



PROPOSTA DE APLICAÇÃO DA TEORIA DE SISTEMAS DE CONTROLE NO ENSINO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA EM CURSOS DE GRADUAÇÃO

Fernando Lessa Tofoli – fernandolessa@ufsj.edu.br

Dênis de Castro Pereira – dencastro10@hotmail.com

Wesley Josias de Paula – wjpeletrica@yahoo.com.br

Universidade Federal de São João del-Rei, Departamento de Engenharia Elétrica

Praça Frei Orlando, 170 – Centro

CEP 36307-52 – São João del-Rei-MG, Brasil

***Resumo:** O ensino de disciplinas relacionadas à eletrônica de potência nos cursos de graduação em Engenharia Elétrica é pautado pela necessidade de diversos pré-requisitos e conceitos relacionados a demais subáreas como eletrônica analógica, eletrônica digital, circuitos elétricos e sistemas de controle. Durante o processo de aprendizado, é interessante apresentar ao aluno exemplos interdisciplinares, onde são utilizados conceitos variados na solução de problemas. Neste contexto, este trabalho apresenta um exemplo de aplicação da teoria de sistemas de controle no estudo de conversores estáticos em eletrônica de potência. Utilizando conceitos básicos referentes à teoria de controle, é possível constatar o funcionamento de um retificador de alto fator de potência do tipo boost, sendo que questões pertinentes à qualidade de energia elétrica também são abordadas. O estudo é validado por meio de simulações desenvolvidas no aplicativo PSIM®, onde são apresentadas as principais formas de onda referentes ao funcionamento do conversor.*

***Palavras-chave:** controle, conversor boost, eletrônica de potência, qualidade da energia elétrica.*

1. INTRODUÇÃO

A eletrônica de potência é uma subárea da Engenharia Elétrica que se dedica ao estudo dos conversores estáticos de potência, os quais por sua vez recebem essa denominação porque não possuem partes móveis, ao contrário dos motores e geradores elétricos. Trata-se também de uma área de estudos inerentemente multidisciplinar e interdisciplinar no âmbito desta grande área da Engenharia.

Sendo uma das áreas mais complexas e completas da Engenharia Elétrica, constata-se que um engenheiro que efetivamente tenha interesse em atuar em eletrônica de potência deve possuir pré-requisitos relacionados às seguintes disciplinas: cálculo diferencial e integral; circuitos elétricos; eletrônica analógica; eletrônica digital; eletromagnetismo; sistemas de controle; entre outras.

Na maioria dos cursos de graduação em Engenharia Elétrica, é difícil promover tal interdisciplinaridade visto que os projetos pedagógicos desses cursos nem sempre contemplam uma sequência de conteúdos adequada de modo a permitir um estudo mais amplo. Por exemplo, o estudo de conversores CC-CC operando em malha fechada no modo tensão ou no modo corrente média depende estritamente do conhecimento de funções de

transferência, diagramas de Bode e controle linear de forma geral, sendo que por vezes o estudo de sistemas de controle se dá de forma concomitante ou subsequente à disciplina de eletrônica de potência (COELE, 2009).

Nas disciplinas afins à área de controle, o aluno constantemente se depara com diversos problemas típicos reais, onde um ou mais parâmetros (denominados variáveis de controle) devem ser manipulados de tal forma a se obter as características desejadas no que se refere ao desempenho das variáveis controladas. Há vários exemplos propostos normalmente em sala de aula, como controle de vazão e de nível de fluidos em reservatórios ou mesmo controle de velocidade de motores de corrente contínua (OGATA, 2011). Porém, dificilmente exemplos relacionados ao controle de conversores estáticos em malha fechada são apresentados, os quais são tipicamente estudados em malha aberta nos cursos de graduação (BARBI, 2006).

Neste contexto, este trabalho apresenta um exemplo de aplicação da teoria de sistemas de controle no estudo de conversores estáticos em nível de graduação. Um retificador *boost* de alto fator de potência é estudado no que se refere ao projeto dos estágios de potência e controle, sendo que conceitos básicos referentes à eletrônica de potência e sistemas de controle são utilizados de forma simples e direta. Para esta finalidade, o aluno da disciplina de eletrônica de potência deve possuir alguns conceitos básicos no que se refere a diagramas de Bode e projeto de controladores. O estudo ainda contempla conceitos relacionados à qualidade de energia elétrica, sendo que o aluno ainda é capaz de validar toda a teoria envolvida por meio de um aplicativo computacional visando ratificar o processo de aprendizado.

2. CARGAS NÃO LINEARES E FATOR DE POTÊNCIA

Uma carga é considerada não linear quando, conectada a uma fonte de tensão senoidal, opera com uma corrente de entrada distorcida, a qual é composta de uma componente fundamental e uma série de harmônicas. Um exemplo clássico deste tipo de carga é o retificador monofásico, constituído por uma ponte de diodos alimentando uma carga com filtro capacitivo, o qual normalmente consiste no estágio de entrada das fontes chaveadas empregadas em uma vasta gama de equipamentos.

