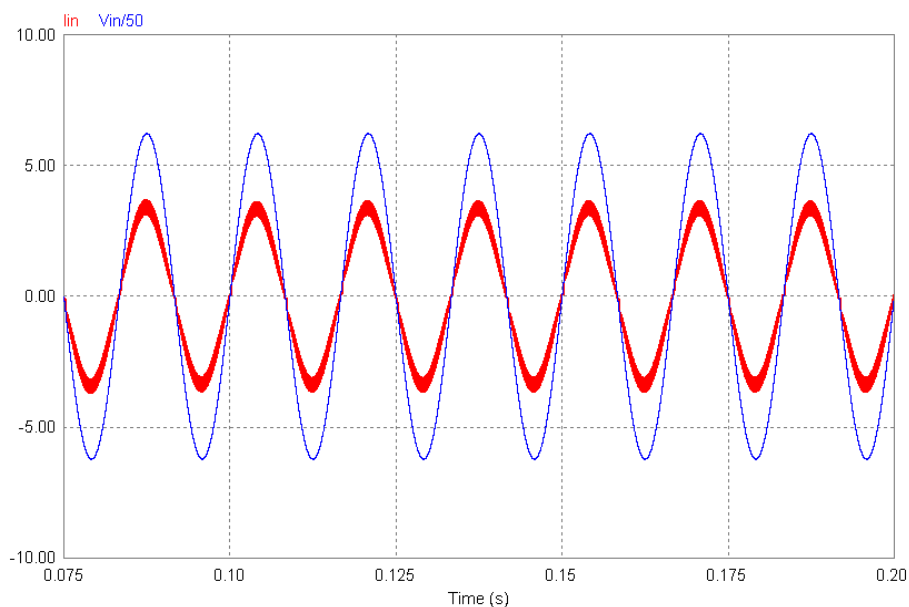
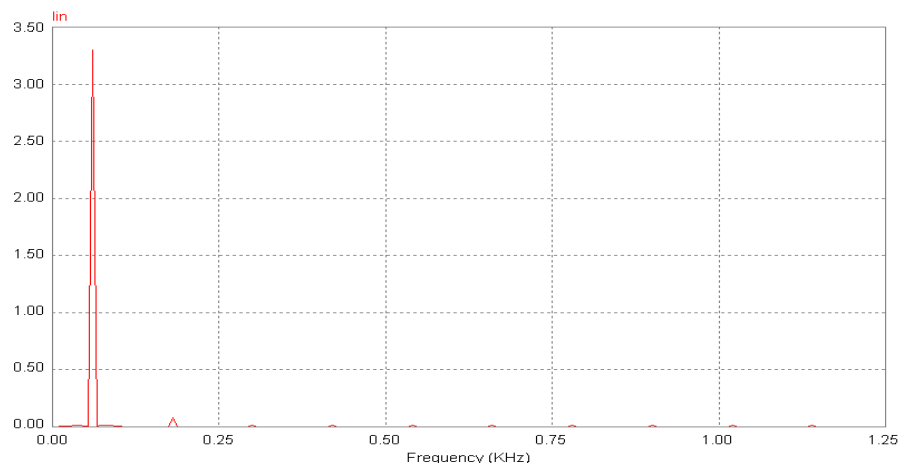


Fig.5. 6 - Tensão e corrente na entrada do conversor.

Dado que a corrente e a tensão estão em fase, o fator de potência será afetado pela distorção harmônica total da corrente, uma vez que a tensão de entrada é considerada como sendo uma senóide pura no processo de

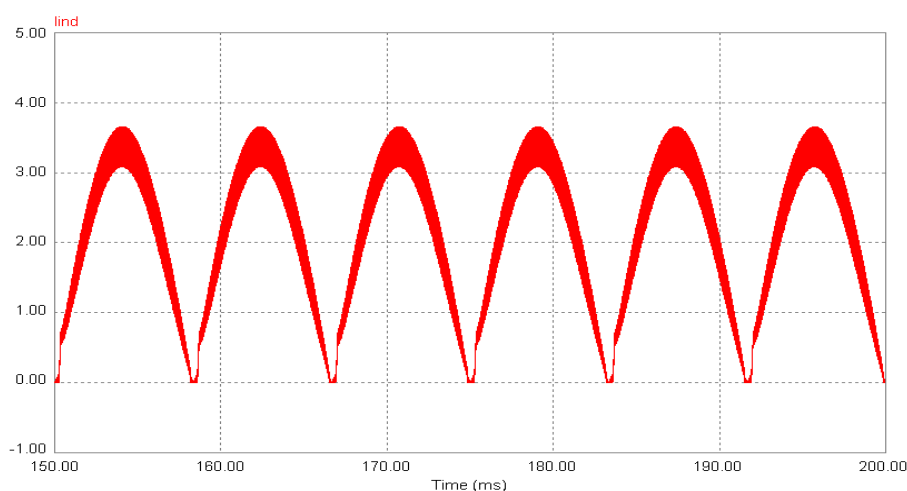
simulação. A Fig.5. 7 contém o gráfico com o espectro harmônico da corrente na entrada.



**Fig.5. 7 - Espectro harmônico da corrente na entrada do conversor.**

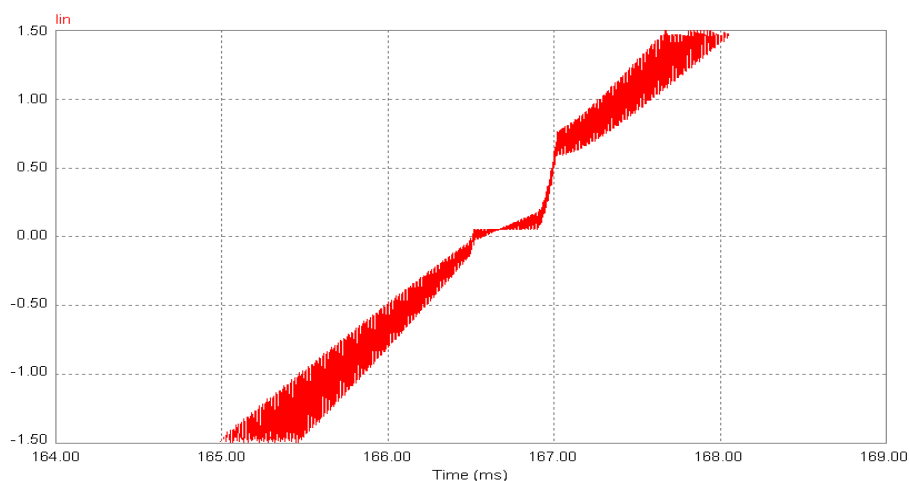
Analisando-se a Fig.5. 7, observa-se que a distorção harmônica da corrente é bem pequena, implicando que a estrutura opera com elevado fator de potência. Esse resultado demonstra que o projeto realizado atende aos requisitos exigidos.

A corrente no indutor pode ser observada através da Fig.5. 8. Observa-se que a mesma segue o formato da tensão na saída da ponte retificadora. No processo de controle, esta é a corrente lida pelo sensor, e que será utilizada pelas estruturas compensadoras.



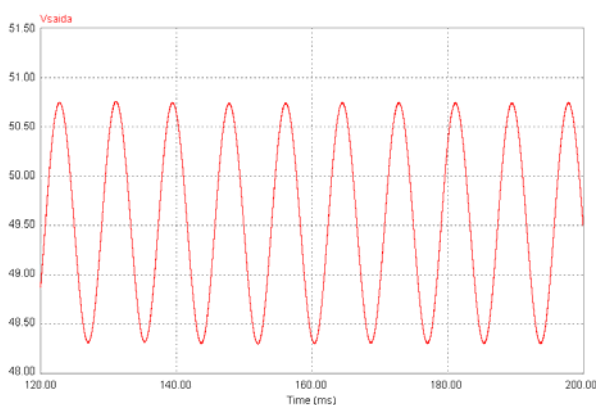
**Fig.5. 8 – Corrente no indutor.**

Um dos grandes inconvenientes da técnica proposta é o aparecimento de distorção na passagem da corrente por zero, como mostra a Fig.5. 9. Sua causa se deve ao fato do conversor não processar energia reativa, dado que esta é uma topologia unidirecional.

