

CONVERSOR TRIFÁSICO BIDIRECIONAL DE TRÊS NÍVEIS COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA PARA APLICAÇÃO EM SISTEMAS DE RECARGA DE BATERIAS DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

F. EVERTON U. REIS, R. P. T. BASCOPE, MARCUS V. S. COSTA

Universidade Federal do Ceará, Depto. de Engenharia Elétrica, Fortaleza, Ceará, Brasil, UFERSA CMC
Carauabas - RN, Brasil

E-mails: evertonsx@gmail.com, rene@dee.ufc.br, marcus12jc@hotmail.com

Abstract— This paper proposes a bidirectional three-phase and three-level converter (3L-SNPC) and proposes its application to a charging station for electric vehicles. The proposed converter is capable of operating at high power factor either as a DC-to-AC converter or as an AC-DC converter employing the same control and modulation strategy. The converter has the advantages of providing three voltage levels in each leg, the voltages in all semiconductors are equal to half of the total voltage of the DC bus and the voltages in the DC bus capacitors are balanced. Current and voltage control circuits are properly presented to ensure a high power factor and low THD. In order to validate the study, simulation results for the converter with total power of 15 kW are presented and widely discussed.

Keywords— Bidirectional converter in current, Battery charging station, PWM modulation, average current control.

Resumo— Este artigo propõe um conversor bidirecional trifásico de três níveis (3L-SNPC) e propõe a sua aplicação a uma estação de recarga para veículos elétricos. O conversor proposto é capaz de operar com alto fator de potência tanto como um conversor CC-CA ou como um conversor CA-CC, empregando a mesma estratégia de controle e modulação. O conversor apresenta vantagens de proporcionar três níveis de tensão em cada braço, as tensões em todos os semicondutores são iguais à metade da tensão total do barramento CC e as tensões nos capacitores de barramento CC são balanceadas. Os circuitos de controle de corrente e tensão são apresentados adequadamente para garantir um alto fator de potência e baixo THD. Como forma de validar o estudo, resultados de simulação para o conversor com potência total de 15 kW são apresentados e amplamente discutidos.

Palavras-chave— Conversor bidirecional em corrente, Estação de recarga de baterias, modulação PWM, controle por corrente média.

1 Introdução

Por causa da poluição dos carros que usam combustível fóssil e provocam sérios problemas para a saúde, principalmente, nas grandes metrópoles, hoje em dia há políticas de estado para trocar a frota de carros a combustível fóssil por Veículos Elétricos (VEs) ou pelo menos híbridos. Essa mudança já está ocorrendo em países do continente Europeu e da Ásia, e o Brasil deve aderir a essas políticas (Barassa, 2016). Para o desenvolvimento e a viabilidade dos VEs, é necessário ter um domínio tecnológico sobre as características das baterias bem como dos carregadores de baterias. Logo, há uma necessidade urgente de pesquisar sobre sistemas de energia que permitam recarregar essas baterias sem prejudicar a vida útil delas.

Os sistemas de energia de recarga de baterias de VEs, ou simplesmente denominados de carregadores, podem apresentar diversas classificações ou ainda apresentar arquiteturas distintas quando são empregadas mais de uma fonte de energia no sistema, sendo este sistema em particular denominado de estação de recarga. Os carregadores de VEs são padronizados de acordo com a classificação da SAE (Williamson et al., 2015; Yilmaz and Krein, 2013).

Carregadores do tipo *on-board*, que são instalados dentro do veículo elétrico, são sujeitos a restrições de volume, peso e, portanto, apresentam níveis de potência inferiores aos do tipo *off-board* (Yilmaz and Krein, 2013). Carregadores *off-board*, os quais são instalados fora do veículo, possibilitam recarga

mais rápida da bateria, uma vez que geralmente seus níveis de potência padronizados são bem superiores que os carregadores *on-board*.

Diante de tudo isso, é interessante o desenvolvimento de uma estação de recarga *off-board* que permita utilizar mais de uma fonte de energia, contribuindo com soluções que possibilitem o carregamento rápido das baterias em alta potência e ainda permitir o fornecimento de energia para a rede.

Um exemplo disso é a estação de recarga da Figura 1, onde são empregadas duas fontes de energia, sendo uma fonte de energia renovável, formada por módulos fotovoltaicos, e a outra a rede elétrica convencional. Com esse sistema, as baterias podem ser carregadas a partir da rede elétrica, dos módulos fotovoltaicos ou das duas fontes ao mesmo tempo, sendo ainda possível o fornecimento de energia dos módulos para a rede elétrica. Nesse caso, é fundamental que o conversor ligado à rede trifásica seja bidirecional em corrente, pois com isso e em um dado momento é CA-CC, ao fornecer energia para a carga das baterias e em outro é CC-CA, ao injetar energia dos módulos à rede elétrica.

No trabalhos em (Bojrup et al., 1998; Lu et al., 2012), os autores propuseram um carregador de baterias trifásico bidirecional. As vantagens desse conversor são: apenas seis semicondutores de potência são utilizados e a simplicidade no controle dessas chaves. Como desvantagem, cita-se que os esforços de tensão nas chaves do conversor não são reduzidos, sendo igual à tensão total do barramento, a maior tensão do sistema.

Um carregador trifásico multinível de três níveis bidirecional que utiliza muitos semicondutores foi discutido em (Carlton and Dunford, 2001; Singh et al., 2004; Yilmaz and Krein, 2013). Trata-se do conversor NPC (*Neutral Point Clamped*) na versão trifásica. Esse conversor possui configuração muito próxima da configuração do retificador VIENNA proposto por (Kolar et al., 1996), sendo que agora boa parte dos diodos do retificador é substituída por chaves bidirecionais. As vantagens desse conversor são: esforços de tensão reduzidos sendo igual à metade da tensão total do barramento CC e alto rendimento da estrutura quando comparado com a configuração VIENNA. Como desvantagem, cita-se que a corrente nos diodos de grameamento não é nula.

