

ANÁLISE E SIMULAÇÃO DE UM CONVERSOR PRÉ-REGULADOR DO FATOR DE POTÊNCIA (PFP) *BOOST* COM CONTROLE POR VALORES MÉDIOS DE CORRENTE.

Douglas Carvalho Morais¹
Luciano de Souza da Costa e Silva²

¹IFG/Jataí /Engenharia Elétrica - PIBITI, douglascarvalhoifg@gmail.com

²IFG/Jataí/ - lucianocosta_@hotmail.com

Resumo

Atualmente, diversos aparelhos eletrônicos estão presentes na sociedade, e seu uso é amplo e contínuo. Porém, o uso destes aparelhos causa distorções nas ondas senoidais puras da rede de alimentação (harmônicas). Com o aumento das distorções, o fator de potência (FP) cai, e com ele a qualidade do sistema de energia elétrica. Com a intenção de diminuir esse problema foram desenvolvidas técnicas de correção passiva e ativa, os chamados pré-reguladores do fator de potência (PFP). Correções passivas se utilizam de PFPs com elementos reativos como indutores e capacitores, enquanto PFPs ativos se utilizam de conversores CC-CC de eletrônica de potência. Este trabalho tem como foco a correção ativa, com a análise e simulação do conversor pré-regulador do fator de potência *Boost* com controle por valores médios de corrente através do *software Orcad/Pspice e MatLab/Simulink*. Serão apresentadas as malhas de controle necessárias para tal correção do fator de potência (FP) e para a estabilização da tensão de saída. Por fim serão apresentados os resultados de simulação assim como uma comparação com a norma europeia que é voltada para distorções harmônicas na rede, IEC-61000-3-2.

Palavras-chave: Distorções harmônicas, pré-regulador do fator de potência, conversor CC-CC elevador-*boost*, fator de potência, qualidade de energia.

1. INTRODUÇÃO

1.1 Considerações iniciais.

Atualmente, o maior problema enfrentado na área de qualidade de energia elétrica são as harmônicas. De acordo com (Pomilio, 2007), o grau em que harmônicas podem ser toleradas em um sistema de alimentação depende da susceptibilidade da carga (ou da fonte de potência). Podemos citar como os mais afetados por harmônicos os motores e geradores, transformadores e cabos de alimentação, dentre outros. Ainda de acordo com (Pomilio, 2007), em motores e geradores o maior efeito dos harmônicos é no aumento na temperatura devido ao aumento das perdas no ferro e no cobre afetando dessa forma a eficiência e o torque, o mesmo acontece para transformadores, harmônicos de corrente causam o aumento de perdas no cobre, além disso, tem-se ainda uma maior influência das capacitâncias parasitas que podem eventualmente produzir ressonâncias no próprio dispositivo. Por estes e outros motivos se torna necessário a eliminação de harmônicas da rede de energia elétrica, para tanto foram criadas técnicas de correção passivas e ativas, porém neste trabalho nos limitaremos a falar apenas das técnicas de correção ativas.

1.2 Técnicas de correção ativa (Boost PFP).

Técnicas de correção ativa se utilizam de conversores CC-CC de eletrônica de potência. Como se sabe, fontes de alimentação sempre têm uma fonte CA de entrada e normalmente é composta de um primeiro estágio retificador que converte a entrada CA em uma tensão CC. Segundo (Hart, 2012), os diodos do retificador conduzem por pouco tempo durante cada ciclo, resultando em correntes que não são senoidais, dessa forma se obtém uma alta distorção harmônica total (DHT_i) de corrente vinda da fonte CA. Ainda de acordo com (Hart, 2012) um modo de melhorar o fator de potência e consequentemente reduzir a DHT_i é com um circuito de correção ativa de fator de potência conforme mostrado abaixo.

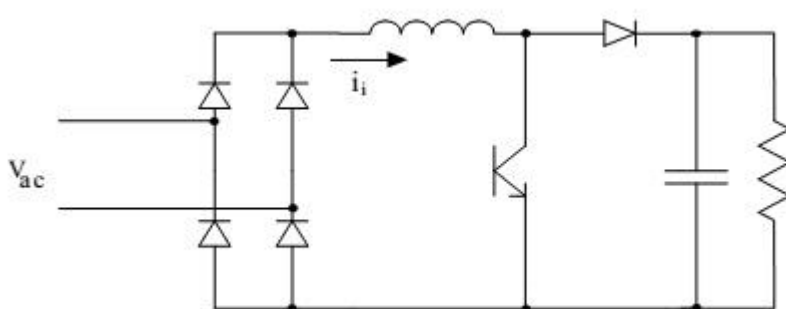


Figura 1: Conversor elevador de tensão Boost (Pomilio, 2007, pp. 3-3).

Um conversor Boost é usado para fazer a corrente no indutor próxima de uma senoide. Quando a chave é fechada a corrente no indutor aumenta. Quando a chave é aberta a corrente no indutor diminui. Pelo uso de intervalos de chaveamento apropriados, a corrente no indutor pode ser imposta pelo sistema de controle a seguir a forma da tensão de entrada retificada em onda completa.