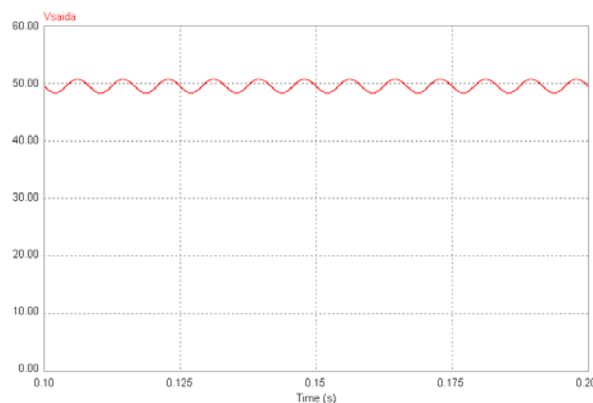


**Fig.5. 9 - Detalhe da corrente de entrada na passagem por zero.**

A ondulação da tensão de saída pode ser verificada através da Fig.5. 10, bem como o erro estático do sistema. De acordo com os resultados obtidos, a ondulação de saída é em torno de 5%, estando de acordo com o proposto no projeto. Uma expansão no gráfico da tensão de saída é dada pela Fig.5. 11.

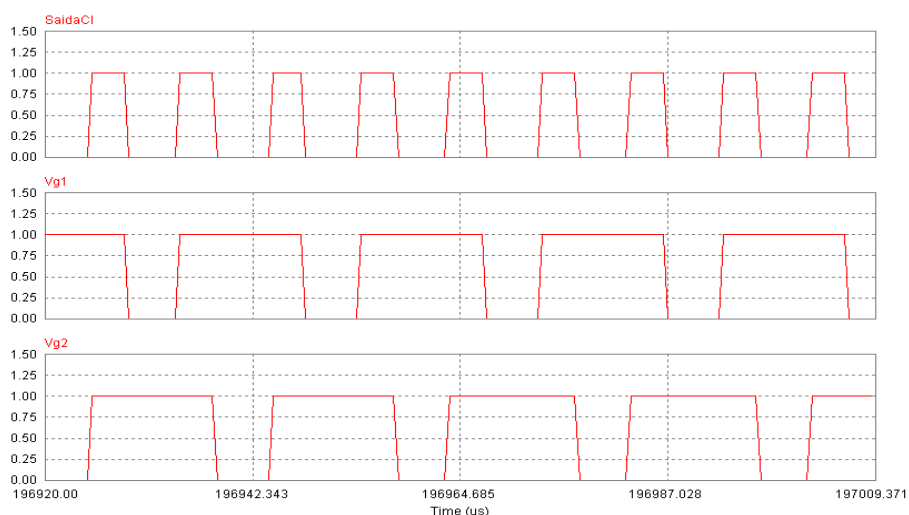


**Fig.5. 10 - Ondulação da tensão de saída.**



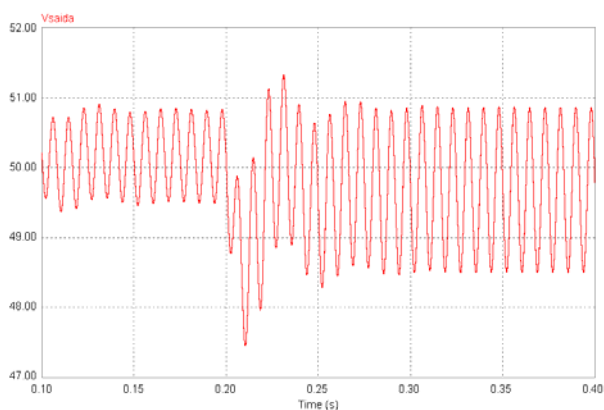
**Fig.5. 11 - Ondulação de tensão expandida**

A Fig.5. 12 contém os comandos para o chaveamento dos interruptores. O primeiro gráfico contém o sinal fornecido pelo integrado, que determina a razão cíclica. Os dois outros gráficos da Fig.5. 12 expressam os sinais aplicados nos interruptores, resultado do processamento lógico para a adaptação do CI ao controle do conversor push-pull alimentado em corrente.

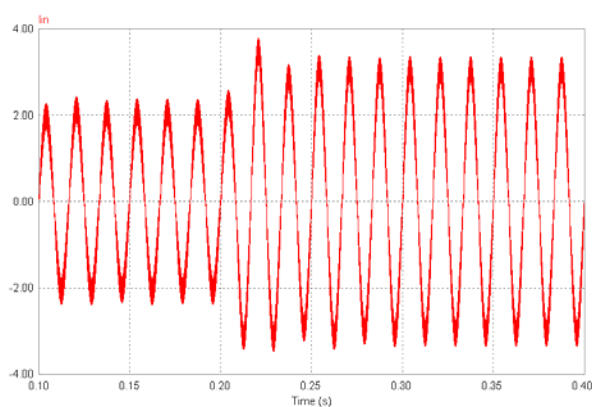


**Fig.5. 12 - Sinais de comando.**

Outra simulação proposta é o caso de degrau de carga. O caso considerado consiste em um aumento de carga de 75% para 100%. A perturbação ocorre em  $t = 0,2s$ . A Fig.5. 13 e Fig.5. 14 contêm os gráficos da tensão de saída e corrente na entrada do conversor, respectivamente.



**Fig.5. 13 Tensão de saída com simulação de degrau de carga.**



**Fig.5. 14 - Corrente na entrada com simulação de degrau de carga.**

---

### 5.3 Considerações sobre o Conversor Controlado com o UC3854

Ao fim desta seção observa-se que é possível utilizar o circuito integrado UC3854 no conversor abordado neste trabalho. A metodologia empregada no projeto dos compensadores e demais funções do componente pouco diferem da normalmente utilizada no projeto de conversores boost atuando como pré-reguladores PFC. A adaptação do único sinal de comando do integrado deve ser feita externamente, observando que novos *drivers* devem ser adicionados. Os resultados de simulação validam a metodologia de projeto e o circuito lógico proposto para o acionamento dos interruptores do conversor.

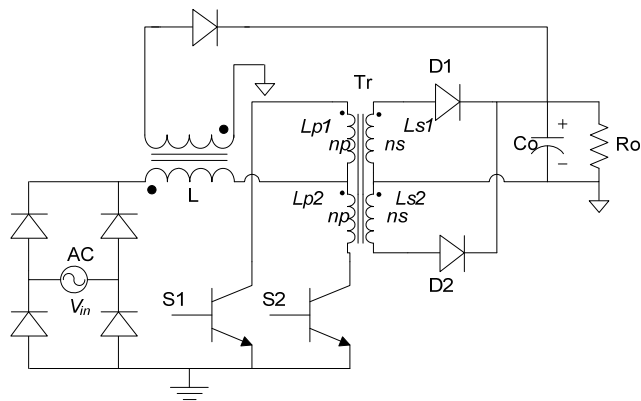
### 5.4 Partida e Proteção do Conversor

A análise da operação do conversor *Push-Pull* alimentado em corrente permite verificar que esta estrutura apresenta problemas de partida e proteção em caso de curto-circuito.