Devido à presença do capacitor com elevado valor de capacitância, necessário para atenuar a ondulação da tensão contínua de saída, a corrente de entrada possui um valor de pico elevado e circula durante um pequeno intervalo do período da tensão da fonte de alimentação senoidal. Assim, este conversor desenvolve baixo fator de potência e elevado nível de distorção harmônica da corrente drenada da fonte de alimentação.

Por definição, fator de potência é a relação entre as potências ativa e aparente consumidas por um dispositivo ou equipamento, independentemente das formas de onda de tensão e corrente, desde que sejam periódicas.

$$fp = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{T} \int v(t) \cdot i(t) \cdot dt}{V \cdot I} \quad (1) \text{sendo } fp - \text{fator de potência real; } P - \text{potência}$$

Considerando que a tensão é puramente senoidal, a Equação (1) pode ser restrita a um caso particular. Assim, em termos da distorção harmônica total de corrente, pode-se expressar o fator de potência como:

$$fp = \frac{\cos \phi_1}{\sqrt{1 + THD_1^2}} \quad (2)$$

onde: THD_1 – taxa de distorção harmônica total de corrente; ϕ_1 – fator de deslocamento, que representa a defasagem entre a tensão e a componente fundamental da corrente.

Por sua vez, a distorção harmônica total da corrente é dada por:

$$THD_1 = \sum_{h=2}^{\infty} \sqrt{\frac{V_h^2}{V_1^2}} \cdot 100\% \quad (3)$$

onde h é a ordem harmônica, V_h é o valor máximo ou eficaz da componente harmônica de ordem h e V_1 é o valor máximo ou eficaz da componente fundamental (tipicamente em 50 Hz ou 60 Hz em se tratando de sistemas elétricos de potência). Naturalmente, na prática este cálculo não se estende até o infinito, sendo que a análise do espectro harmônico tipicamente considera até a 50ª ordem.

Existem padrões internacionais que regulamentam os valores máximos das componentes harmônicas de corrente que um dispositivo ou equipamento pode injetar na linha de alimentação, como as normas IEC 61000-3-2 (IEC 61000-3-2, 1995) e IEEE Std 519-1992 (IEEE Std. 519-1992, 1993).

A redução do conteúdo harmônico e a consequente elevação do fator de potência em conversores estáticos podem ser obtidas mediante técnicas de correção passiva e ativa do fator de potência, sendo que esse último tipo é abordado neste trabalho.

3. CONTROLE POR CORRENTE MÉDIA

A estrutura mais simples que pode ser empregada na correção ativa de fator de potência entrada é baseada no conversor *boost* CC-CC clássico. Naturalmente, a tensão de saída deve ser maior que o valor instantâneo da tensão CA nesse circuito, o que é obtido por meio do controle da razão cíclica D aplicada ao interruptor.

Para esta finalidade, há várias técnicas de controle disponíveis, sendo que as mais populares são o controle por histerese (ROSSETO *et al.*, 1994), controle por corrente média (ROSSETO *et al.*, 1994) e o controle por pico de corrente (ROSSETO *et al.*, 1994). Mais recentemente, as técnicas do controle ciclo a ciclo (SMEDLEY & ČUK, 1995) e autocontrole (BORGONOVO *et al.*, 2005) foram introduzidas. Em virtude de sua ampla utilização na literatura, a técnica de controle por corrente média será empregada neste trabalho.

Esta técnica consiste em gerar um sinal de referência por meio de um circuito multiplicador-divisor, sendo que esta forma de onda deve ser imposta à corrente de entrada, de acordo com a Figura 1. A tensão de saída é amostrada por meio de um divisor resistivo e multiplicada pela amostra da tensão de entrada retificada. O sinal resultante desta operação é então comparado com a corrente no indutor, sendo que o sinal de erro é finalmente comparado com uma onda dente de serra de modo a gerar pulso de acionamento do interruptor.

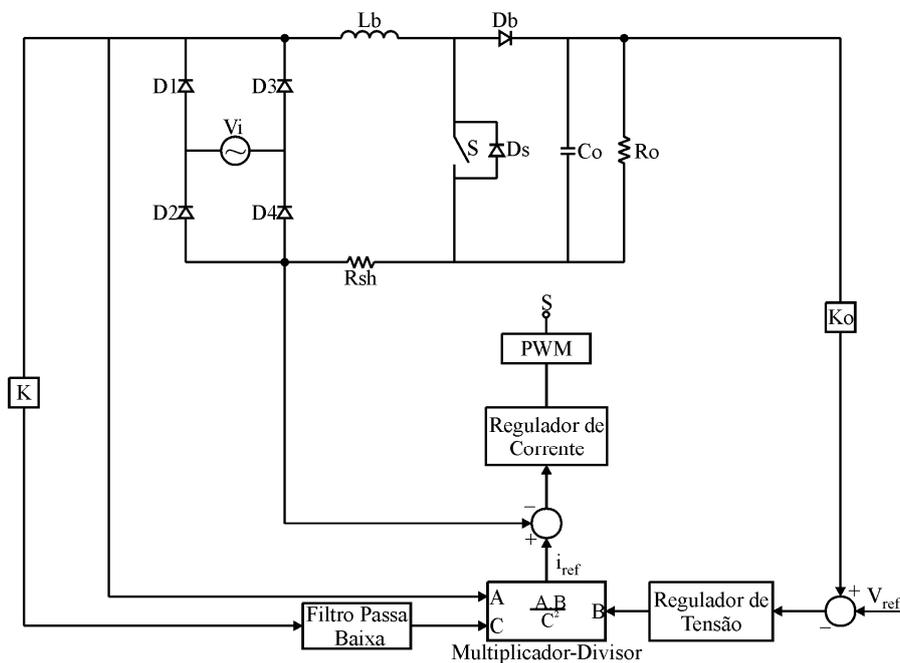


Figura 1 – Retificador *boost* operando com a técnica de controle por corrente média.