Para poder processar alta potência, o conversor proposto neste trabalho é uma topologia multinível de três níveis trifásica derivada da versão monofásica proposta por (Floricaud et al., 2007). A topologia do conversor proposto trata de uma versão modificada do NPC o qual é apresentada na Figura 2, sendo denominado de 3L-SNPC. Esse conversor agrega as mesmas vantagens do NPC clássico, acrescentando a vantagem de não existir corrente circulando nos diodos de grameamento, desde que uma modulação

adequada seja aplicada. Para que o mesmo possa operar de forma bidirecional e com alto fator de potência, técnicas de controle disponíveis na literatura podem ser utilizadas para garantir o alto fator de potência e proporcionar baixo THD (*Total Harmonic Distortion*) de corrente para a rede. Técnicas de controle como por histerese, por ciclo único (*OCC - One Cycle Control*) e por corrente média como em (Tang et al., 1992) permitem a regulação da tensão CC de saída do conversor enquanto moldam a corrente alternada com o formato senoidal da tensão de entrada.

Assim, este trabalho propõe a topologia 3L-SNPC trifásica bidirecional, com a aplicação da estratégia de controle modo por corrente média, tal que permita reduzir harmônicos de corrente gerados e elevar o fator de potência. O controle do conversor é realizado por três malhas de controle, sendo uma malha interna de corrente, uma malha externa de tensão total e uma malha diferencial para balancear a tensão entre os capacitores que compõem o barramento CC. O trabalho também propõe a implementação de uma modulação que possibilite uma redução de circulação de corrente nos diodos de grameamento e a aplicação do 3L-SNPC em um sistema de recarga ilustrada na Figura 1.

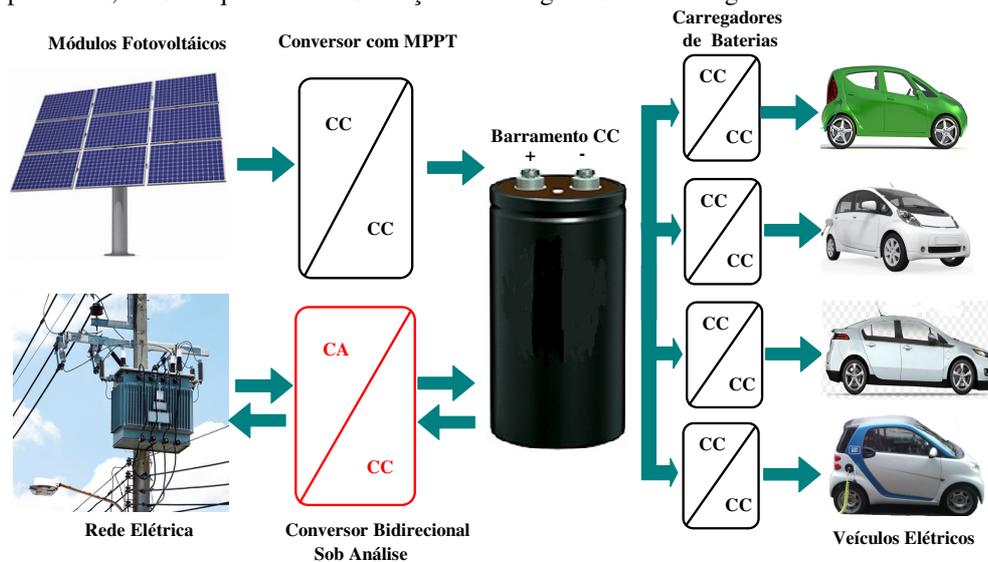


Figura 1. Sistema de recarga de baterias de Veículos Elétricos combinando energia da rede da concessionária com energia fotovoltaica.

2 Topologia do Conversor

A topologia do conversor 3L-SNPC é mostrada na Figura 2. Nesse conversor é aplicada a estratégia de controle por corrente média que apresenta três malhas internas para monitorar as correntes através dos indutores e malhas externas para monitorar as tensões sobre os capacitores e a tensão de barramento total.

O conversor trifásico é composto pelos diodos grameadores $Dc1...Dc6$; chaves controladas $S1...S18$; indutores de armazenamento $L1...L3$; capacitores do barramento CC $C1$ e $C2$; fonte alternada de entrada entre fase-neutro VAN , VBN e VCN ; e o

barramento caracterizado por uma fonte de tensão para testar a bidirecionalidade. Para simplificar o projeto, somente uma fase é analisada da topologia mostrada na Figura 2.

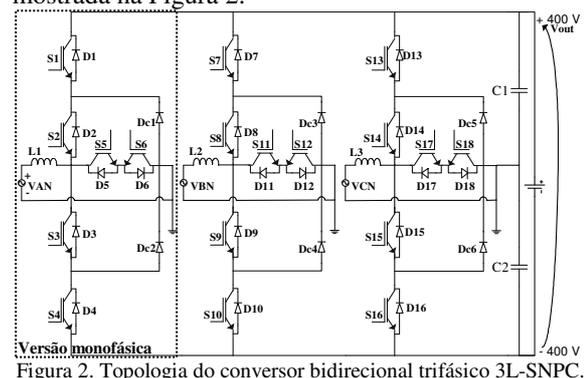


Figura 2. Topologia do conversor bidirecional trifásico 3L-SNPC.