2. Conversor *Boost* CC-CC operando em MCC

2.1 Modo de condução contínua.

De acordo com (Pomilio, 2007) o conversor elevador de tensão operando em modo de condução contínua têm sido a topologia mais usada devido principalmente a reduzida ondulação de corrente de entrada e, além disso, os componentes ficam sujeitos a menores esforços de corrente. Dessa forma a distorção harmônica é muito baixa e o projeto do filtro de entrada é facilitado pela modulação de largura de pulso com frequência fixa. O conversor se divide em duas etapas, a de retificação em baixa frequência e o *Boost* CC-CC em alta frequência responsável pela correção do fator de potência.

3. Controle.

3.1 Modelagem dinâmica *Boost*.

Com o objetivo de evitar cálculos longos envolvendo matrizes, está parte do trabalho se destina a apresentar as duas funções de transferência (FT's) prontas, tanto $G_{id(s)}$ que indica a relação no domínio da frequência entre a corrente no indutor e a razão cíclica, quanto $G_{vi(s)}$ que indica a relação entre tensão de saída e razão cíclica. Assim, as FT's prontas são:

$$G_{id(s)} = 2 \cdot \frac{V_{in}}{R(1-D)^3} \cdot \frac{\frac{s}{2} + 1}{\frac{s^2}{(1-D)^2} + \frac{s}{\frac{R(1-D)^2}{L.C}} + 1} \quad (1)$$

Eq (1): relação entre corrente no indutor e D.

$$G_{vi(s)} = \frac{R(1-D)}{2} \cdot \frac{\frac{s}{2} + 1}{1 + \frac{s}{\frac{R(1-D)^2}{L.C}}} \quad (2)$$

Eq (2): relação entre tensão na saída e D.

3.2 Projeto dos controladores.

Basicamente o sistema possui três entradas, mas podemos dizer que duas são perturbações, tensão de entrada e tensão na carga, ambas podem variar. Dessa forma nos resta a razão cíclica como entrada de controle. Portanto, D (razão cíclica) será o parâmetro a ser alterado para se obter tensão de saída regulada e corrente no indutor senoidal. Além dos modelos linearizados do conversor, ainda temos, o modelo PWM e os ganhos dos sensores de tensão e de corrente, $H_{v(s)}$ e $H_{i(s)}$ respectivamente. A malha de tensão deverá atuar em uma frequência de 120 Hz, portanto deverá respeitar o tempo mínimo de um semiciclo de rede para gerar a referência de corrente, já a malha de corrente atua na frequência de chaveamento e deve respeitar a duração de um ciclo da mesma. Devido à essa grande diferença de velocidade e dinâmica do controle, os projetos dos controladores podem ser desacoplados.

Segundo (Hart, 2012) para o projeto adequado dos controladores devemos ter:

- Ganho em baixas frequências elevado.
- Ganho na frequência de chaveamento baixo.
- O deslocamento de fase em malha aberta na frequência de cruzamento deve ser atrasado por menos de 180°. Uma margem de fase em torno de 45°, 50° é um critério normalmente utilizado.

Além disso, os critérios abaixo também são necessários.

- Frequência de cruzamento em torno de 1/4 da frequência da rede para a malha de tensão.
- Frequência de cruzamento em torno de 1/4 da frequência de chaveamento para a malha de corrente.

4. Especificações de projeto.

A tabela a seguir traz os dados necessários para o projeto dos controladores bem como para os elementos passivos, indutor, capacitor e resistor.



Potência nominal (P_n)	500 W
Tensão eficaz de entrada (V_{ef})	220 V
Tensão média retificada (V_{in})	198 V
Tensão pico de entrada (V_p)	311,13 V
Tensão média de saída (V_o)	400 V
Frequência de chaveamento (f_s)	30 kHz
Frequência da rede (f_{rede})	60 Hz
Ondulação da tensão de saída (ΔV_o)	10%
Ondulação da corrente no indutor (ΔI_L)	10%

Tabela 1: Especificações de projeto para o conversor *Boost*

À análise do conversor se dará através da simulação em *software Pspice/Orcad*. Para a comparação dos resultados harmônicos será utilizada a norma europeia IEC-61000-3-2.

4.1 Exemplo de projeto.

Na sequência é apresentada a metodologia de projeto.

- Cálculo da corrente de pico na entrada:

Para o cálculo da corrente de pico na entrada consideramos o fator de potência corrigido e unitário.

$$P = V_{ef} \cdot I_{ef} \rightarrow I_p = \sqrt{2} \cdot \frac{P_N}{V_{ef}} = 3,2141 A \quad (3)$$

- Cálculo da resistência de carga:

O cálculo da resistência de carga é realizado usando a tensão de saída (V_o) e a potência nominal (P_N).

$$R = \frac{V_o^2}{P_n} = \frac{400^2}{500} = 320 \Omega \quad (4)$$

- Cálculo do ganho de tensão mínimo:

O ganho mínimo é dado por:

$$G_{\min} = \frac{V_o}{V_p} = \frac{400}{311,13} = 1,2856 \quad (5)$$



- Cálculo da indutância máxima de projeto:

$$L = \left(\frac{V_p}{f_s \cdot \Delta I_{\text{máx}}} \right) \cdot \frac{G_{\text{mín}}}{4} = 10,37 \text{ mH} \quad (6)$$

- Cálculo da capacitância de saída:

De acordo com (Sedra, 2007), com o intuito de filtrar a componente de baixa frequência na saída do conversor (120 Hz), teremos um capacitor como filtro passa-baixas.

$$C = \frac{V_o}{2 \cdot f_{\text{rede}} \cdot R \Delta V_o} = 260,42 \text{ } \mu\text{F} \quad (7)$$

4.2 Malha de corrente.

Utilizou-se o software *MatLab/Simulink* para a obtenção dos diagramas de Bode. Para a malha de corrente tem-se a função transferência em (1) que é a relação entre corrente no indutor e razão cíclica (D). Com base nos valores calculados a $G_{id(s)}$ obtida será:

$$G_{id}(s) = \frac{0,4251 \cdot s + 10,2}{11,02 \cdot 10^{-6} \cdot s^2 + 0,0001323 \cdot s + 1} \quad (8)$$

O ganho do sensor $H_{i(s)}$ e o ganho PWM são dados respectivamente por:

$$H_i = \frac{5}{3,3748} = 1,4816 \quad (9)$$

$$G_{pwm} = \frac{1}{V_{tri}} = \frac{1}{15} = 0,0667 \quad (10)$$

O Diagrama de Bode para $T = G_{id} \cdot H_i \cdot G_{pwm}$ será:

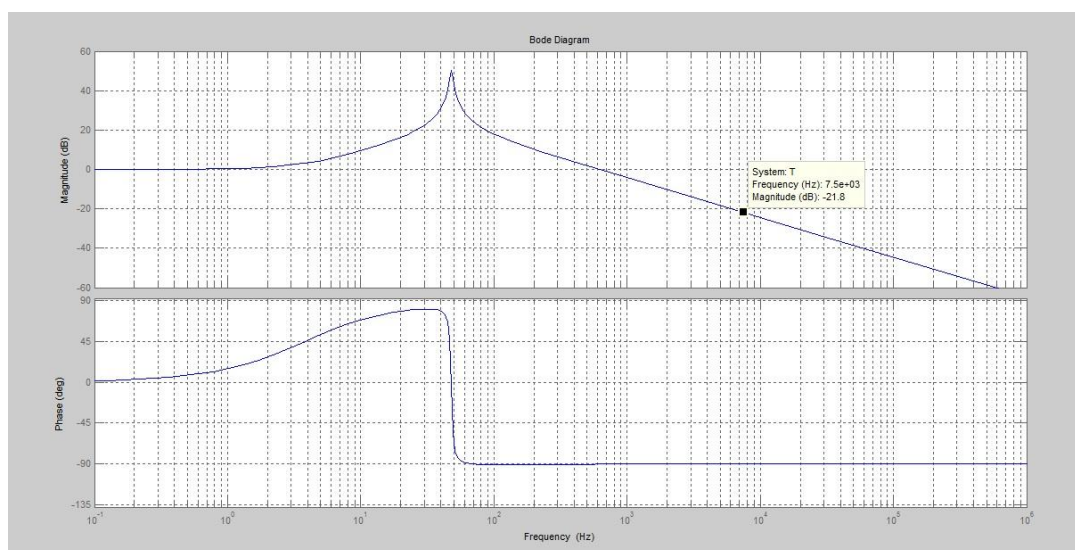


Figura 2: Diagrama de Bode para $T(s)$, malha de corrente.



Para o projeto do controlador considera-se a frequência de cruzamento em torno de 1/4 frequência de chaveamento. O ganho para esta frequência é de -21,8 dB. Portanto para se achar o ganho do controlador aplica-se a função \log inversa, assim:

$$G_{cio} = 10^{-\left(-\frac{21,8}{20}\right)} = 12,3027 \quad (11)$$

A função de transferência do PI é apresentada em (12):

$$G_{ci} = \frac{K_{pi} \cdot \left(s + \frac{K_{il}}{K_{pi}}\right)}{s} \quad (12)$$

Onde K_{pi} é igual ao ganho DC do controlador. Para encontrar K_{il} adota-se f_{zi} na metade da frequência de cruzamento (3,75 kHz), assim em (13) temos:

$$K_{il} = 2 \cdot \pi \cdot f_{zi} \cdot K_{pi} = 2 \cdot \pi \cdot 3,75 \cdot 10^3 \cdot 12,3027 = 289,8755 \cdot 10^3 \quad (13)$$

O diagrama de Bode resultante para a malha de corrente será:

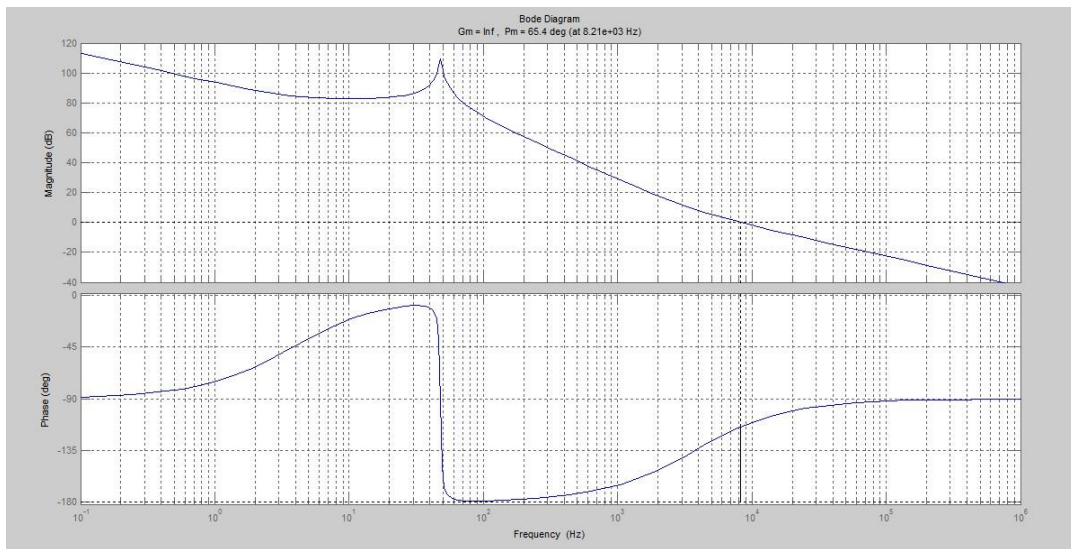


Figura 3: Diagrama de Bode para $T_{l(s)}$.

Observe que o ganho é elevado em baixa frequência e que a margem de fase está em torno de 50°.

4.3 Malha de Tensão

Para a malha de tensão faremos os cálculos de forma semelhante à malha de corrente. A função de transferência que relaciona tensão na saída com razão cíclica (D) é dada por (14):

$$G_{vi} = \frac{-1,0475 \cdot 10^{-2}s + 79,2}{4,1667 \cdot 10^{-2}s + 1} \quad (14)$$



O ganho do sensor de tensão $H_{v(s)}$ é dado por (15):

$$H_v = \frac{5}{400} = 0,0125 \quad (15)$$

O diagrama de Bode para a função de transferência $T(s) = G_{vi} \cdot H_{v(s)}$ é visto na figura (4). O ganho DC do controlador é de aproximadamente -12,2 dB. Para encontrarmos K_{pv} devemos utilizar a função *log* inversa, daí $K_{pv} = 4,0738$, da mesma forma K_{iv} é dado pela eq.(14) onde se adota a frequência do zero na metade da frequência de cruzamento, assim $K_{iv} = 191,9734$.

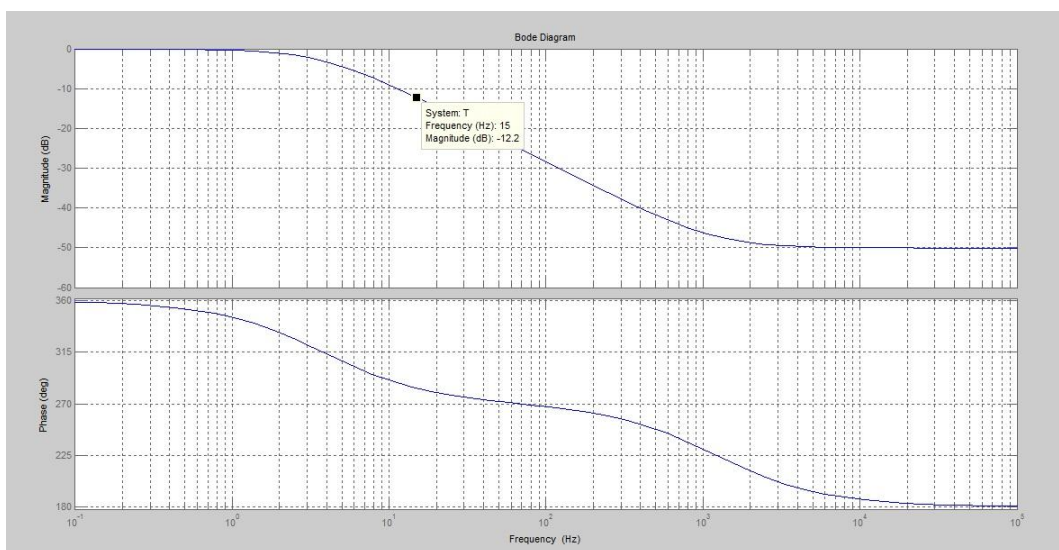


Figura 4: Diagrama de Bode para $T(s)$, malha de tensão.

O diagrama de Bode resultante de $T_v(s) = T(s) \cdot G_{v(s)}$ será:

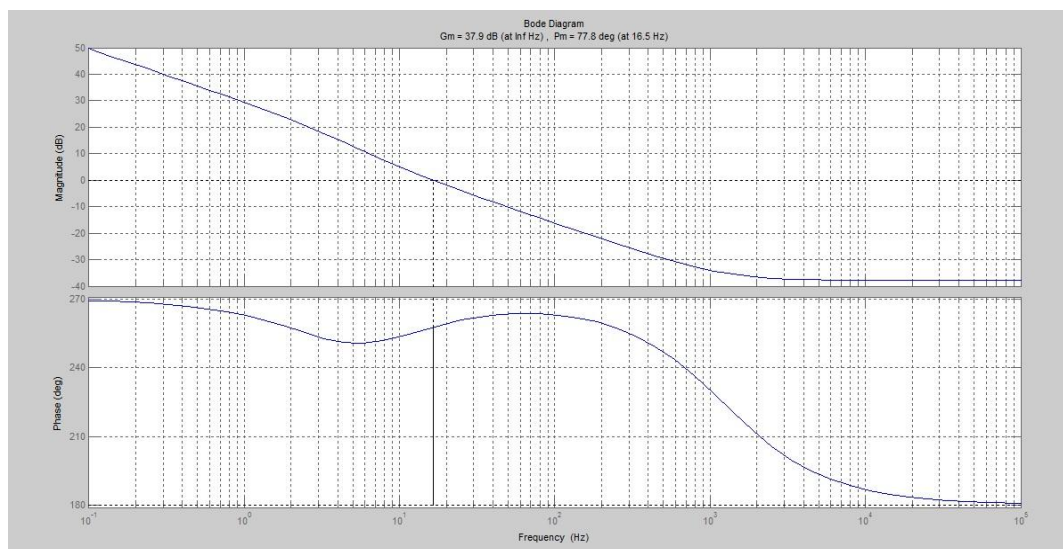


Figura 5: Diagrama de Bode para $T_v(s)$.

Novamente observe o ganho elevado em baixa frequência e a margem de fase em torno de 50°, como esperado.

Com o projeto dos controladores prontos assim como o cálculo dos componentes do conversor elevador de tensão, podemos passar para os resultados de simulação.

5. Resultados de simulação.

Na figura (6) é apresentado o esquemático do conversor *Boost* CC – CC simulado no *software Pspice/Orcad* para obtenção dos resultados seguintes.

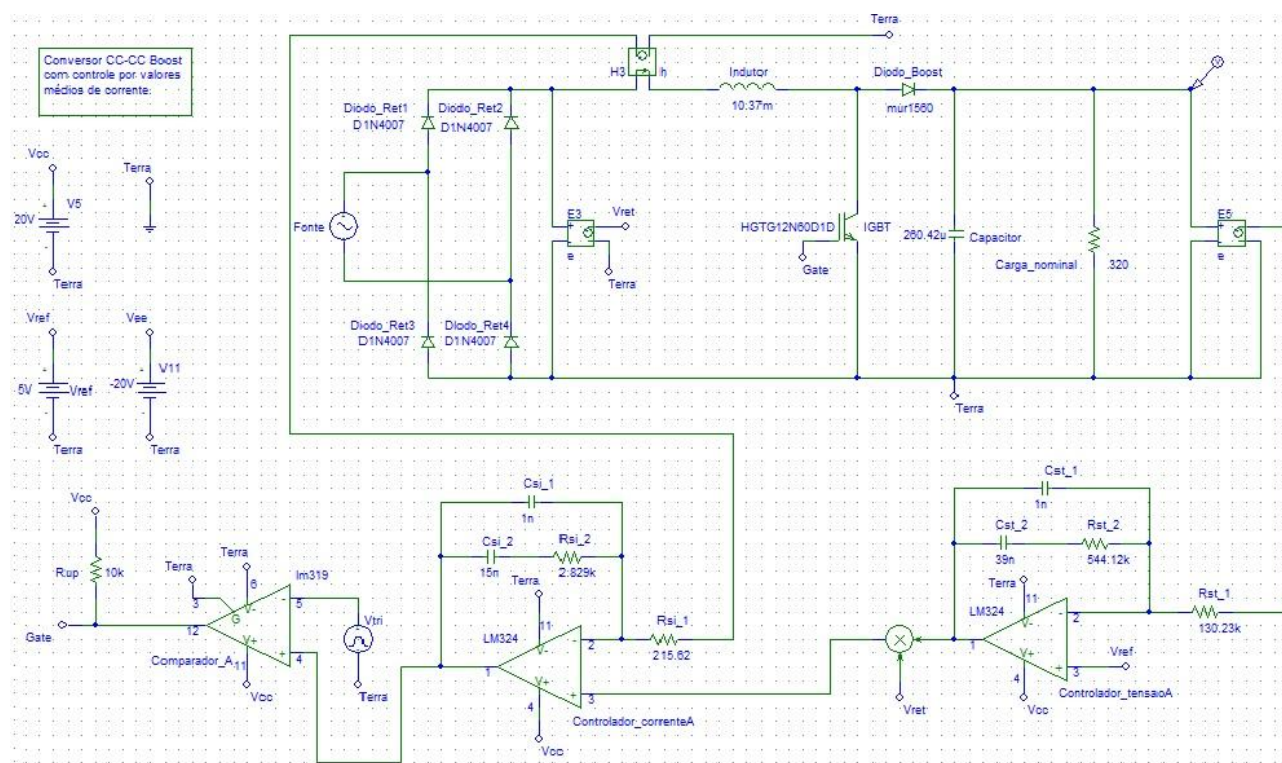


Figura 6: Esquema do circuito simulado no *software Pspice/Orcad*.