Assim, obtém-se na saída do conversor uma tensão CC constante, regulada e independente das variações de carga ou do nível da tensão de alimentação, sendo que a corrente de entrada possui forma senoidal e em fase com a tensão de alimentação. As principais características atribuídas a esta técnica são frequência de comutação constante; elevado fator de potência de entrada; operação em MCC; necessidade de sensores de corrente, multiplicadores e divisores.

A técnica de controle por corrente média é amplamente empregada na emulação do comportamento de uma carga resistiva em virtude da existência de diversos circuitos integrados (CIs) comercialmente disponíveis (TODD, 1999). Para o correto funcionamento do retificador *boost*, é necessário projetar três malhas de controle, as quais são descritas detalhadamente a seguir.

3.1. Malha de corrente

O objetivo desta malha é impor à corrente de entrada do retificador um sinal de referência senoidal e em fase com a tensão de alimentação. Desta forma, o conversor é capaz de operar com fator de potência aproximadamente unitário e absorver da fonte de alimentação uma corrente de amplitude tal que a potência transferida à carga seja suficiente para manter constante a tensão de saída.

Para projetar o sistema de controle que impõe tal corrente, deve-se determinar a função de transferência que relaciona a corrente no indutor e a razão cíclica de operação do interruptor, que são as variáveis controlada e de controle, respectivamente. Utilizando o modelo do interruptor PWM proposto por Vorpérian (VORPÉRIAN, 1990), a função de transferência $i_{Lb}(s)/d(s)$ é obtida da seguinte forma:

$$G_i(s) = \frac{i_{Lb}(s)}{d(s)} = \frac{V_o}{s \cdot L_b} \quad (4)$$

onde $i_{Lb}(s)$ é a corrente no indutor, $d(s)$ é a razão cíclica, $D'=1-D$ representa o complemento da razão cíclica e R_{SE} corresponde à resistência série intrínseca do capacitor de saída C_o .

Na função de transferência dada pela Equação (4), verifica-se que as curvas de ganho e fase correspondentes dependem do ponto de operação do conversor e de parâmetros do circuito. Além disso, constata-se a presença de um zero e dois polos.

Visando à elevação do ganho em baixas frequências de modo a possibilitar a melhor reprodução da corrente senoidal de referência, principalmente na operação do conversor com carga leve, bem como conferir ao sistema resposta dinâmica adequada obtida com a elevação da frequência de corte da função de transferência de laço aberto (FTLA) e, ainda, garantir alta imunidade a ruídos, utiliza-se normalmente um compensador do tipo integrador com uma rede de atraso/avanço, que possui um zero e dois polos (OGATA, 2011). Um polo é localizado na origem, provocando o aumento do ganho em baixa frequência. A inclusão deste polo reduz a margem de fase, podendo levar o sistema à instabilidade. Para garantir a estabilidade, obtendo-se o aumento da margem de fase, uma resposta rápida e uma boa reprodução do sinal de referência, o zero é alocado pelo menos uma década abaixo da frequência de comutação. O segundo polo tem por objetivo eliminar ruídos de alta frequência introduzidos na malha de controle em virtude da ondulação da corrente no indutor *boost* na frequência de comutação.

A função de transferência do compensador da malha de corrente $C_i(s)$ é dada por:

$$C_i(s) = \frac{\omega_{p1}}{s} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega_{p2}}} \quad (5)$$

onde: ω_z – frequência angular do zero [rad/s]; ω_{p1} – frequência angular do polo na origem [rad/s]; ω_{p2} – frequência angular do segundo polo [rad/s].

Os elementos do compensador de corrente são determinados a partir das Equações (6) a (8).

$$\frac{1}{\omega_z} = C_{cz} \cdot R_{cz} \quad (6)$$

$$\frac{1}{\omega_{p1}} = (C_{cp} + C_{cz}) \cdot R_{ci} \quad (7)$$

$$\frac{1}{\omega_{p2}} = R_{ci} \cdot \frac{C_{cp} \cdot C_{cz}}{(C_{cp} + C_{cz})} \quad (8)$$

Em termos dos componentes do circuito, a função de transferência $C_i(s)$ pode ser reescrita como:

$$C_i(s) = \frac{1 + s \cdot C_{cz} \cdot R_{cz}}{s \cdot R_{ci} \cdot (C_{cp} + C_{cz} + s \cdot R_{cz} \cdot C_{cp} \cdot C_{cz})} \quad (9)$$

Assim, os seguintes critérios de alocação são válidos para a malha de corrente do conversor *boost* convencional (OGATA, 2011):

$$f_{ci} = \frac{f_s}{4} \quad (10)$$

$$\omega_z = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{ci}}{2 \cdot 10} \quad (11)$$

$$\omega_{p1} = 0 \quad (12)$$

$$\omega_{p2} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_s}{2} \quad (13)$$

onde f_{ci} é a frequência de cruzamento da malha de corrente.