3 Técnica de Modulação PWM

Para garantir a operação bidirecional do conversor, é necessário utilizar uma técnica de modulação apropriada, como a modulação PD-PWM como discutida em (Holmes and Lipo, 2003). Na literatura técnica, a modulação PD-PWM é comumente empregada em conversores baseados na célula NPC. Entretanto, para um conversor de três níveis, essa técnica necessita de duas portadoras triangulares em fase e deslocadas em nível, empregando dois moduladores PWM. Em alguns casos, a implementação dessa modulação não é simples.

Para viabilizar mais ainda a implementação da modulação que permita a operação bidirecional do conversor, uma nova modulação mais simples é proposta. Nessa modulação, é necessária apenas uma portadora triangular para gerar os pulsos de comando para as seis chaves em cada fase do conversor.

A Figura 3 ilustra o funcionamento dessa lógica de acionamento para a fase A, destacando os momentos em que apenas são ligadas as chaves, sendo as demais desligadas.

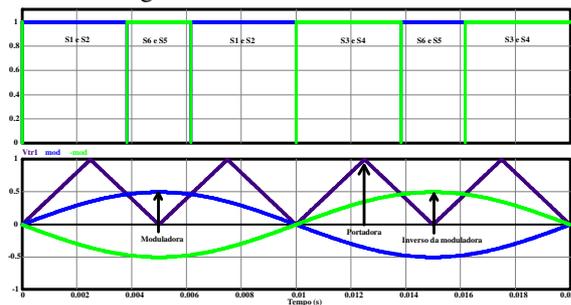


Figura 3. Intervalos de acionamento das chaves do conversor 3L-SNPC.

As chaves S1 e S2 são acionadas somente quando o sinal da moduladora é inferior a da portadora e a rede se encontra no semiciclo positivo. Enquanto que as chaves S3 e S4 são acionadas somente quando o sinal da moduladora, defasado de 180°, é inferior ao sinal da portadora e a rede se encontra no semiciclo negativo.

A Figura 4 ilustra o esquema da modulação proposta para obtenção dos sinais de comando para o comando das seis chaves do conversor, utilizando-se apenas de uma portadora assimétrica.

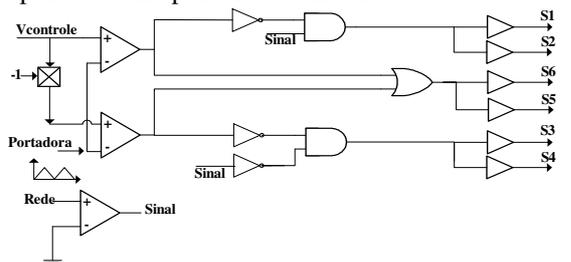


Figura 4. Esquema de modulação proposta para operação bidirecional do conversor 3L-SNPC.

4 Projeto das Malhas de Controle

A Figura 5 mostra o diagrama de blocos do controle por modo corrente média para o conversor 3L-SNPC para a operação bidirecional.

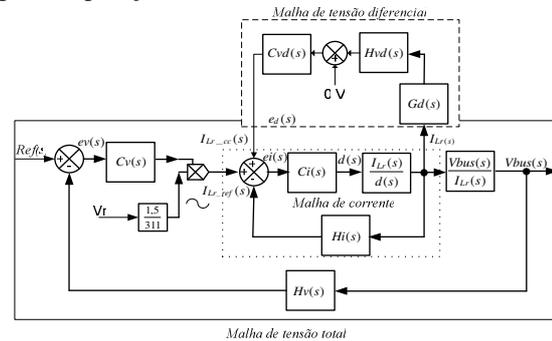


Figura 5. Diagrama de blocos do controle por modo corrente média.

Observa-se a presença de três malhas de controle para que o conversor opere com alto fator de potência, baixa distorção da corrente do lado da rede, regulação da tensão total do barramento e equalização de tensão nos capacitores C1 e C2 que formam o barramento CC.

A malha interna de corrente é formada pelo compensador $Ci(s)$ e tem como função principal mudar convenientemente o sinal de controle $d(s)$ para que a corrente de entrada do conversor tenha o formato senoidal da tensão de entrada da rede.

A malha externa de tensão, por sua vez, é formada pelo compensador $Cv(s)$ que proporciona a referência de corrente senoidal para a malha interna de corrente, necessário para que a tensão total do barramento seja mantida no valor desejado.

Enquanto que a malha diferencial, dada pelo compensador $Cvd(s)$, é responsável por manter a tensão nos capacitores C1 e C2 iguais. A ação do compensador $Cvd(s)$ é basicamente adicionar uma pequena componente CC na referência da malha de corrente no intuito de corrigir possíveis desequilíbrios de tensão nos capacitores C1 e C2. O projeto das três malhas é apresentado nas subseções seguintes.

A Tabela 1 define os parâmetros necessários para o projeto da malha de corrente.

Tabela 1. Parâmetros da malha de corrente.

Parâmetro	Descrição	Valor
V_d	Valor pico a pico do sinal dente de serra do modulador PWM	5 V
$F_m(s)$	Ganho do modulador PWM	0,2
K_{hall}	Ganho do sensor de corrente de efeito Hall	0,001
R_{shunt}	Resistência em paralelo na saída do sensor de corrente	100 Ω
$Hi(s)$	Ganho do elemento de medição da corrente no indutor	0,1 V/A

As especificações e os parâmetros do conversor para o projeto da malha de tensão são dados na Tabela 2.

Tabela 2. Especificações do conversor 3L-SNPC original.