Para a simulação do conversor elevador de tensão *Boost* foi utilizado o *software Orcad/Pspice*, serão apresentadas algumas formas de onda obtidas que comprovaram a eficácia do pré-regulador do fator de potência. O fator de potência é dado por:

$$F_p = FD \cdot F_{des} \quad (16)$$

Onde:

F_p – Fator de potência;

FD – Fator de distorção;

F_{des} – Fator de deslocamento ($\cos \phi$);

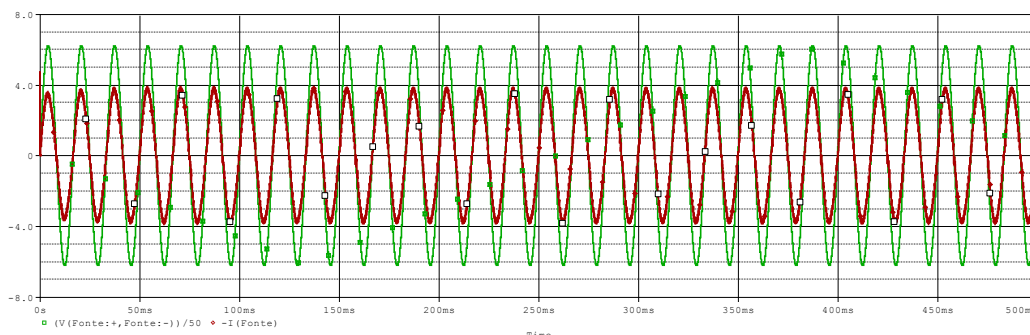


Figura 7: Tensão na entrada (verde) e corrente em (vermelho).

Como a tensão tem um pico de 311,13 V aplicou-se uma escala de 1:50 para a forma de onda da tensão. Observe que a corrente está em fase com a tensão, dessa forma espera-se um FP próximo a unidade.

A corrente no indutor tem a seguinte a forma:

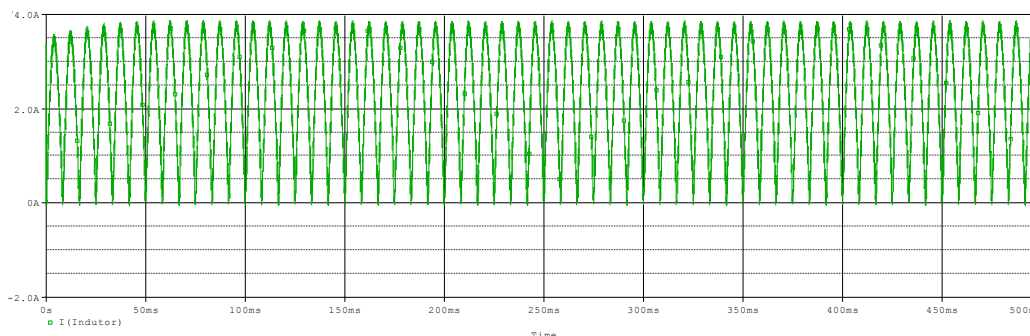


Figura 8: Corrente no indutor.

A corrente no indutor segue uma envoltória de tensão retificada como esperado. Uma comparação com a norma IEC-610000-3-2 (classe A) foi feita, a distorção harmônica total de corrente (DHT_i), o fator de deslocamento e o fator de potência resultante estão apresentados na figura (9).

Pela verificação da defasagem entre as componentes fundamentais de corrente e de tensão, constatou-se em simulação um ângulo de 1,8 graus, resultando em um fator de deslocamento de 0,9995. O fator de distorção é calculado em (17) a partir da DHT_i encontrada em simulação.

$$FD = \frac{1}{\sqrt{1 + DHT_i^2}} \quad (17)$$

Com os valores em mãos podemos calculamos o fator de potência através da equação (16). Utilizando precisão de quatro casas decimais obtemos um fator de potência no valor de:

$$FP = 0,9989 \quad (18)$$

Valor muito próximo a unidade.

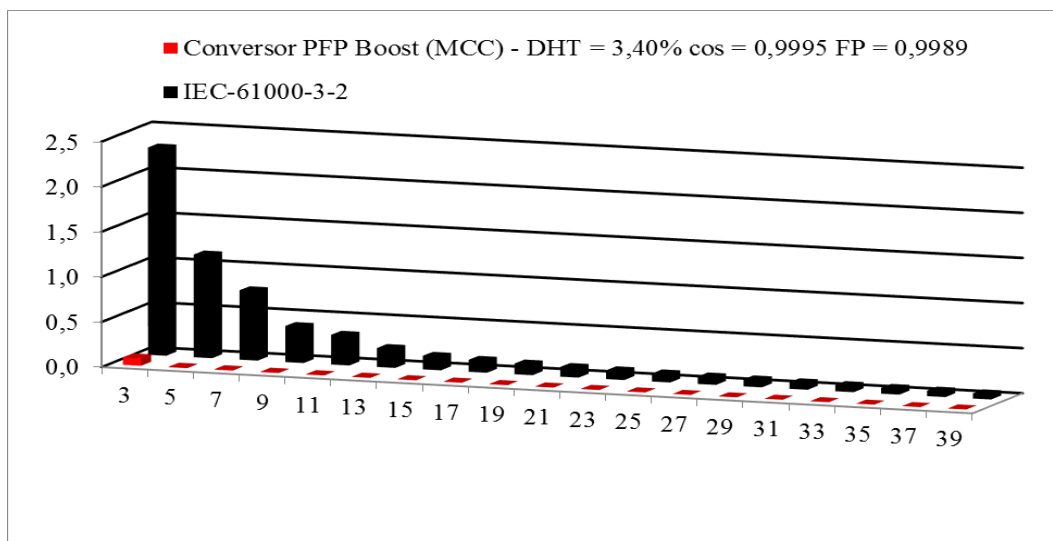


Figura 9: Comparação com a norma IEC-61000-3-2 (Classe A).