A função de transferência de laço aberto da malha de corrente não compensada é dada por:

$$FTLA_{sci}(s) = G_i(s) \cdot H_i(s) \cdot H_e(s) \cdot F_m(s) \quad (14)$$

onde: $H_i(s)$ – ganho do elemento sensor de corrente no indutor, sendo $H_i(s) = R_{sh}$; $H_e(s)$ – função matemática que possui dois zeros no semiplano direito, sendo incorporada simplesmente para testar a robustez do sistema; $F_m(s)$ – função de transferência do modulador PWM.

A função de amostragem $H_e(s)$, que por sua vez é incluída na realimentação de corrente para modelar o efeito da comutação na malha de corrente, é dada por:

$$H_e(s) \approx 1 + \frac{s}{\omega_z \cdot Q_z} + \frac{s^2}{\omega_z^2} \quad (15)$$

sendo:

$$\omega_z = \frac{\pi}{T_s} = \pi \cdot f_s \quad (16)$$

$$Q_z = -\frac{2}{\pi} \quad (17)$$

Por sua vez, a função de transferência do modulador é:

$$F_m(s) = \frac{1}{V_s} \quad (18)$$

onde V_s corresponde à amplitude do sinal dente de serra ou triangular, que é comparado com o erro fornecido pelo compensador de corrente para gerar o sinal de acionamento do interruptor.

A partir da escolha da frequência de corte e da alocação adequada dos polos e zeros em $C_i(s)$, tem-se a função de transferência de laço aberto da malha de corrente compensada dada pela Equação (19), cuja frequência de cruzamento do diagrama de fase deve ser igual a f_{ci} .

$$FTLA_{cci}(s) = FTLA_{sci}(s) \cdot C_i(s) \quad (19)$$

3.2. Malha de tensão

Um problema adicional relativo a este sistema de controle reside na manutenção da tensão de saída em um valor especificado determinado por um sinal de referência constante, independentemente de variações na carga do conversor.

Para projetar um compensador de modo que a tensão de saída do retificador permaneça constante segundo o valor desejado, é necessário determinar a função de transferência que relaciona a tensão de saída e a corrente no indutor. A função de transferência $G_v(s)$, cuja dedução não será demonstrada neste trabalho, é obtida a partir do modelo do interruptor PWM (VORPÉRIAN, 1990) como:

$$G_v(s) = \frac{v_o(s)}{i_{Lb}(s)} = \frac{R_o \cdot D' \cdot (1 + s \cdot R_{SE} \cdot C_o)}{1 + s \cdot (R_o + R_{SE}) \cdot C_o} \quad (20)$$

onde $v_o(s)$ é a tensão de saída.

De acordo com a função de transferência $G_v(s)$, as potenciais fontes de perturbação do conversor são a carga e a razão cíclica. Variações de carga afetam o polo e o ganho do sistema, sendo este último sensível à razão cíclica. Portanto, variações nestas grandezas produzem alterações na tensão de saída do retificador.

O compensador da malha de tensão deve possuir resposta lenta a variações da carga para que não haja distorção na corrente de entrada, pois uma ação de controle muito rápida causaria uma variação também rápida na referência de corrente, a qual deixaria de ter característica senoidal.

A compensação da tensão de saída é realizada por uma rede RC com características filtro passa-baixa. A frequência de corte deve ser muito baixa para atenuar a frequência de 120 Hz na saída do compensador.

Assim, tem-se a função de transferência do compensador dada por:

$$C_v(s) = \frac{1 + s \cdot C_{vz} \cdot R_{vz}}{s \cdot R_{vi} \cdot (C_{vp} + C_{vz} + s \cdot R_{vz} \cdot C_{vp} \cdot C_{vz})} \quad (21)$$

O critério de alocação do polo do compensador consiste em ajustar a frequência de corte f_{cv} como sendo menor que um quarto da frequência de oscilação da rede, isto é, normalmente entre 10 Hz e 20 Hz. O polo na origem por sua vez destina-se a minimizar o erro de regime permanente.

A função de transferência de laço aberto da malha de tensão não compensada é dada por:

$$FTLA_{scv}(s) = H_v(s) \cdot \left(\frac{I_{ac}}{K_m \cdot V_{ff}^2} \right) \cdot \left(\frac{R_{mo}}{H_i(s)} \right) \cdot G_v(s) \quad (22)$$

onde:

$H_i(s)$ – ganho do elemento sensor da corrente no indutor, sendo:

$$H_v(s) = \frac{V_{ref}}{V_o} = \frac{7,5}{V_o} \quad (23)$$

I_{ac} – máxima corrente do circuito multiplicador; $K_m=1$ – constante multiplicadora válida para o CI UC3854; V_{ff} – tensão da malha de *feedforward*; R_m – resistor utilizado no CI UC3854.