Parâmetros	Valores
Tensão de entrada	$V_r = 220$ Vac
Indutor de entrada	$L_1 = 2$ mH
Resistência série equivalente do capacitor C1 e C2	$R_{se} = 43$ m Ω
Capacitância de C1 e de C2	$C_1 = 2,70$ mF
Resistência de carga	$R_o = 128$ Ω
Tensão de saída total	$V_o = 800$ V
Ciclo de trabalho médio	$D = 0,5$
Frequência de chaveamento	$f_s = 25$ kHz
Período de chaveamento	$T_s = 40$ μ s
Faixa de tensão de entrada eficaz entre fase-neutro	176-264 Vac
Potência de saída por fase (Po)	5 kW

Como em (Lafuente et al., 2010), no intuito de facilitar a modelagem do conversor 3L-SNPC, todos os seus componentes envolvidos são levados a um circuito equivalente mostrado na Figura 6. Para diferenciar entre os componentes do conversor original e os componentes do conversor equivalente que possuam seus valores distintos, é acrescentado o subíndice "eq" que advém do conversor equivalente. Assim, tem-se o diodo de transferência D_{1eq} , o interruptor S_{1eq} , o capacitor de filtro $C_{o_{eq}}$, a resistência série equivalente do capacitor filtro $R_{se_{eq}}$ e o resistor de carga $R_{o_{eq}}$.

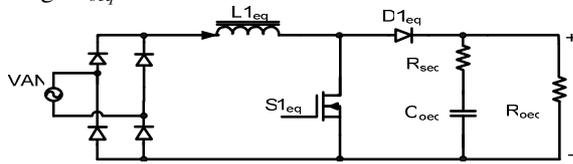


Figura 6. Conversor boost clássico equivalente com PFC.

A partir dos parâmetros da Tabela 2, foram obtidos os parâmetros do conversor equivalente, sendo estes listados na Tabela 3 com seus valores.

Tabela 3. Valores dos parâmetros do conversor equivalente.

Parâmetros	Valores
Tensão de entrada	$V_r = 220$ Vac
Indutor de entrada	$L_{1eq} = L_1 = 2$ mH
Resistência série do capacitor equivalente	$R_{se_{eq}} = R_{se} / r_v^2 = 10,75$ m Ω
Capacitor de saída	$C_{o_{eq}} = C_o \cdot r_v^2 = 10,8$ mF
Resistência de carga	$R_{o_{eq}} = R_o / r_v^2 = 32$ Ω
Tensão de saída total	$V_{o_{eq}} = V_o / r_v = 400$ V
Ciclo de trabalho médio	$D_{o_{eq}} = D = 0,5$
Frequência de chaveamento	$f_{se_{eq}} = f_s = 25$ kHz
Período de chaveamento	$T_{se_{eq}} = T_s = 40$ μ s
Faixa de tensão de entrada eficaz entre fase-neutro	176-264 Vac
Potência de saída por fase	5 kW
Razão entre a tensão de saída do 3L-SNPC e o equivalente	$r_v = V_o / V_{o_{eq}} = 2$

2.1 Projeto da malha interna de controle de corrente

Para o projeto da malha de corrente, inicialmente é necessário obter a função de transferência que relaciona a corrente no indutor com o ciclo de trabalho, $I_{L1}(s)/d(s)$. De acordo com (Nodari, 2011), a função de transferência necessária é:

$$Gi(s) = \frac{I_{L1}(s)}{d(s)} = \frac{V_o(s)}{L_1 s} \quad (1)$$

A seguir são estabelecidos os ganhos considerados constantes no projeto da malha de corrente:

$$Fm(s) = Vd^{-1} \quad (2)$$

$$Hi(s) = k_{hall} \cdot R_{shunt} \quad (3)$$

A técnica de controle por corrente média utiliza ainda uma função de transferência para teste de robustez da malha, definida por:

$$He(s) = 1 + \frac{s}{w_z \cdot Q_z} + \frac{s^2}{w_z^2} \quad (4)$$

Onde W_z e Q_z são respectivamente dadas por:

$$w_z = fs \cdot \pi \quad (5)$$

$$Q_z = -2 / \pi \quad (6)$$

Sendo fs a frequência da ondulação de corrente no indutor L_1 .

A partir dessas funções de transferência, obtém-se então a função de transferência de laço aberto para a malha de corrente sem o compensador, definida por:

$$FTMAi_{sc}(s) = Fm(s) \cdot Gi(s) \cdot Hi(s) \cdot He(s) \quad (7)$$

Substituindo todos os valores, traça-se o diagrama de Bode da função de transferência de (7), sendo ilustrada na Figura 7.

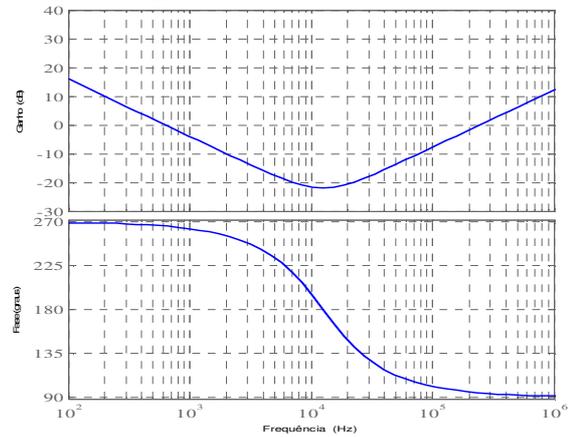


Figura 7. Diagrama de bode de laço aberto da malha de corrente sem o compensador.