Observe como o conteúdo harmônico está completamente dentro do aceitável, atingindo o objetivo inicial.

A tensão na saída pode ser vista abaixo:

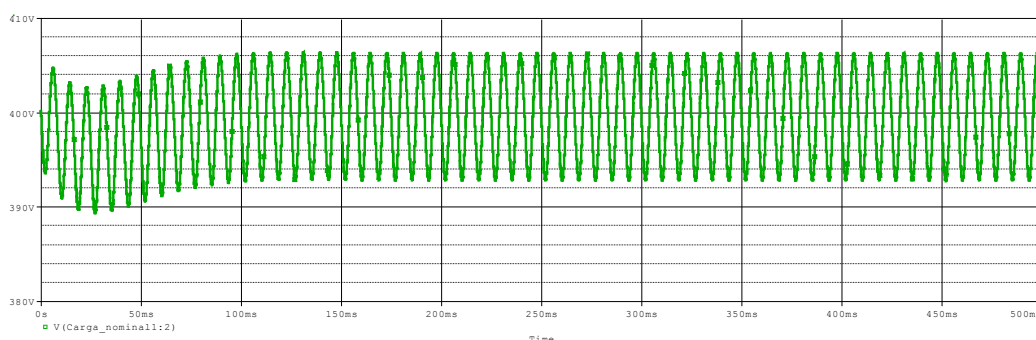


Figura 10: Tensão na saída em torno de 400V.

A tensão na saída sofreu um pequeno transitório no início mas logo entrou em regime permanente e ficou em torno de 400V.

A seguir foi feito um teste de degrau na carga e verificado o comportamento do conversor.

- Degrau de carga.

Inicialmente atingiu-se o regime permanente em plena carga, em seguida foi adicionado degrau de meia carga (metade da potência nominal); depois de atingir regime permanente em meia carga; aplica-se novamente um degrau para plena carga. Com isso pode-se verificar as respostas transitórias do sistema de controle considerando os principais parâmetros de desempenho do sistema, como *overshoot*, *undershoot* e tempo de estabelecimento.

A seguir poderá ser vista as principais formas de ondas obtidas por simulação começando com a tensão na saída com degrau.

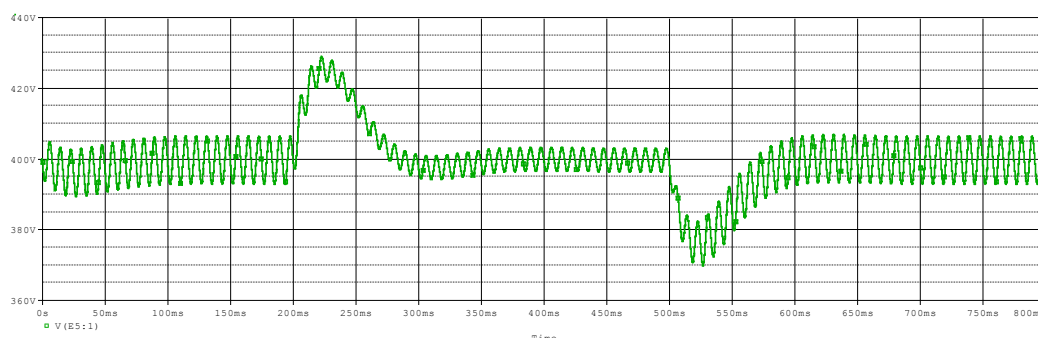


Figura 11: Tensão na saída com degrau na carga.

Como se pode ver o sistema de controle agiu rápido para regular a tensão de saída. No teste foi constatado um tempo de estabelecimento de 6 ciclos de rede tanto no primeiro, como no segundo degrau, com um *overshoot* de 6,25% e um *undershoot* idêntico. Ambos os resultados são muito satisfatórios.

Pode-se observar ainda a tensão e corrente na entrada para o mesmo degrau.

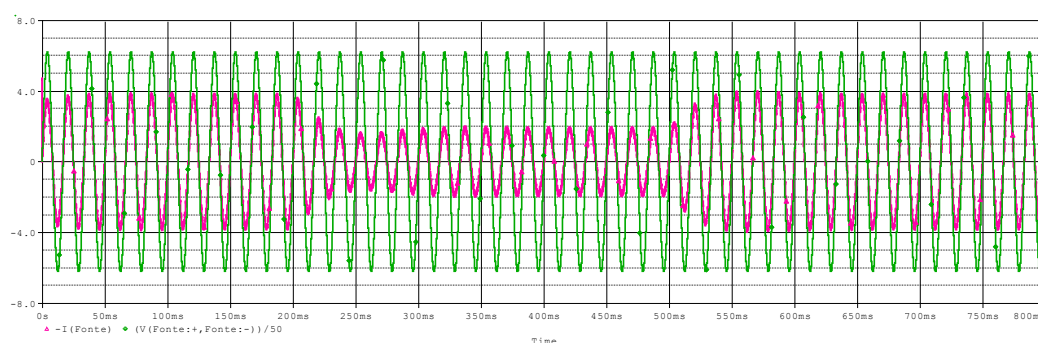


Figura 12: Tensão (verde) e corrente (roxo) na entrada.