Durante a partida, a tensão de saída é nula, uma vez que o capacitor está descarregado. O controle do conversor irá comandar os interruptores com razão cíclica elevada de forma a aumentar a tensão de saída, porém como esta é baixa, o indutor não se descarrega e satura, destruindo assim as chaves.

Outra situação problemática é a sobrecarga. A ação mais natural do controle seria a inibição dos sinais de controle, porém tal fato faria com que a corrente armazenada no indutor de entrada provocasse uma elevada sobre tensão sobre os interruptores, destruindo-os.

A estrutura auxiliar apresentada na Fig.5. 15 é uma possível solução para os problemas anteriormente citados. Durante a partida, o enrolamento e diodo auxiliares fazem com que o conversor opere como um Flyback. Nas situações de sobrecarga, se ambos os interruptores são bloqueados, a energia armazenada no indutor de entrada é descarregada na carga diretamente através do circuito auxiliar [3].



**Fig.5. 15 - Circuito auxiliar de partida e proteção.**

---

## 6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho foram apresentadas as equações necessárias para o projeto do conversor Push-Pull alimentado em corrente, operando no modo de condução contínuo como estágio pré-regulador de fator de potência. Definiram-se os modelos dinâmicos da planta para as malhas de corrente e tensão, propondo uma maneira de ajuste destes compensadores.

O modelo obtido e utilizado no projeto dos compensadores, apesar de considerar algumas simplificações, mostrou-se satisfatório. Outros aspectos referentes ao conversor e analisados no trabalho foram:

- Estrutura apresentada permite correção do fator de potência e isolamento em um único estágio de potência;
- Os interruptores comutam em uma frequência duas vezes menor que a frequência “vista” pelo circuito.
- Possibilidade de utilização de circuitos integrados dedicados para o controle do conversor;
- Potenciais problemas de partida e na proteção.



## 7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] BARBI, Ivo. **Família de Conversores Boost para a Correção de Fator de Potência de Retificadores Monofásicos**– Relatório Interno, INEP/UFSC-2003

[2] SILVA, Faruk J. N. **Estudo de um Conversor Push – Pull Alimentado em Corrente com Grampeamento Ativo** – Dissertação de Mestrado, INEP/UFSC

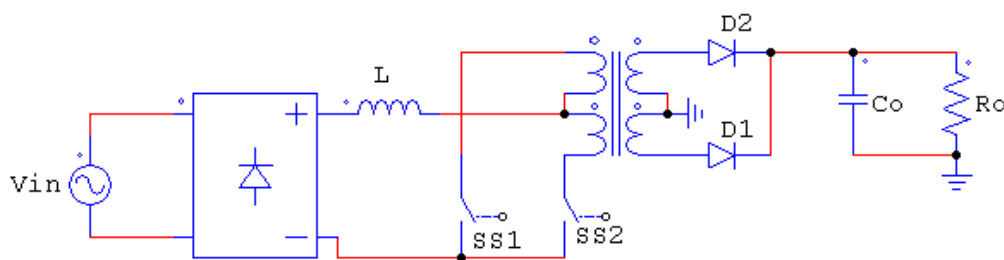
[3] E.X. Yang, Y.M. Jiang, G.V. Ilua and F.C. Lee **Isolated Boost Circuit for Power Factor Correction**

[4] **High Power Factor Preregulator**. Application Information UC 3854. Unitrode.

## ANEXO1–METODOLOGIA DE PROJETO COM COMPONENTES DISCRETOS

Nesta seção, será apresentado um exemplo de cálculo dos parâmetros da estrutura do conversor estudado, utilizando as relações obtidas anteriormente. Os cálculos foram desenvolvidos no programa Mathcad.

A figura abaixo apresenta o circuito do conversor Push-Pull alimentado em corrente.



Estrutura do Retificador Push-Pull Alimentado em Corrente

### Especificações para o projeto:

$$P_o := 480W$$

Potência na Carga

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

Tensão Eficaz de Entrada

$$f_{rede} := 60Hz$$

Frequência da Rede

$$f_s := 50kHz$$

Frequência de Chaveamento

$$V_o := 48V$$

Tensão de Saída

$$\Delta V_o := 5\%$$

Ondulação na Tensão de Saída

$$\Delta I_L := 20\%$$

Ondulação Máxima na Corrente de Pico do Indutor

$$\eta := 100\%$$

Rendimento do conversor

$$a := 10$$

Relação de transformação

### Elementos de Potência:

Com base nos dados de entrada, pode-se calcular os elementos de potência.

### Cálculos Iniciais:

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

$$R_o = 4.8 \Omega$$

Resistência de Carga

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

$$V_{inP} = 311.127 V$$

Tensão de Pico na Entrada

$$I_{inP} := \sqrt{2} \cdot \frac{P_o}{\eta \cdot V_{in}}$$

$$I_{inP} = 3.086 A$$

Corrente de Pico na Entrada

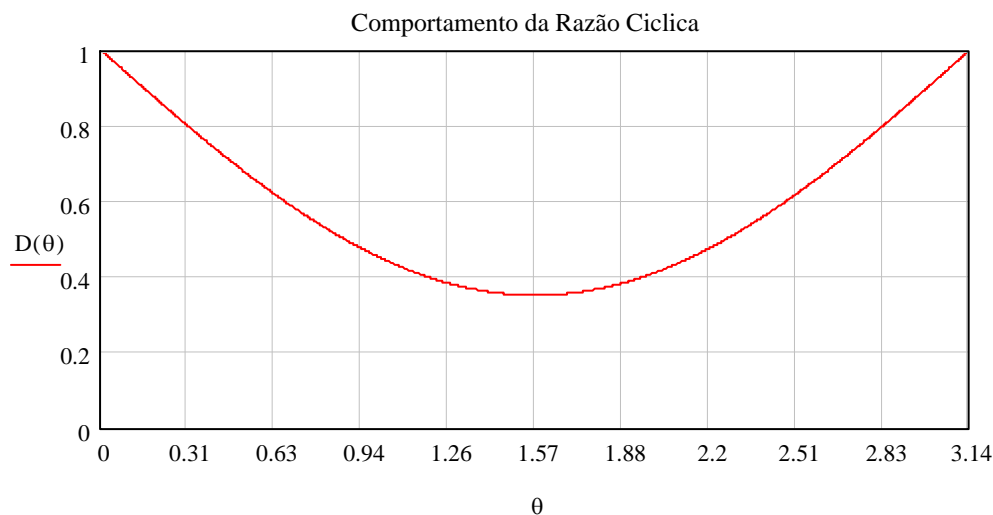
### Projeto do indutor:

Como explicado em seções anteriores, a razão cíclica é dada pela seguinte expressão:

$$D(\theta) := 1 - V_{inP} \cdot \frac{\sin(\theta)}{a \cdot V_o}$$

Comportamento da Razão Cíclica

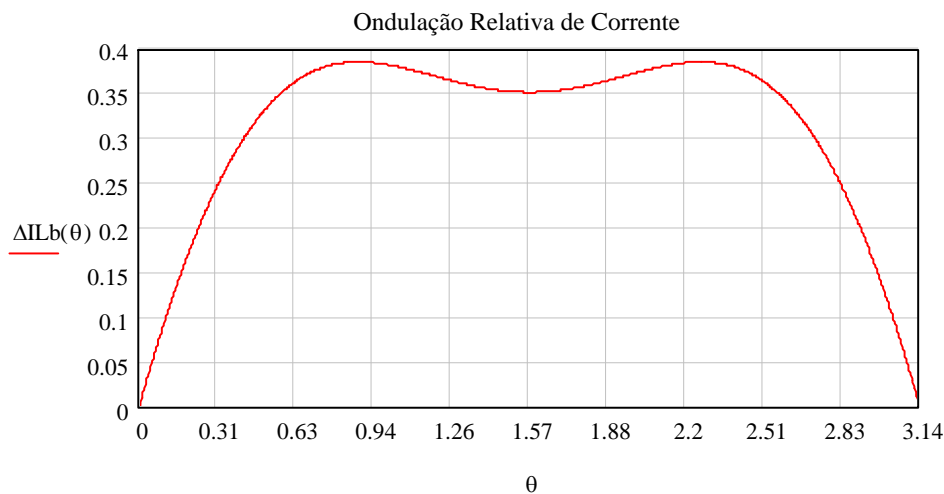
O gráfico abaixo apresenta o comportamento da razão cíclica com a variação do ângulo  $\theta$  da tensão de entrada.