A partir da escolha da frequência de corte e da alocação adequada dos polos em $C_v(s)$, tem-se a função de transferência de laço aberto da malha de tensão compensada dada por (24), cuja frequência de cruzamento do diagrama de fase deve ser igual a f_{cv} .

$$FTLA_{ccv}(s) = FTLA_{scv}(s) \cdot C_v(s) \quad (24)$$

3.3. Malha de *feedforward*

A malha de controle direto da tensão de entrada tem por objetivo tornar a tensão de saída do conversor imune a variações da tensão de alimentação. Esta ação é denominada *feedforward* e possui caráter antecipativo.

A malha de *feedforward* utiliza um filtro do tipo passa-baixa cujo sinal de entrada é uma amostra retificada da tensão de alimentação. A saída é um sinal de tensão CC que contém uma pequena componente alternada, sendo proporcional ao valor eficaz da tensão da fonte de alimentação e atuando no sentido de alterar a referência de corrente quando da ocorrência de variações desta tensão em termos de valor eficaz. O sinal de saída é elevado ao quadrado e atua como denominador na composição da referência de corrente.

A componente alternada do sinal de saída da malha de *feedforward* provoca distorção na referência de corrente e, conseqüentemente, na corrente de entrada do retificador. Cada 1% de ondulação deste sinal resulta em 1% de terceira harmônica na corrente de entrada.

Portanto, é necessário que o filtro escolhido apresente boa atenuação das componentes harmônicas presentes na amostra da tensão da fonte de alimentação sem, entretanto, comprometer a resposta dinâmica do sistema. A solução satisfatória consiste em um filtro passivo do tipo passa baixa de dois polos.

4. PROJETO E SIMULAÇÃO DE UM CONVERSOR *BOOST*

Para projetar um retificador *boost*, é necessário estabelecer o ponto de operação do conversor, o qual é definido na Tabela 1. Assim, a partir desses dados, torna-se possível projetar os estágios de potência e de controle dos conversores CA-CC *boost*, que por sua vez opera com fator de potência de entrada aproximadamente unitário e tensão de saída CC regulada.

Tabela 1 – Especificações de projetos dos conversores *boost* CA-CC.

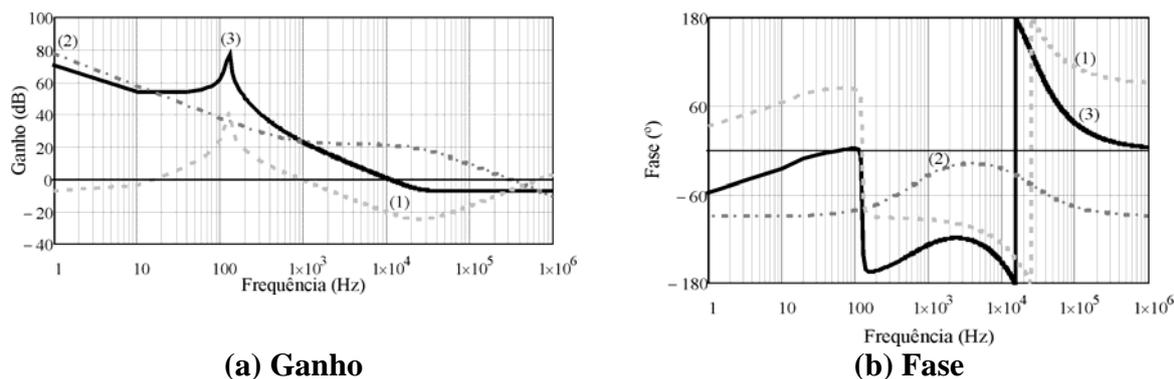
Parâmetro	Especificação
Tensão de entrada CA eficaz	$V_{i(ef.)}=127\text{ V}$
Tensão de entrada CA de pico	$V_{i(pico)}=180\text{ V}$
Frequência da tensão de entrada	$f_r=60\text{ Hz}$
Frequência de comutação	$f_s=50\text{ kHz}$
Ondulação da corrente no indutor	$\Delta i_{Lb(max.)}=20\% \cdot I_{i(pico)}$
Potência de saída	$P_o=1,5\text{ kW}$
Rendimento teórico	$\eta=100\%$
Tensão de saída CC	$V_o=350\text{ V}$
Ondulação da tensão no capacitor de filtro de saída	$\Delta V_o=2\% \cdot V_o$
Resistência série do capacitor de filtro de saída	$R_{SE}=10\text{ m}\Omega$

Segundo as expressões apresentadas por (BARBI & MARTINS, 2006), é possível dimensionar os componentes do estágio de potência do retificador *boost* mostrado na Figura 1, resultando nos parâmetros fornecidos na Tabela 2.

Tabela 2 – Componentes utilizados no retificador *boost*.