Para o projeto do compensador $Ci(s)$, adota-se a frequência de cruzamento da malha de corrente, f_{ci} , para 1/6 da frequência de chaveamento, ou seja, 4,17 kHz. Observando o diagrama de Bode, nessa frequência o sistema apresenta uma atenuação de -16,04 dB. Assim o compensador deve ter um ganho de 16,04 dB (G). Em 4,17 kHz a defasagem do laço aberto sem o compensador (P) é de -120,5 graus. Escolhendo uma margem de fase (MF) de 30 graus

para a malha de corrente com o compensador, calcule-se o avanço de fase requerido:

$$fase_{Ci(s)} = MF - P - 90 = 30 - (-120,5) - 30 = 60,50^\circ \quad (8)$$

Como o valor do avanço de fase é menor que 90 graus, deve ser utilizado o compensador do Tipo 2. Para a alocação de zeros e de pólos, utiliza-se o método do fator k para este compensador. O valor desse fator k para o compensador tipo 2 é dado por:

$$k = \tan\left(\left(fase_{Ci(s)} \cdot \frac{\pi}{360}\right) + \frac{\pi}{4}\right) = 3,80 \quad (9)$$

A localização do zero é determinada por:

$$fzi = \frac{fci}{k} = 1,10kHz \quad (10)$$

A localização do pólo é determinada por:

$$fpi = fci \cdot k = 15,83kHz \quad (11)$$

Enquanto que o segundo pólo do compensador é alocado na origem para eliminar o erro estático para sistemas com referência constante (Ogata, 2007). No caso do diagrama de blocos da Figura 5, a referência para a malha de corrente é senoidal. Para eliminação do erro para referências do tipo senoidal, um controlador ressonante poderia ser utilizado. Neste caso, o controlador seria ineficaz em uma implementação analógica com amplificadores operacionais. Com a função de transferência em (12), ocorrerá um pequeno erro de rastreamento da malha, sendo desprezível na medida em que se aumenta a frequência de cruzamento de laço aberto, o qual foi feito ao considerar fci para 1/6 da frequência de chaveamento. A função de transferência do compensador $Ci(s)$ é definida por:

$$Ci(s) = \frac{G \cdot 2\pi \cdot fzi}{s} \cdot \left(\frac{s}{2\pi \cdot fzi} + 1\right) \cdot \left(\frac{s}{2\pi \cdot fpi} + 1\right)^{-1} \quad (12)$$

Então, optou-se em utilizar a função de transferência em (12) por ser esta de fácil implementação por meio de amplificadores operacionais.

Como forma de verificar o projeto, traça-se agora o diagrama de Bode para o sistema com o compensador, ilustrada na Figura 7.

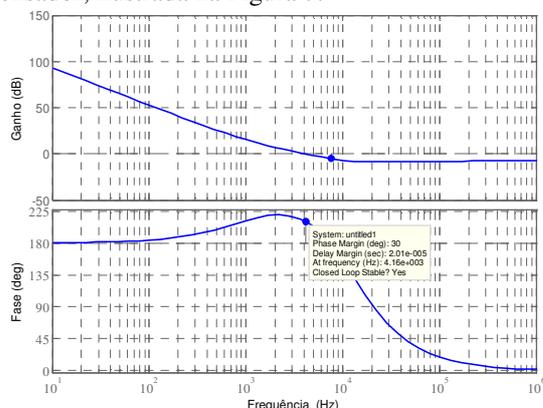


Figura 8. Diagrama de Bode de laço aberto do sistema com o compensador.

Observa-se que na frequência de cruzamento escolhida, o sistema com o compensador possui ganho unitário ou 0 dB e margem de fase de 30 graus.

2.2 Projeto da malha de tensão total do barramento

A seguir são definidos alguns parâmetros necessários para obtenção da função de transferência em laço aberto da malha de tensão. Como a malha interna é rápida, a sua função de transferência de malha fechada pode ser simplificada para (Melo, 2007):

$$A(s) = (Hi(s))^{-1} = 10. \quad (13)$$

O ganho do sensor de tensão de efeito Hall da LEM é adotado em:

$$Hv(s) = 5 / 400 = 12,50 \cdot 10^{-3} \quad (14)$$

A amostragem da tensão de entrada senoidal é obtida por meio de um divisor resistivo. O valor de amostragem da tensão de entrada, que apresenta um formato retificado de 120 Hz, pode ser adotado entre os valores médios de 1 V e 5 V. Para a análise é adotado o valor médio de 1 V:

$$V_{sample_avg} = 1V \quad (15)$$

Finalmente, a função de transferência do sistema em malha aberta sem compensador necessária para o projeto do controle do conversor 3L-SNPC no modo boost é definida por:

$$FTMA_{vc}(s) = A(s) \cdot Z(s) \cdot Hv(s) \cdot V_{sample_avg} \quad (16)$$

Sendo a impedância $Z(s)$ dada por:

$$Z(s) = \left[(1-D) \cdot \frac{R_{oec} \cdot R_{seq}}{R_{oec} + R_{seq}} \right] \cdot \left(\frac{s + \frac{1}{R_{seq} \cdot C_{oec}}}{s + \frac{1}{C_{oec} \cdot (R_{oec} + R_{seq})}} \right) \quad (17)$$

A partir da função de transferência em malha aberta do sistema sem compensador, dada por (16), é traçado então o diagrama de Bode do sistema, como ilustrado na Figura 9.

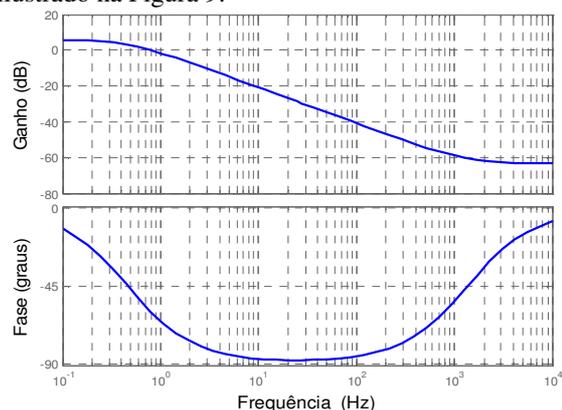


Figura 9. Diagrama de Bode da malha de tensão sem o compensador.