Para a determinação do valor da indutância L é necessário determinar a situação de máxima ondulação de sua corrente. Assim, como já apresentado no corpo deste trabalho, a ondulação de corrente no indutor é dada pela expressão a seguir e mostrada no gráfico abaixo.

$$\Delta ILb(\theta) := \sin(\theta) - \frac{V_{inP}}{a \cdot V_o} \cdot \sin(\theta)^2$$

Ondulação Relativa de Corrente



A expressão a seguir revela em que ângulo (em radianos) que ocorrerá a máxima ondulação de corrente no indutor.

$$\theta_{\max} := \operatorname{asin}\left(\frac{1}{2 \cdot \frac{V_{\text{inP}}}{a \cdot V_o}}\right) \quad \theta_{\max} = 0.881 \quad \text{Ponto da Máxima Ondulação}$$

Calcula-se qual a ondulação neste ponto de máximo.

$$\Delta ILb(\theta_{\max}) = 0.386 \quad \text{Ondulação máxima relativa}$$

A expressão que calcula a indutância pode ser então aplicada. É interessante ressaltar que o valor calculado aqui é a metade do valor calculado para o conversor boost não isolado, pelo fato de que a frequência sobre o indutor é o dobro da frequência de chaveamento para este caso.

$$L := \frac{\Delta ILb(\theta_{\max}) \cdot V_{\text{inP}}}{2 \Delta I_L \cdot f_s \cdot I_{\text{inP}}} \quad L = 1.945 \text{mH} \quad \text{Indutor}$$

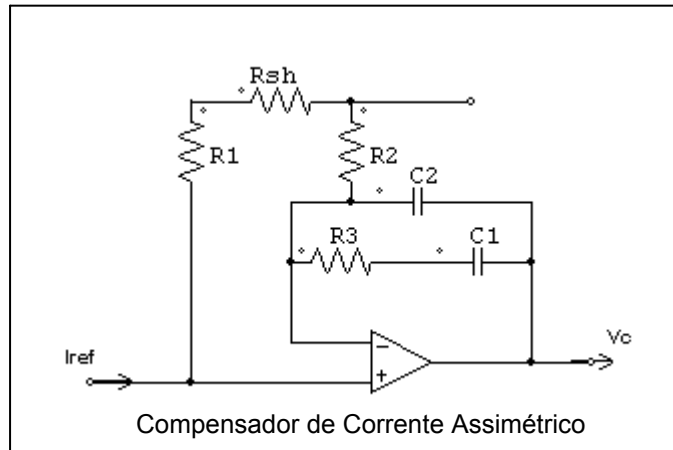
### Projeto do capacitor de saída:

O capacitor de saída é calculado com base na ondulação de 120Hz.

$$C_o := \frac{P_o}{2 \cdot \pi \cdot f_{\text{rede}} \cdot V_o^2 \cdot \Delta V_o} \quad C_o = 0.011 \text{F} \quad \text{Capacitor de Saída}$$

### Malha de Controle para Corrente:

A malha de controle da corrente é feita por um compensador assimétrico como mostrado na figura abaixo. Este é um compensador com 2 polos e 1 zero.



### Especificações do Compensador de Corrente:

O projeto deve levar em conta que a corrente no indutor tem o dobro da frequência de comutação das chaves.

$$i_{ref} := 100\mu A$$

Pico Corrente Referência

$$R_1 := 10k\Omega$$

Valor de  $R_1$

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

Tensão de Pico da Dente de Serra

$$f_{p1} := 0Hz$$

Frequência do 1° pólo

$$f_z := \frac{2f_s}{100}$$

$$f_z = 1 \times 10^3 Hz$$

Frequência do zero

$$f_{p2} := 5(2f_s)$$

$$f_{p2} = 500kHz$$

Frequência do 2° pólo

$$R_{sh} := \frac{i_{ref} \cdot R_1}{I_{inp}}$$

$$R_{sh} = 0.324 \Omega$$

Resistor Shunt

**Cálculo dos demais Parâmetros do Controlador:**

$$R_2 := R_1$$

$$R_2 = 10\text{k}\Omega$$

Valor de  $R_2$ 

$$G_{\text{FP}} := 20 \cdot \log \left( \frac{L \cdot 2\pi \cdot 2f_s \cdot V_{\text{SRR}}}{10 \cdot a \cdot V_o \cdot R_{\text{sh}}} \right)$$

$$G_{\text{FP}} = 21.424$$

Ganho na faixa plana (dB)

$$R_3 := R_2 \cdot 10^{\frac{G_{\text{FP}}}{20}}$$

$$R_3 = 117.81\text{k}\Omega$$

Valor de  $R_3$ 

$$C_1 := \frac{1}{2\pi \cdot f_z \cdot R_3}$$

$$C_1 = 1.351 \times 10^3 \text{ pF}$$

Valor de  $C_1$ 

$$C_2 := \frac{1}{2\pi \cdot R_3 \cdot (f_{p2} - f_z)}$$

$$C_2 = 2.707\text{pF}$$

Valor de  $C_2$ 

$$f := 10^1, 10^2 \dots 10^7$$

Vetor de frequência para plotar os gráficos

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

Definição da variável  $s$ **Funções de Transferência da Malha de Corrente:**

$$C_{\text{SI}}(f) := \frac{R_3 C_1 \cdot s(f) + 1}{R_2 \cdot (C_1 + C_2) \cdot s(f) \cdot \left( \frac{R_3 \cdot C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \cdot s(f) + 1 \right)}$$

Ganho do Compensador de Corrente

$$C_{\text{SI.fase}}(f) := \arg(C_{\text{SI}}(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$

Fase do Compensador de Corrente

$$H_A(f) := \frac{a \cdot V_o}{s(f) \cdot L}$$

Ganho da Planta

$$H_{\text{A.fase}}(f) := \arg(H_A(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$

Fase da Planta

$$G_{\text{PWM}} := \frac{1}{V_{\text{SRR}}}$$

Ganho do PWM

$$G_{\text{MI}} := R_{\text{sh}}$$

Ganho do Sensor de Corrente

Para verificar se haverá múltiplos cruzamentos deve-se realizar o teste da derivada, como mostrado a seguir:

$$dI_L := \frac{V_{inP}}{L}$$

$$dI_L = 1.6 \times 10^5 \frac{A}{s}$$

Maxima derivada da corrente no LBoost

$$dV_{srr} := V_{srr} \cdot 2f_s$$

$$dV_{srr} = 1.5 \times 10^6 \frac{V}{s}$$

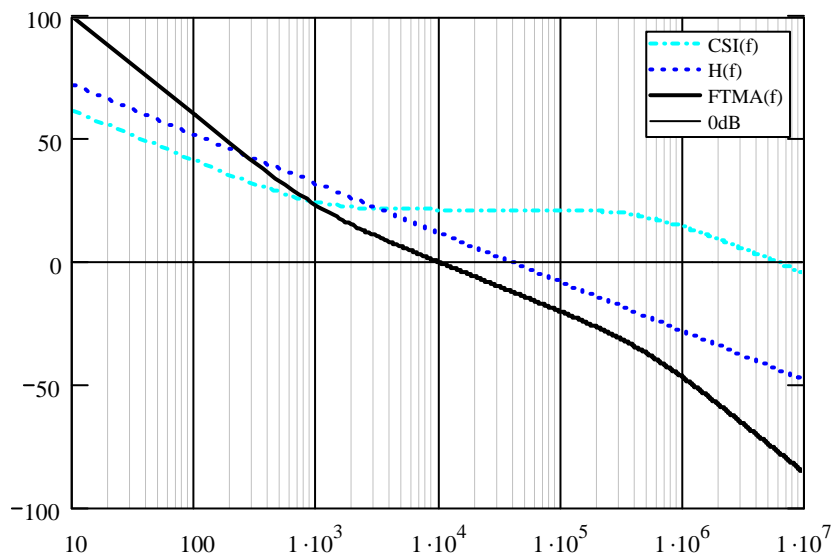
Derivada da dente de serra

Se  $dV_s > dI_L$ , não haverá múltiplos cruzamentos

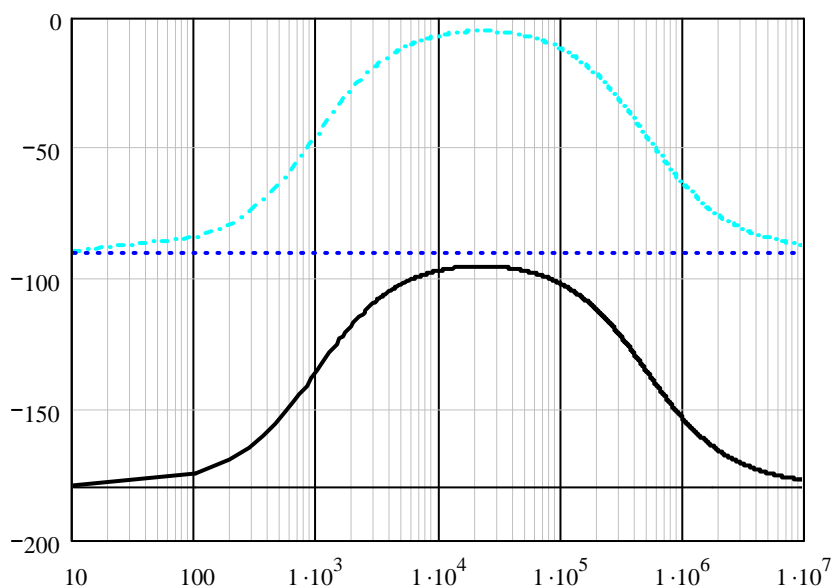
As funções de transferência do compensador de corrente, da planta e de malha aberta são mostradas a seguir. São também mostradas suas respectivas fases.

$$FTMA(f) := H_A(f) \cdot C_{SI}(f) \cdot G_{PWM} \cdot G_{MI}$$

$$FTMA_{fase}(f) := \arg(FTMA(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$



Ganho do compensador de corrente, planta e FTMA



Fase do compensador de corrente, planta e FTMA

Nota-se que a função de transferência da planta cruza a função do compensador em sua região plana. Assim, como esperado, a FTMA irá ter uma frequência de cruzamento por zero uma década abaixo de  $2 \times f_s$ .

### Malha de Controle para Tensão:

A malha de tensão apresenta uma dinâmica desacoplada da malha de corrente. Assim o compensador de corrente pode ser tratado apenas como um ganho. A figura abaixo mostra o diagrama de blocos desta estrutura de controle.

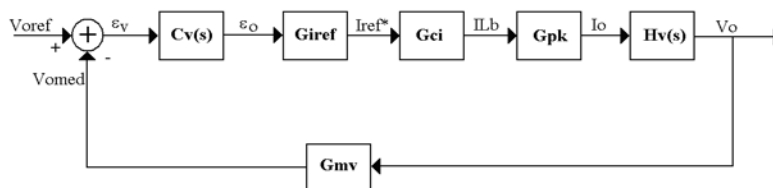


Diagrama de blocos do sistema incluindo compensador de tensão

### Ganhos da malha de corrente:

$$G_{Iref} := \frac{0.9 \cdot i_{ref}}{\sqrt{2} \cdot A}$$

$$G_{Iref} = 6.364 \times 10^{-5}$$

Ganho do Multiplicador

$$G_{CI} := \frac{R_1}{R_{sh}}$$

$$G_{CI} = 3.086 \times 10^4$$

Ganho do Compensador de Corrente

$$G_{Pk} := \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{inp}}{a \cdot V_o}$$

$$G_{Pk} = 0.324$$

Ganho Relação entre Correntes

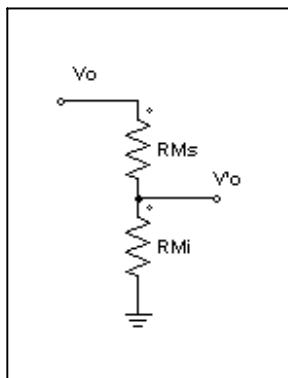
$$GT := G_{Iref} \cdot G_{CI} \cdot G_{Pk}$$

$$GT = 0.636$$

Ganho Total

### Ganho do Sensor de Tensão:

A leitura da tensão de saída será feita através de um divisor resistivo, cuja estrutura está apresentada na figura a seguir.



Medidor de tensão



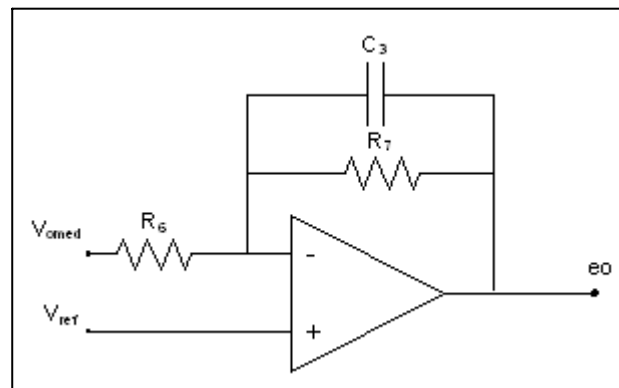
$$G_{Mv} = \frac{R_{Mi}}{R_{Mi} + R_{Ms}} \quad \text{Ganho do Medidor:}$$

Arbitrando  $R_{Mi}$  e  $G_{Mv}$ :  $R_{Mi} := 1.2k\Omega$   $G_{Mv} := 0.1$

$$R_{Ms} := R_{Mi} \cdot \left( \frac{1 - G_{Mv}}{G_{Mv}} \right) \quad R_{Ms} = 10.8k\Omega$$

### Especificações do Compensador de Tensão:

A figura a seguir apresenta a estrutura do compensador de tensão.