Elementos de Filtro	
Indutor	Indutores $L_{b1}=L_{b2}=262\text{ }\mu\text{H}$ em série, núcleo de ferrite NEE 55/28/25 fabricado por Thornton, 50 espiras, 6xAWG20
Capacitor	$C_o=812\text{ }\mu\text{F}$, $R_{SE}=10\text{ m}\Omega$
Semicondutores de Potência	
Diodos da ponte retificadora	$I_{D1...D4(méd.)}=5,317\text{ A}$; $I_{D1...D4(ef.)}=8,351\text{ A}$; $V_{D1...D4(máx.)}=180\text{ V}$
Diodo <i>boost</i>	$I_{Db(méd.)}=4,286\text{ A}$; $I_{Db(ef.)}=2,624\text{ A}$; $V_{Db(máx.)}=353,5\text{ V}$
Interruptor controlado	$I_{S(méd.)}=6,348\text{ A}$; $I_{S(ef.)}=6,666\text{ A}$; $V_{S(máx.)}=353,5\text{ V}$

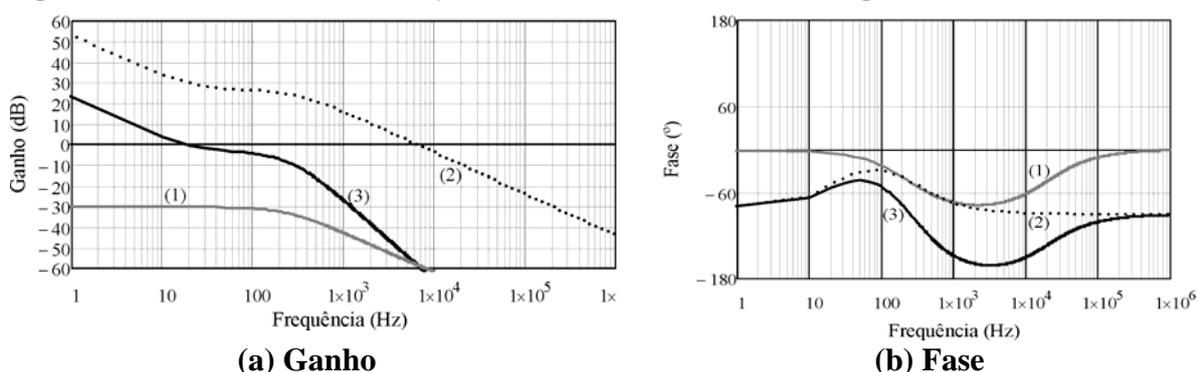
Empregando a metodologia anteriormente descrita, é possível obter os diagramas de Bode da malha de corrente não compensada, do compensador e da malha devidamente compensada segundo a Figura 2. A partir do gráfico, constata-se que o ganho é praticamente nulo na frequência de corte de 12,5 kHz e que esta curva decresce a uma taxa aproximada de -20 dB por década, sendo esta a característica de um sistema de primeira ordem. Segundo a teoria de controle, esse é um tipo de sistema naturalmente estável (OGATA, 2011).



(a) Ganho **(b) Fase**
 Figura 2 – Diagramas de Bode da malha de corrente não compensada (1), do compensador (2) e da malha de corrente compensada (3) do conversor *boost*.

De forma análoga, é possível obter os diagramas de Bode da malha de tensão não compensada, do compensador de tensão e da malha devidamente compensada segundo a Figura 3. A partir do gráfico, pode-se verificar que o ganho é praticamente nulo na frequência de corte de 20 Hz e que esta curva decresce a uma taxa aproximada de -20 dB por década, possuindo assim a característica de um sistema de primeira ordem (OGATA, 2011).

Uma vez projetado o conversor CA-CC que constitui o escopo deste trabalho, é possível validar o projeto por meio do aplicativo computacional PSIM 9.0, o qual é especialmente dedicado a simulações relacionadas à eletrônica de potência.



(a) Ganho **(b) Fase**
 Figura 3 – Diagramas de Bode da malha de tensão não compensada (1), do compensador (2) e da malha de tensão compensada (3) do conversor *boost*.

Na Figura 4, tem-se as formas de onda que representam a tensão de entrada e a corrente de entrada do retificador *boost*. Neste caso, verifica-se que os dois sinais estão em fase e que a distorção harmônica da corrente é reduzida se comparada ao caso onde um retificador não controlado a diodos com filtro capacitivo é empregado. Assim, o conversor é capaz de emular perfeitamente o comportamento de uma carga puramente resistiva.

Entretanto, verifica-se que a corrente possui certa ondulação em alta frequência, que por sua vez é um efeito advindo da comutação do interruptor e, em termos práticos, equivale à interferência eletromagnética tipicamente existente em equipamentos baseados em eletrônica de potência.

Embora a forma de onda da corrente seja aparentemente senoidal, é possível quantificar este aspecto por meio da distorção harmônica total da corrente, que neste caso é calculada pelo próprio aplicativo por meio da Equação (3) considerando todo o espectro até 5 MHz. Assim, tem-se $THD_I=6,83\%$, o que resulta em $fp=0,9975$ segundo a Equação (2).

Aplicando-se a transformada rápida de Fourier, obtém-se o espectro harmônico da corrente de entrada até a 50ª ordem na Figura 5, onde o valor da componente fundamental não é mostrado para se obter uma melhor visualização. Segundo o teor da norma IEC 61000-3-2, o conversor *boost* convencional CA-CC é considerado um dispositivo pertencente à classe A. Assim, o valor de cada componente harmônica também é comparado com o respectivo limite máximo na Figura 5, sendo que a norma é estritamente respeitada ao longo de todo o espectro de frequências.