Segundo a teoria de controle (H, Dean Venable, 1983), a frequência de cruzamento (f_{cv}) da função de transferência de laço aberto $FTLA_{cv}(s)$ deve ser menor ou igual que $f_{cv} = fs/2$. Dessa forma optou-se por uma frequência de cruzamento de 10 Hz.

Observando o diagrama de Bode e para esta frequência, o sistema apresenta uma atenuação de -20,72 dB e defasagem de -86,94 graus. Assim o

compensador deve ter um ganho de 20,72 dB em 10 Hz.

Escolhendo agora uma margem de fase (MF) de 60 graus para a malha de tensão com o compensador, calcula-se o avanço de fase requerido para o compensador:

$$fase_{Cv(s)} = MF - P - 90 = 30 - (-120,5) - 90 = 56,94^\circ \quad (18)$$

Como o valor do avanço de fase é menor que 90 graus, deve ser utilizado o compensador do tipo 2. Para a alocação de zeros e de pólos, utiliza-se também o método do fator k para este compensador. O valor desse fator k para o compensador tipo 2 é dado por:

A localização do zero é determinada por:

$$fzv = \frac{fcv}{k} = 2,97Hz \quad (19)$$

A localização do pólo é determinada por:

$$fpv = fcv.k = 33,70Hz \quad (20)$$

O segundo pólo do compensador é alocado na origem para eliminar o erro estático.

Como forma de verificar o projeto, traça-se agora o diagrama de Bode para o sistema com o compensador na Figura 10. Observa-se que na frequência de cruzamento escolhida, o sistema com o compensador possui ganho unitário ou 0 dB e margem de fase de 60 graus. Logo, o projeto do compensador de tensão está concluído. Resta agora o projeto do compensador de tensão diferencial entre os capacitores que compõem o barramento CC.

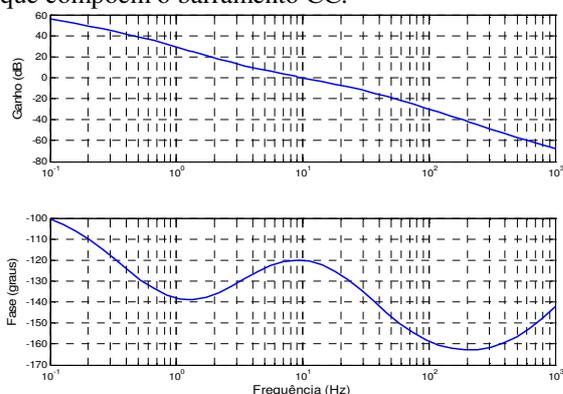


Figura 10. Diagrama de Bode de laço aberto do sistema com o compensador.

2.3 Projeto da Malha de Tensão Diferencial

O controle da tensão diferencial ocorre indiretamente através da manipulação do sinal de corrente, adicionando um nível CC no sinal de referência da malha de corrente $I_{Ll}(s)$, no intuito de manter as tensões sobre os capacitores do barramento CC iguais, mesmo ainda com a aplicação de cargas desequilibradas na saída do retificador.

A partir de (Nodari, 2011) e agora considerando a resistência série equivalente do capacitor, a função de transferência de impedância $Zd(s)$, que expressa a

relação entre a tensão diferencial do barramento CC ($Vdif(s)$) e a corrente de entrada ($I_{Ll}(s)$), é definida por:

$$Zd(s) = \frac{Vdif(s)}{I_{Ll}(s)} = \frac{0,5.R_o.(R_{se}.C_o.s + 1)}{0,5.R_o.C.s + R_{se}.C_o.s + 1} \quad (21)$$

A função de transferência de laço aberto sem compensador é dada pela seguinte expressão:

$$FTMAvd_{sc}(s) = A(s).Zd(s).Hv(s) \quad (22)$$

A partir da função de transferência em malha aberta, obtida por (22), o diagrama de Bode do sistema é apresentado na Figura 11.

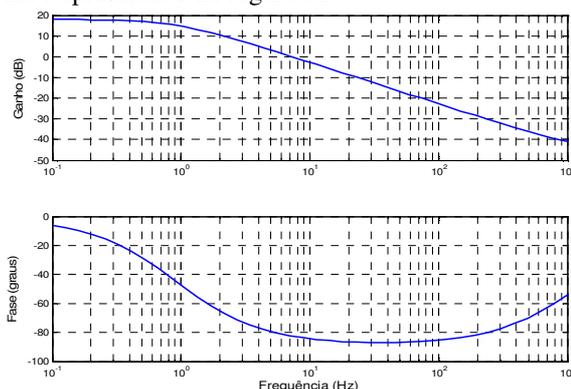


Figura 11. Diagrama de Bode da malha de tensão diferencial sem o compensador.

Como no controle da tensão total, a banda passante da malha de tensão diferencial deve ser significativamente menor que a menor frequência de ondulação de tensão sobre os capacitores do barramento CC para não distorcer o sinal de referência da malha de corrente. Dessa forma, optou-se por uma frequência de cruzamento de 5 Hz ($fcvd$).

Observando o diagrama de Bode e para esta frequência, o sistema apresenta um ganho de 3,22 dB e defasagem de -79,36 graus. Assim o compensador deve ter um ganho de -3,22 dB em 5 Hz.