Estrutura compensador de tensão

Definindo-se alguns valores, calcula-se os parametros do compensador de tensão:

$\varepsilon_0 := 0.1$  Erro estático de tensão

$V_{ref} := G_{Mv} \cdot V_0$   $V_{ref} = 4.8 \text{ V}$  Referência do Compensador de Tensão

$R_6 := 10k\Omega$  Valor de  $R_6$

$f_p := 10\text{Hz}$  Frequência do pólo

$$C_v := \left[ \frac{(1 - \varepsilon_0) \cdot \Omega}{\varepsilon_0 \cdot G_{ref} \cdot G_{CI} \cdot R_0 \cdot G_{Pk} \cdot G_{Mv}} \right] \quad C_v = 29.463 \quad \text{Ganho estático de } C_v(s)$$

$R_7 := C_v \cdot R_6$   $R_7 = 294.628k\Omega$  Valor de  $R_7$

$C_3 := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_7 \cdot f_p}$   $C_3 = 0.054\mu\text{F}$  Valor de  $C_3$

### Funções de Transferência da Malha de Tensão:

Com as funções e ganhos obtidos, é possível plotar os diagramas de bode do compensador de tensão, da planta, e da função transferência de malha aberta.

$$f_1 := 0.1, 0.11.. 1 \cdot 10^3$$

Vetor de frequência para obtenção dos diagramas

$$s_1(f_1) := 2\pi f_1 \cdot i$$

Definição da variável s

$$C_V(f_1) := \frac{R_7}{R_6 \cdot (R_7 \cdot C_3 \cdot s(f_1) + 1)}$$

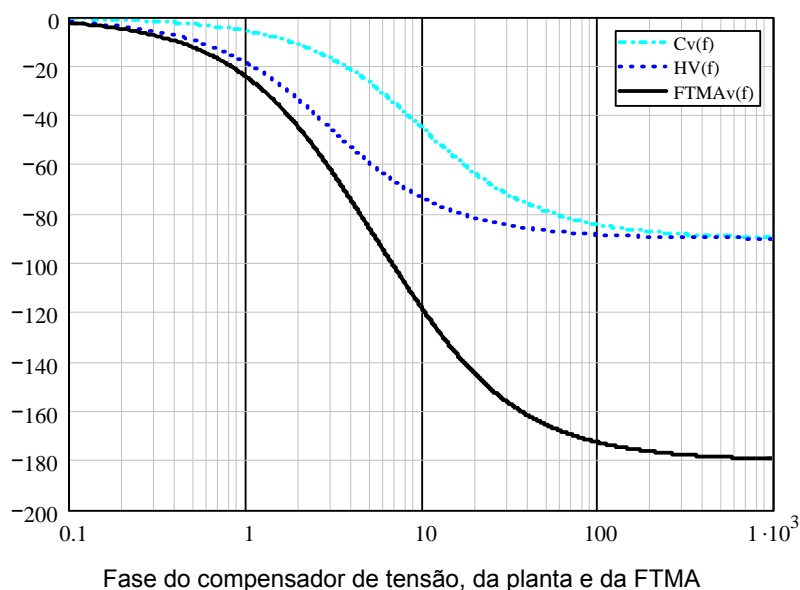
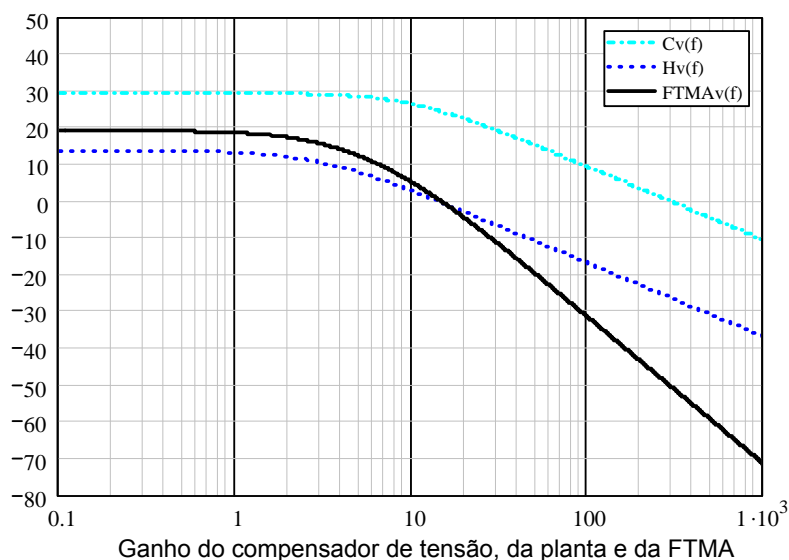
$$C_{Vfase}(f_1) := \arg(C_V(f_1)) \cdot \frac{180}{\pi}$$

$$H_V(f_1) := \frac{R_o}{(R_o \cdot C_o \cdot s(f_1) + 1) \cdot \Omega}$$

$$H_{Vfase}(f_1) := \arg(H_V(f_1)) \cdot \frac{180}{\pi}$$

$$FTMA_V(f_1) := C_V(f_1) \cdot GT \cdot H_V(f_1) \cdot G_{Mv}$$

$$FTMA_{Vfase}(f_1) := \arg(FTMA_V(f_1)) \cdot \frac{180}{\pi}$$



## ANEXO 2 – METODOLOGIA DE PROJETO COM UC3854

### Especificações :

Potência na Carga:

$$P_o := 480W$$

Tensão eficaz de Entrada:

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

Variação da tensão de entrada

$$\Delta_{vin} := 20\%$$

Frequência da Rede:

$$f_{rede} := 60Hz$$

Frequência de Chaveamento:

$$f_{s1} := 50kHz$$

Frequência da Ondulação de Corrente no Indutor:

$$f_s := 2f_{s1}$$

Tensão de Saída:

$$V_{o2} := 48V$$

Relação de transformação:

$$a := 10$$

Tensão de Saída referida  
ao primário:

$$V_o := a \cdot V_{o2}$$

$$V_o = 480 V$$

Ondulação na Tensão de Saída:

$$\Delta V_o := 5\%$$

Ondulação máxima na corrente de pico do indutor:

$$\Delta I_L := 20\%$$

Rendimento:

$$\eta := 100\%$$

### Projeto do Indutor Boost

Resistência de Carga:

$$R_o := \frac{V_{o2}^2}{P_o}$$

$$R_o = 4.8 \Omega$$

Tensão de Pico na Entrada:

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

$$V_{in_p} = 311.127V$$

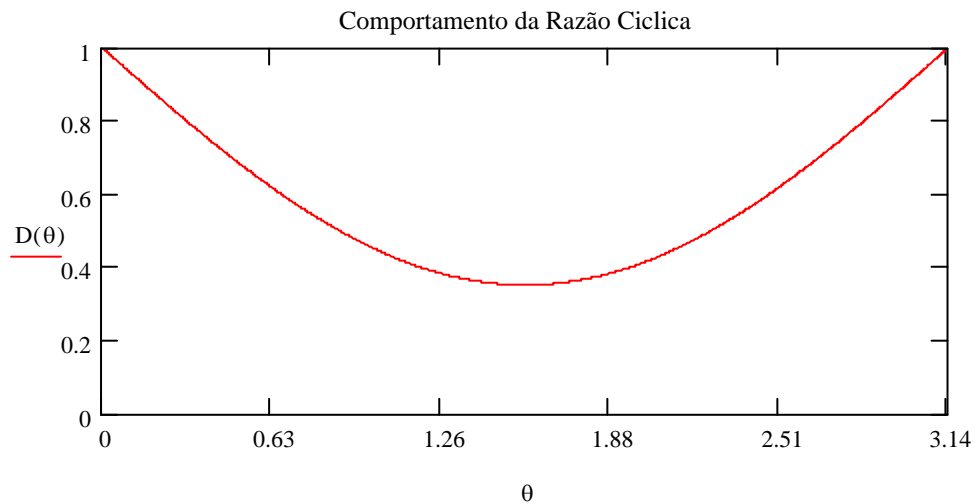
Corrente de Pico na Entrada:

$$I_{in_p} := \sqrt{2} \cdot \frac{P_o}{\eta \cdot V_{in}}$$

$$I_{in_p} = 3.086 A$$

A fim de se obter tensão constante na saída do conversor e dado que a tensão de entrada é senoidal, a razão cíclica deve se comportar de acordo com o gráfico da Fig.1.