Novamente foi utilizada uma escala de 1:50 no gráfico de tensão para facilitar a visualização. O conteúdo harmônico para o conversor operando em meia carga assim como a comparação com a norma europeia IEC-61000-3-2 é apresentado na figura (13).

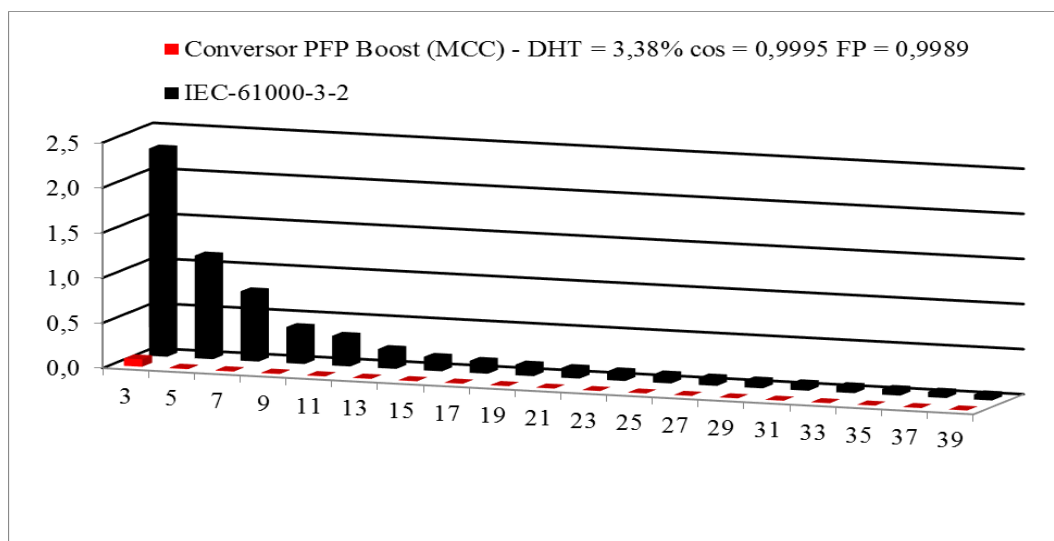


Figura 13: Comparação com a norma IEC-61000-3-2 para operação em meia carga.

6. Conclusão.

Este projeto teve por objetivo demonstrar a eficiência do conversor pré-regulador do fator de potência *Boost* com controle por valores médios de corrente através de resultados de simulação. Os resultados de simulação foram obtidos via software *Pspice/Orcad* e *MatLab/Simulink*. Para o funcionamento do conversor, utilizou-se duas malhas de controle, uma malha de corrente responsável por “forçar” a corrente no indutor a seguir a forma de uma tensão retificada, regulando assim o fator de potência, e outra malha de tensão responsável por manter a tensão na saída regulada e gerar a referência de corrente para a primeira malha. O sinal de ataque do *gate* da chave eletrônica foi gerado via modulação PWM (*Pulse-width modulation*) comparando com o sinal modulante proveniente do controlador com uma portadora triangular.

Pode-se concluir através dos resultados de simulação que o conversor *Boost* PFP atingiu o objetivo inicial esperado com um FP de 0,9989 e DHT_i de 3,40%, estes resultados quando comparados com a norma IEC 61000-3-2 se mostraram mais do que satisfatórios.

A regulação da tensão de saída também foi testada em simulação. Com o objetivo de testar a dinâmica de controle foram adicionadas perturbações no sistema. No teste foram simulados degraus de plena carga para metade da carga nominal, o conversor se mostrou eficiente em regular a tensão se saída, conseguindo manter o fator de potência elevado com um tempo de estabelecimento de 6 ciclos de rede e sem transitórios elevados de tensão (*overshoot* e *undershoot*).

Enfim o conversor *Boost* PFP com controle por valores médios de corrente apresentou eficiência e dinâmica mesmo em perturbações do sistema regulando o fator de potência. Conclui-se portanto que tal dispositivo é altamente recomendado para mitigar harmônicas, melhorando assim o fator de potência e a qualidade de energia elétrica.

7. REFERÊNCIAS

Hart, Daniel. **Eletrônica de potência: Análise e Projeto de circuitos**. Primeira edição. McGraw-Hill Brasil, 2012.

Pomilio, J. A. **Pré-reguladores do fator de potência – PFP**. Primeira edição. Campinas: FEE, 2007.

SEDRA, A. S.; SMITH, K. C.; **Microeletrônica**. Quinta edição, São Paulo: Pearson 2007.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. Eletromagnetic Compatibility (EMC) – part 3-2: limitation of emission of harmonic currents in low voltage power supply systems for equipment with rated current up to and Including 16A. Geneva: STANDARDS, 1998. (IEC-61000-3-2).

C E SILVA, L. S.; DE SEIXAS, F. J. M.; DA S OLIVEIRA, P. **Experimental evaluation of the bridgeless interleaved boost PFC converter**. 2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON). Fortaleza: IEEE. 2012. p. 1-7.

CANESIN, C. A. et al. **DCM Boost interleaved converter for operation in AC and DC to trolleybus application**. 2009. EPE 09. 13th European Conference on Power Electronics and Applications. Barcelona: IEEE. 2009. p. 1-10.