Escolhendo agora uma margem de fase (MF) de 60 graus para a malha de tensão diferencial com o compensador, calcula-se o avanço de fase requerido para este compensador:

$$fase_{Cvd(s)} = MF - P - 90 = 30 - (-120,5) - 90 = 49,36^\circ \quad (23)$$

Como o valor do avanço de fase é menor que 90 graus, deve ser utilizado o compensador do tipo 2. Para a alocação de zeros e de pólos, utiliza-se também o método do fator k para este compensador. O valor desse fator k para o compensador tipo 2 é dado por:

$$k = \tan\left(\left(fase_{Cvd(s)} \cdot \frac{\pi}{360}\right) + \frac{\pi}{4}\right) = 2,70 \quad (24)$$

A localização do zero é determinada por:

$$fzvd = \frac{fcvd}{k} = 1,85Hz \quad (25)$$

A localização do pólo é determinada por:

$$fpvd = fcvd.k = 13,50Hz \quad (26)$$

O segundo pólo do compensador é alocado na origem para eliminar o erro estático. A função de transferência do compensador é então determinada por:

$$Cvd(s) = \frac{G \cdot 2\pi \cdot fzvd \cdot s}{s} \cdot \left(\frac{s}{2\pi \cdot fzvd} + 1 \right) \cdot \left(\frac{s}{2\pi \cdot fpi} + 1 \right)^{-1} \quad (27)$$

Como forma de verificar o projeto, traça-se agora o diagrama de Bode para a malha de tensão diferencial com o compensador como apresentado na Figura 12.

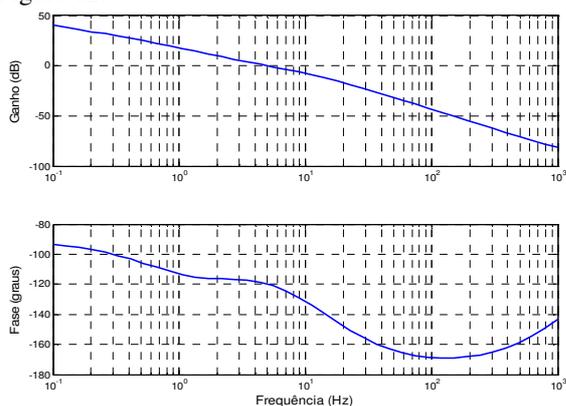


Figura 12. Diagrama de Bode da malha de tensão diferencial com o compensador.

Observa-se que na frequência de cruzamento escolhida, o sistema com o compensador possui ganho unitário ou 0 dB e margem de fase de 60 graus. Logo, o projeto do compensador de tensão diferencial está concluído.

5 Resultados de Simulação

Com o objetivo de verificar a análise teórica é apresentada uma simulação computacional do conversor com o controle projetado. Os resultados de simulação são sempre apresentados para o conversor operando inicialmente no modo retificador e após 0,5 s o conversor é comutado para o modo inversor, ambos operando com potência plena de 15 kW. As simulações são realizadas com potência balanceada no barramento, ou seja, o barramento positivo de +400 V processa a mesma potência do barramento negativo de -400 V. Simulações com potência desbalanceada no barramento também são realizadas, considerando que o barramento positivo processa mais potência que o barramento negativo.

Na Figura 13 são apresentadas as formas de onda de corrente nas três fases juntamente com a forma de onda da tensão fase-neutro da fase A (VAN) para carga balanceada. As correntes nas três fases apresentam o mesmo formato senoidal com baixa distorção harmônica. Observa-se que a corrente da fase A se encontra em fase com a tensão VAN, mostrando a operação do conversor com de 0,99965 no modo retificador e 0,99971 no modo inversor. O THD das

correntes de linha no modo retificador é de 2,42 % e no modo inversor é de 2,12 % apenas.

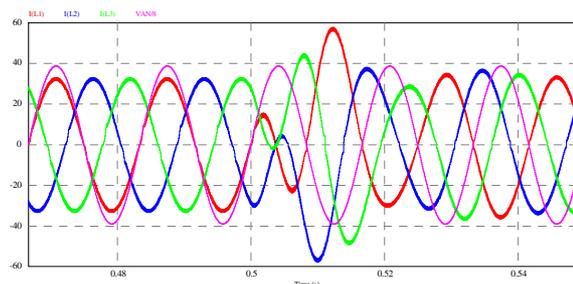


Figura 13 – Correntes nas três fases mais a tensão de fase VAN.

Na Figura 14 são apresentadas tensões iguais em cada capacitor que forma o barramento CC, comprovando o funcionamento da malha diferencial tanto no modo retificador quanto no modo inversor.

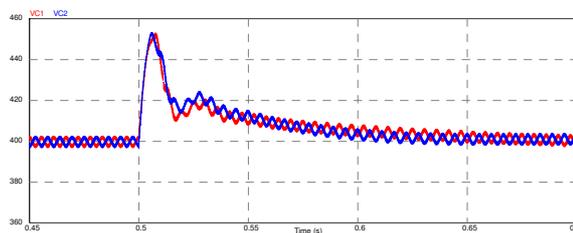


Figura 14 – Tensão sobre o capacitor C1 e C2 com potência balanceada no barramento simétrico.

Na Figura 15 são apresentadas as formas de onda de corrente nas três fases juntamente com a forma de onda da tensão fase-neutro da fase A (VAN) para potência desbalanceada no barramento simétrico (cerca de 10 % da potência nominal). As correntes nas três fases apresentam o mesmo formato senoidal com baixa distorção, porém devido ao desbalanceamento de potência, surge uma pequena componente CC na corrente de cada fase. Essa componente deve ser gerada para garantir o equilíbrio de tensão nos capacitores C1 e C2. Ainda assim com o desbalanceamento, observa-se que a corrente da fase A se encontra em fase com a tensão VAN, mostrando a operação do conversor com alto fator de potência de 0,9919 no modo retificador e 0,9947 no modo inversor. Porém, o THD das correntes de linha no modo retificador é de 12,71 % e no modo inversor é de 10,31 %. Observa-se que o desbalanceamento de potência prejudica consideravelmente o THD das correntes de linha. Uma forma de contornar essa situação, aponta-se a utilização de um conversor bidirecional conectado ao barramento simétrico que permita balancear também a potência processada.