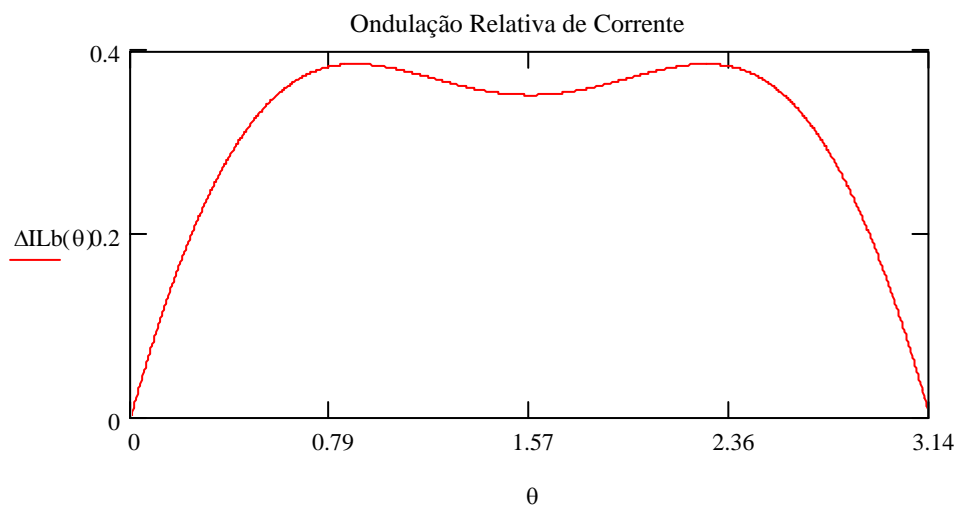
$$D(\theta) := 1 - V_{inP} \cdot \frac{\sin(\theta)}{V_o}$$



$\theta$   
**Fig.1 - Comportamento da Razão Cíclica**

A ondulação da corrente no indutor (valor normalizado) durante um ciclo completo da tensão de entrada é dada pelo gráfico da Fig.2.

$$\Delta ILb(\theta) := \sin(\theta) - \frac{V_{inP} \cdot (\sin(\theta))^2}{V_o}$$



$\theta$   
**Fig.2 - Ondulação normalizada da corrente no indutor.**

De acordo com a Fig.2, a máxima ondulação de corrente é dada por:

$$\theta \Delta I_{L_{\max}} := \operatorname{asin} \left( \frac{1}{2 \cdot \frac{V_{inP}}{V_o}} \right) \quad \theta \Delta I_{L_{\max}} = 0.881$$

Ondulação Relativa:

$$\Delta I_{Lb}(\theta \Delta I_{L_{\max}}) = 0.386$$

Com base nos dados obtidos anteriormente é possível determinar o valor do indutor boost:

$$L_{\text{Boost}} := \frac{\Delta I_{Lb}(\theta \Delta I_{L_{\max}}) \cdot V_{inP}}{\Delta I_L \cdot I_{inP} \cdot f_s} \quad L_{\text{Boost}} = 1.945 \text{mH}$$

### Projeto do Capacitor de saída

O capacitor na saída do conversor é calculado com o auxílio da expressão a seguir:

$$C_o := \frac{2 \cdot P_o}{2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot f_{\text{rede}} \cdot V_{o2}^2 \cdot \Delta V_o} \quad C_o = 1.105 \times 10^4 \mu\text{F}$$

### Cálculo dos Componentes Utilizados pelo UC3854:

O circuito da Fig.3 é proposto pelo fabricante para a utilização adequada do integrado. A seguir serão realizados os cálculos dos componentes que compõem a estrutura.

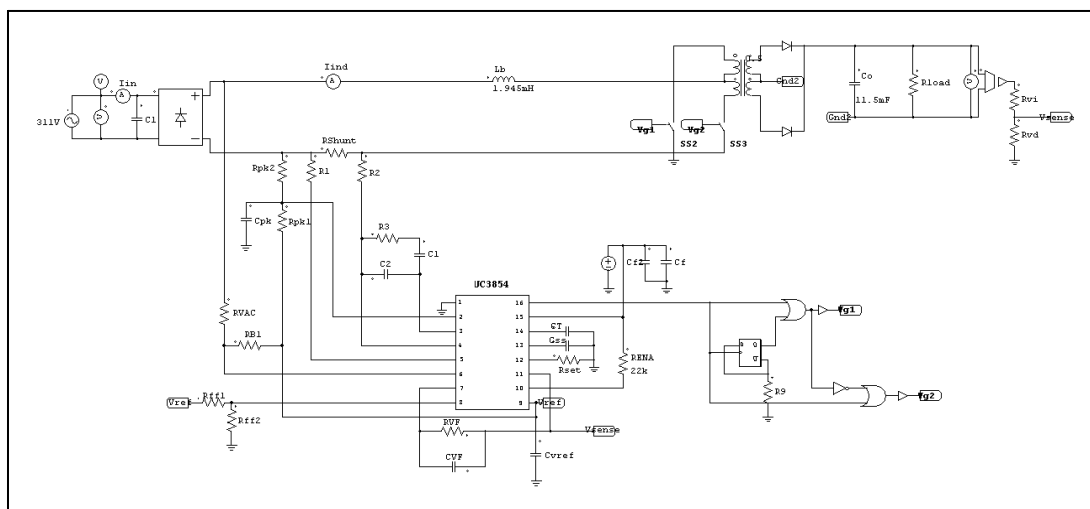


Fig.3 - Estrutura proposta para a utilização adequada do integrado.

**Definição de Parâmetros:**

Queda de tensão típica sobre Rshunt:

$$V_{RS} := 1V$$

Corrente máxima entrada:

$$I_{in\_max} := 3 \cdot I_{in\_p}$$

$$I_{in\_max} = 9.257 A$$

Tensão de referência gerada pelo CI:

$$V_{ref} := 7.5V$$

Resistor Shunt:

$$R_{shunt} := \frac{V_{RS}}{I_{in\_p}}$$

$$R_{shunt} = 0.324\Omega$$

**Componentes do Peak Limit :**

Valor Rpk1:

$$R_{pk1} := 10k\Omega$$

Valor Rpk2:

$$R_{pk2} := \frac{R_{shunt} \cdot R_{pk1} \cdot I_{in\_max}}{V_{ref}}$$

$$R_{pk2} = 4k\Omega$$

Corrente máxima entrada multiplicador:

$$I_{ac\_max} := 400\mu A$$

Valor Rset:

$$R_{set} := 30k\Omega$$

$$R_{set} = 30k\Omega$$

$$I_{ac} := \frac{3.75V}{2R_{set}}$$

$$I_{ac} = 6.25 \times 10^{-5} A$$

Valor R<sub>1</sub>:

$$R_1 := \frac{R_{shunt} \cdot R_{set} \cdot I_{in\_p}}{1.875V}$$

$$R_1 = 16k\Omega$$

Valor CT:

$$CT := \frac{1.25}{R_{set} \cdot f_s}$$

$$CT = 0.417nF$$

### Projeto do Compensador / Malha de Corrente

Para a realização do projeto dos compensadores serão utilizados os dados fornecidos pelo fabricante do integrado UC3854. O *Odatasheet* do componente contém a descrição do funcionamento dos diversos blocos que constituem o CI, trazendo também informações sobre as limitações dos mesmos.

A estrutura de controle proposta para o compensador de corrente é dada pela Fig.4.