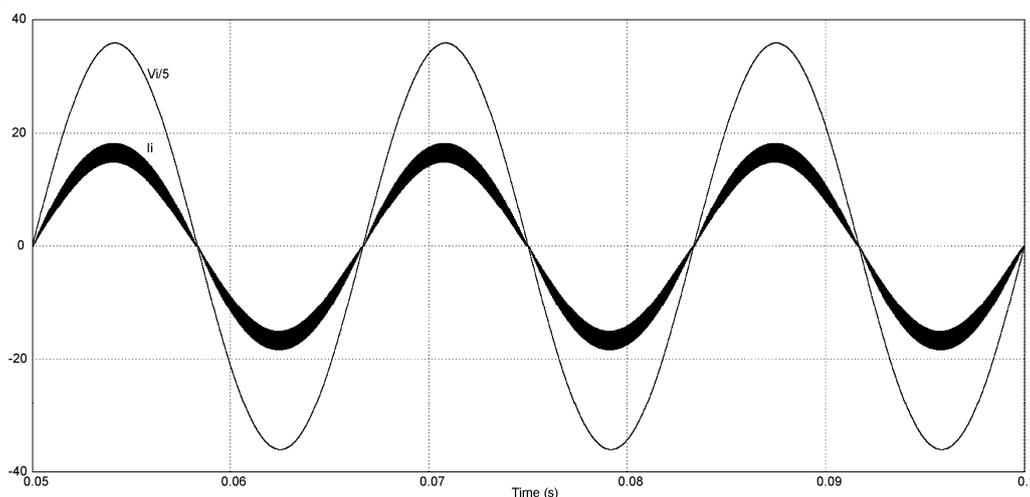


Figura 4 – Tensão de entrada (V_i) e corrente de entrada (I_i) do conversor *boost* convencional.

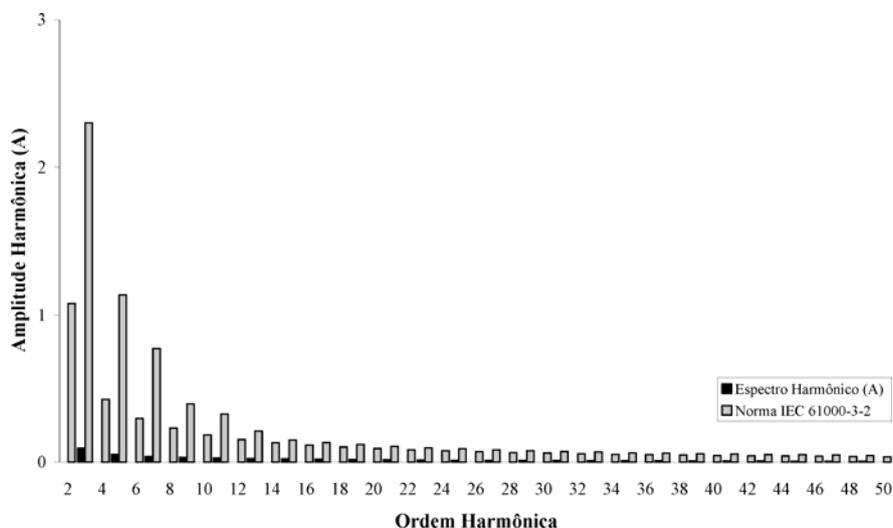


Figura 5 – Comparação do espectro harmônico da corrente de entrada do conversor *boost* convencional com os limites impostos pela norma IEC 61000-3-2.

Na Figura 6, analisa-se o comportamento do sistema de controle do conversor operando por corrente média. Em 250 ms, aplica-se um degrau de carga de 100% para 50% do valor da potência nominal por meio da comutação da carga de 81,67 Ω para 163,22 Ω . Em 600 ms, o conversor retorna para a condição da potência nominal. A forma de onda da corrente de entrada permanece senoidal durante todo o intervalo mostrado, validando dessa forma o funcionamento da malha de corrente. A resposta do sistema é satisfatória no que se refere à tensão de saída, que permanece regulada em 350 V após o período transitório em ambas as condições de carga supracitadas. Este comportamento deve-se à utilização de um compensador proporcional-integral com filtro na malha de tensão usando um polo alocado na origem, sendo que isto permite que o erro de regime permanente seja muito pequeno.