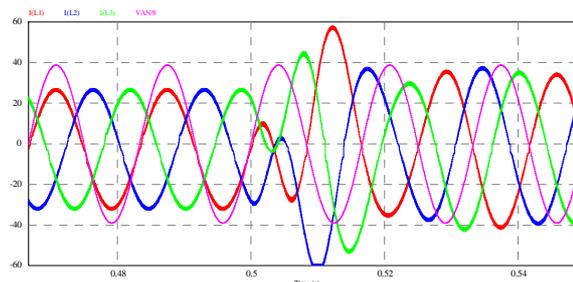


Figura 15 – Correntes nas três fases mais a tensão de fase VAN.

Mesmo com alto desequilíbrio de carga, na Figura 16, é apresentada a tensão sobre cada capacitor onde se observa que a malha diferencial ainda opera satisfatoriamente mantendo a mesma tensão em cada capacitor.

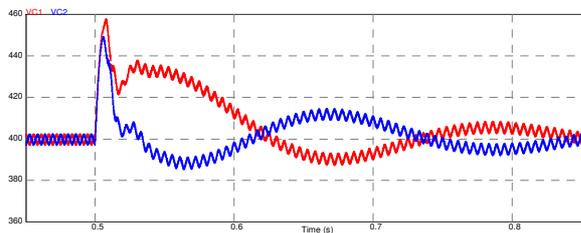


Figura 16 – Tensão sobre cada capacitor do barramento para desbalanceamento de potência.

6 Conclusão

Verifica-se que o conversor é capaz de operar tanto como retificador e como inversor, empregando os mesmos compensadores de tensão e de corrente sem que se altere qualquer parâmetro de controle. O conversor apresenta corrente senoidal nos indutores de filtro em ambos os modos de operação.

A utilização da modulação proposta causa o surgimento de uma pequena distorção logo na passagem da corrente por zero somente quando o conversor opera no modo retificador, mas ainda assim proporciona ao sistema um alto fator de potência.

A malha de tensão diferencial corrige possíveis desequilíbrios de tensão entre os capacitores $C1$ e $C2$ mesmo em situações de desequilíbrio de carga tanto no modo retificador quanto no modo inversor.

7 Agradecimentos

Os autores agradecem a UFC, a UFPI e a UFRSA pelo suporte na elaboração deste trabalho.

8 Referências Bibliográficas

- Barassa, E., 2016. Potential development of electric vehicles production and market in Brazil: a discussion focused on automotive and electric sector strategies. In: Gerpisa, 2016, Puebla.
- Bojrup, M., Karlsson, P., Alakula, M., Simonsson, B., 1998. A dual purpose battery charger for electric vehicles, in: PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 565–570 vol.1.
- Carlton, D., Dunford, W.G., 2001. Multi-level, uni-directional AC-DC converters, a cost effective alternative to bi-directional converters, in: 2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, pp. 1911–1916 vol. 4.
- Florica, D., Gateau, G., Dumitrescu, M., Teodorescu, R., 2007. A new stacked NPC converter: 3L-topology and control, in: 2007 European Conference on Power Electronics and Applications. pp. 1–10.
- H, Dean Venable, 1983. A New Mathematical Tool for Stability Analysis and Synthesis, in: Proceedings Of Powercon 10.
- Holmes, D.G., Lipo, T.A., 2003. Pulse width modulation for power converters: principles and practice. John Wiley, Hoboken, NJ.
- Kolar, J.W., Ertl, H., Zach, F.C., 1996. Design and experimental investigation of a three-phase high power density high efficiency unity power factor PWM (VIENNA) rectifier employing a novel integrated power semiconductor module, in: Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1996. APEC '96. Conference Proceedings 1996., Eleventh Annual, pp. 514–523 vol.2.
- Lafuente, C., Bascopé, R., Lens, E., Bezerra, L., 2010. XVIII Congresso Brasileiro de Automática.
- Lu, X., Iyer, K.L.V., Mukherjee, K., Kar, N.C., 2012. A Dual Purpose Triangular Neural Network Based Module for Monitoring and Protection in Bi-Directional Off-Board Level-3 Charging of EV/PHEV. IEEE Trans. Smart Grid 3, 1670–1678.
- Melo, N., 2007. Conversor boost para mitigação de afundamentos de tensão em acionamentos de velocidade variável. Universidade Federal do Ceará, Fortaleza.
- Nodari, L.M., 2011. Sistema de Controle Digital com Rápida Resposta Transitória para um Retificador Monofásico Meia-Ponte (Dissertação de mestrado). Universidade Estadual de Santa Catarina, Joinville-SC.
- Ogata, K., 2007. Engenharia de controle moderno. Pearson Prentice Hall, São Paulo.
- Singh, B., Singh, B.N., Chandra, A., Al-Haddad, K., Pandey, A., Kothari, D.P., 2004. A review of three-phase improved power quality AC-DC converters. IEEE Trans. Ind. Electron. 51, 641–660.
- Tang, W., Lee, F.C., Ridley, R.B., 1992. Small-signal modeling of average current-mode control, in: Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1992. APEC '92. Conference Proceedings 1992., Seventh Annual, pp. 747–755.
- Williamson, S.S., Rathore, A.K., Musavi, F., 2015. Industrial Electronics for Electric Transportation: Current State-of-the-Art and Future Challenges. IEEE Trans. Ind. Electron. 62, 3021–3032.
- Yilmaz, M., Krein, P.T., 2013. Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles. IEEE Trans. Power Electron. 28, 2151–2169.