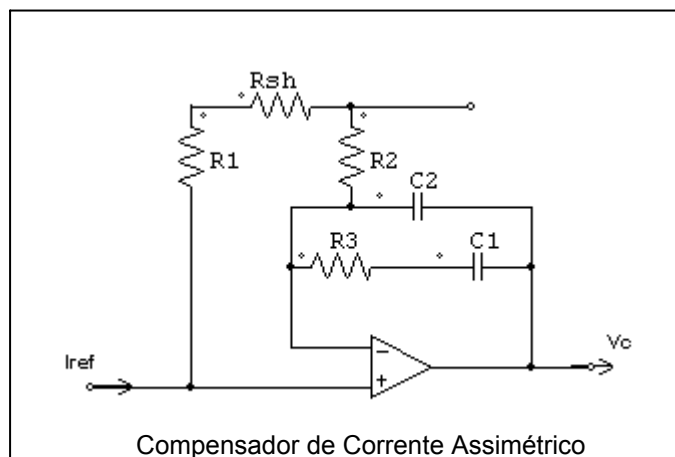


Fig.4 - Compensador de Corrente.

#### Cálculo dos componentes do compensador:

Ganho na faixa plana (dB)

$$G_{FP} := 18$$

Frequência do 1° pólo

$$f_{p1} := 0\text{Hz}$$

Frequência do zero

$$f_z := 1\text{KHz}$$

Frequência do 2° pólo

$$f_{p2} := 2f_s$$

$$f_{p2} = 200\text{kHz}$$

Valor  $R_2$ :

$$R_2 := R_1$$

$$R_2 = 16\text{k}\Omega$$

Valor  $R_3$ :

$$R_3 := R_2 \cdot 10^{\frac{G_{FP}}{20}}$$

$$R_3 = 127.093\text{k}\Omega$$

Valor  $C_1$ :

$$C_1 := \frac{1}{2\pi \cdot f_z \cdot R_3}$$

$$C_1 = 1.252\text{nF}$$

Valor  $C_2$ :

$$C_2 := \frac{C_1}{(2\pi \cdot f_{p2} \cdot R_3 \cdot C_1) - 1}$$

$$C_2 = 6.293\text{pF}$$

### Projeto do Compensador/Malha de Tensão:

O compensador de tensão é realizado através do filtro passa-baixas da Fig.5 (a). O intuito deste filtro é atenuar a componente de 120Hz presente na tensão de saída, proveniente da retificação da tensão na entrada do regulador. Para a aquisição de uma amostra da tensão de saída, é utilizado o divisor de tensão resistivo dado pela Fig.5 (b).

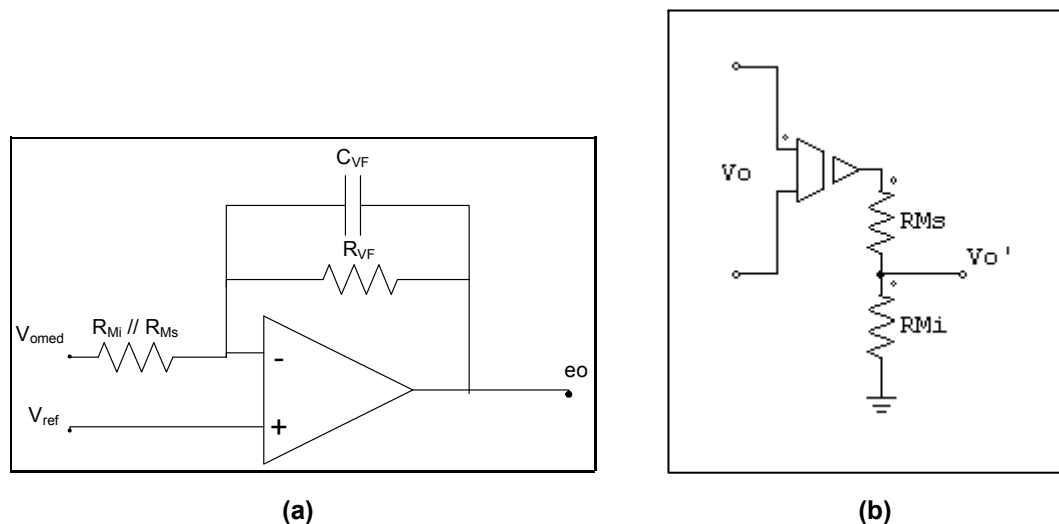


Fig.5 - Estrutura do compensador de tensão.

### Cálculo dos componentes do compensador:

Valor de  $R_{Ms}$ :

$$R_{Ms} := 620k\Omega$$

Ganho do compensador de tensão na segunda harmônica:

$$G_{va} := \frac{4V \cdot 0.015 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot C_o \cdot V_o}{P_o} \quad G_{va} = 0.25$$

$$C_{vf} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot R_{Ms} \cdot G_{va}}$$

$$C_{vf} = 1.711 \times 10^{-8} \text{ F}$$

$$R_{Mi} := \frac{R_{Ms} \cdot V_{ref}}{V_{o2} - V_{ref}}$$

$$R_{Mi} = 1.148 \times 10^5 \Omega$$

Frequência do pólo

$$f_{vi} := \sqrt{\frac{P_o}{4V \cdot V_o \cdot R_{Ms} \cdot C_o \cdot C_{vf} \cdot 4 \cdot \pi^2}}$$

$$f_{vi} = 7.348 \frac{1}{s}$$

$$R_{vf} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{vi} \cdot C_{vf}}$$

$$R_{vf} = 1.266 \times 10^6 \Omega$$



**Feedforward:**

Sem a presença do feedforward, variações na tensão de entrada do conversor seriam compensadas apenas pela malha de tensão, após propagação do efeito destas variações até a tensão de saída. Essa compensação seria muito lenta e prejudicaria o funcionamento do conversor. Uma maneira de solucionar esse inconveniente é propor uma malha de feedforward, permitindo que o valor da corrente seja modificado a medida que a tensão eficaz na entrada se altera, sem precisar esperar pela resposta da malha de tensão do conversor.

Tensão média após retificação:  $V_{in_{med}} := 0.9V_{in}$   $V_{in_{med}} = 198 \text{ V}$

Tensão Pino 8 CI:  $V_{ff} := 2.7\text{V}$

Tensão nó entre Rff1 e Rff2:  $V_{node} := 7.5\text{V}$

Valor Rff1:  $R_{ff1} := 950\text{k}\Omega$

Valor Rff3: 
$$R_{32} := \frac{V_{node} \cdot R_{ff1}}{V_{in_{med}} - V_{node}}$$

$$R_{ff3} := \frac{V_{ff} \cdot (R_{ff1} + R_{32})}{V_{in_{med}}}$$
  $R_{ff3} = 13.465\text{k}\Omega$

Valor Rff2:  $R_{ff2} := R_{32} - R_{ff3}$   $R_{ff2} = 23.937\text{k}\Omega$

Contribuição da malha na distorção harmônica:  $\%TDH := 0.75\%$

Distorção originada pelo retificador:  $\%Ret_{TDH} := 66.2\%$

Frequência do pólo obtido:  $f_p := \sqrt{\frac{\%TDH}{\%Ret_{TDH}}} \cdot 2 \cdot f_{rede}$   $f_p = 12.773\text{Hz}$

Valor Cff1:  $C_{ff1} := \frac{1}{2\pi f_p \cdot R_{ff2}}$   $C_{ff1} = 520.556\text{nF}$

Valor Cff2:  $C_{ff2} := \frac{1}{2\pi f_p \cdot R_{ff3}}$   $C_{ff2} = 0.925\mu\text{F}$

**Amostra da Tensão de Entrada:**

Os componentes determinados a seguir são responsáveis pela aquisição da amostra de tensão retificada na entrada do conversor, sendo esta utilizada pela malha de corrente como referência para a corrente no indutor boost. Essa imposição faz com que a estrutura opere com elevado fator de potência.

Valor Rvac:  $R_{vac} := \frac{V_{in_p} \cdot (1 + \Delta_{vin})}{I_{ac_{max}}}$   $R_{vac} = 933.381\text{k}\Omega$

Valor RB1:  $RB1 := R_{vac} \cdot 0.25$   $RB1 = 233.345\text{k}\Omega$