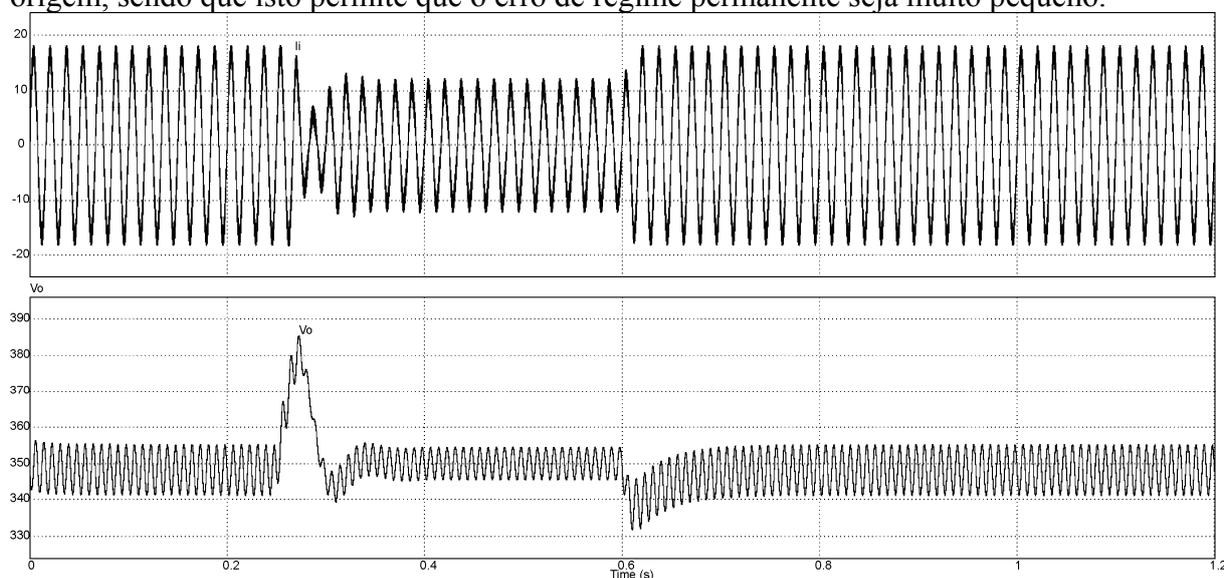


Figura 6 – Resposta dinâmica do conversor *boost* convencional.

5. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou aspectos pertinentes ao estudo de um retificador *boost* de alto fator de potência operando com a técnica de controle por corrente média, onde se reapresentam aspectos relevantes ao sistema de controle do conversor. Além disso, os resultados obtidos por simulação permitem a constatação do respectivo princípio de funcionamento e operação correta do conversor como estágio pré-regulador.

A técnica de controle por corrente média é adequada para obtenção de correntes de entrada aproximadamente senoidais e tensões de saída CC reguladas, embora apresente a desvantagem da necessidade de um sinal de referência que deve ser imposto à corrente se comparada às estratégias de controle ciclo a ciclo e autocontrole. Além disso, tem-se que o projeto do sistema de controle afeta diretamente os resultados obtidos em termos da resposta dinâmica, conteúdo harmônico da corrente de entrada e regulação da tensão de saída.

Agradecimentos

Os autores agradecem a CAPES, CNPq, FAPEMIG e INERGE pelo suporte fornecido durante a realização deste trabalho.

6. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- BARBI, Ivo. Eletrônica de Potência. 6ª. Ed. [S.l.]: Edição do autor, 2006.
- BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar Cruz. Conversores CC-CC Básicos Não-Isolados. 2ª. ed., edição dos autores, 2006.
- BORGONOVO, D.; REMOR, J. P.; BARBI, I.; PERIN, A. J. A Self-Controlled Power Factor Correction Single-Phase Boost Pre-Regulator. In Proceedings of IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference (PESC '05), 2005, pp. 2351–2357.
- COELE (Coordenadoria do Curso de Engenharia Elétrica) – UFSJ. Disponível em <http://www.ufsj.edu.br/paginas/coele/curriculo_reuni_2009.php>. Acesso em 04/06/2014.
- IEC 61000-3-2. Amendments for Equipment with AC Mains Power: Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 3-2: Limits – Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input Current $\leq 16A$ per Phase), 1995.
- IEEE Std. 519-1992. IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems. New York, NY, 1993.
- OGATA, Katsuhiko. Engenharia de Controle Moderno. 5ª ed., Pearson Education, 2011.
- ROSSETTO, L.; SPIAZZI, G.; TENTI, P. Control Techniques for Power Factor Correction Converters. In Proceedings of Power Electronics, Motion Control (PEMC), September 1994, pp. 1310–1318.
- SMEDLEY, K. M.; ČUK, S. One-Cycle Control of Switching Converters. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 10, no. 6, pp. 625–633, Nov. 1995.
- TODD, P. C. UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design, UNITRODE. Application Note U-134, 1999.
- VORPÉRIAN, V. Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch, Parts I & II: Continuous and Discontinuous Conduction Modes. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 26, no. 3, pp. 490–496, May 1990.

PROPOSAL FOR THE APPLICATION OF THE CONTROL SYSTEM THEORY FOR TEACHING POWER ELECTRONICS IN UNDERGRADUATE COURSES

Abstract: *Teaching power electronics in undergraduate courses in electrical engineering is guided by the need of many prerequisites and concepts related to other subareas such as analog electronics, digital electronics, electrical circuits, and control systems. During the learning process, it is interesting to introduce the student to interdisciplinary examples where different concepts are used in problem solving. Within this context, this paper presents an example for the application of control systems theory to the study of power electronic. By using basic concepts regarding the control theory, it is possible to observe the operation of a rectifier high power factor boost rectifier, while relevant power quality issues are also discussed. The study is validated through simulations carried out on PSIM® software, where the main waveforms of the converter are analyzed.*

Key-words: *boost converter, control, power electronics, power quality.*