

Conversor CC-CC Macro/Micro com Baixa Ondulação de Saída e Alta Largura de Banda

Renan C. Viero* Jeferson V. Flores* Aurélio T. Salton*
Eduardo R. Rohr

* Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do RS (e-mails: renan.viero, jeferson.flores, aurelio.salton@ufrgs.br)

Abstract: This paper presents a two-module DC-DC converter topology based on the macro/micro strategy aiming to obtain a fast response with low voltage ripple. The steady-state design of converter is presented, as well as the development of a decoupled control strategy for each module. The converter design was validated using simulations in the PSIM software.

Resumo: Este trabalho apresenta uma topologia de conversor CC-CC de dois módulos baseada na estratégia macro/micro visando obter uma resposta rápida aliada à baixa ondulação na tensão de saída e mitigação de perdas por comutação. O projeto do conversor em regime estático é apresentado, bem como o desenvolvimento de uma estratégia de controle desacoplada para cada módulo. O projeto do conversor foi validado com uso de simulações no software PSIM.

Keywords: CC-CC Converter; Macro/Micro; IPOS Converter; Switch-mode Regulator;

Palavras-chaves: Conversor CC-CC; Macro/Micro; Conversor IPOS; Regulador de Tensão.

1. INTRODUÇÃO

Conversores estáticos de potência apresentam compromissos de projeto que muitas vezes são antagônicos. Em especial, no que tange o escopo desse trabalho, é a relação entre frequência de operação, ondulação de tensão e corrente, largura de banda e perdas ocasionadas pela comutação dos interruptores de potência. Via de regra, segundo Erickson and Maksimovic (2001), o aumento da frequência de comutação permite que componentes com valores reduzidos sejam empregados, aumentando a largura de banda do conversor para um projeto com mesmas restrições de ondulação de tensão ou corrente. Porém o aumento da frequência acarreta efeitos indesejados, sendo o principal o aumento das perdas por comutação nos interruptores de potência com a consequente redução da eficiência. Para contribuir nesse cenário, este trabalho propõe uma topologia de conversor modular IPOS (*Input Parallel Output Series*) utilizando o conceito macro/micro, onde dois conversores são empregados: um conversor opera em baixa frequência e grande excursão de saída, processando a maior parte da potência visando reduzir as perdas por comutação; um segundo conversor opera com frequência de comutação mais elevada e baixa excursão, conferindo ao conversor resultante um bom desempenho transitório frente a pequenas perturbações e baixa ondulação de saída sem comprometer sobremaneira a eficiência do sistema.

Um dos primeiros trabalhos que formalizou o conceito de conversores IPOS foi Manias and Kostakis (1993). Tais conversores são aplicados quando alta densidade de potên-

cia, alta tensão e elevado ganho são almejados, como em Li et al. (2020) e Artal-Sevil et al. (2019). Normalmente, esses conversores utilizam módulos iguais que apresentam mesma dinâmica, como abordado em Chen et al. (2009) e Jaritz et al. (2018). Alguns trabalhos, como Lee et al. (2019) abordam estratégias de controle não lineares. Outros trabalhos como Zhang et al. (2021) utilizam topologias diferentes para cada módulo, porém são poucos os trabalhos que exploram o controle de conversores IPOS com largura de banda e frequência de comutação distintas.

Atuadores macro/micro foram formalmente apresentados por Sharon (1983) e foram extensivamente aplicados em sistemas mecânicos, como manipuladores robóticos (Sharon et al. (1993)) e em sistemas de disco rígido (Semba et al. (1999)). São compostos por dois mecanismos redundantes que apresentam características bastante distintas, porém complementares. O atuador macro (ou primário) apresenta grande capacidade de excursão e resposta lenta (baixa largura de banda), enquanto o atuador micro (ou secundário) apresenta resposta rápida, porém tem sua excursão substancialmente menor do que a do atuador primário. A ação conjunta desses dois atuadores aliada a uma boa estratégia de controle pode conferir ao sistema resultante a conjunção das vantagens de cada atuador. Da mesma maneira, operando de forma colaborativa, os pontos fracos de cada atuador podem ser mitigados no sistema resultante.

O conversor CC-CC apresentado neste trabalho aplica o conceito macro/micro em um conversor de dois módulos IPOS de alto ganho para regulação de tensão em barramentos CC. O sistema proposto utiliza como módulo primário um conversor *boost* projetado de maneira a processar a maior parte da potência do sistema, acionado com

¹ O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001

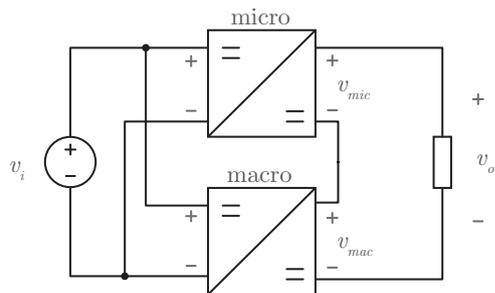


Figura 1. Configuração IPOS do o conversor macro/micro.

modulação por largura de pulso (PWM) com frequência limitada de forma a reduzir as perdas por comutação em detrimento de sua largura de banda e compromissos de ondulação de tensão. Um conversor *flyback* é utilizado como módulo secundário e sua saída é conectada em série com o conversor *boost*. Esse módulo processará a parcela restante da potência total de saída, e seu projeto visa obter uma largura de banda muito maior do que a do conversor primário. Assim, o controle do conversor *flyback* pode ser projetado de maneira a compensar grandes ondulações de tensão na saída do conversor boost e sua maior largura de banda confere ao sistema resultante um comportamento melhor frente a distúrbios. Como resultado, o conversor proposto tende a apresentar um comportamento dinâmico melhor do que conversores de único estágio. Além disso, uma vez que maior parte da potência é processada por um módulo que opera sob baixa frequência de comutação, estima-se que este conversor apresente uma eficiência maior do que conversores de estágio único com características de largura de banda e ondulação de tensão semelhantes.

Ressalta-se que a estratégia proposta não impede que outras técnicas para mitigação de perdas sejam aplicadas conjuntamente em cada módulo, como técnicas de comutação suave, por exemplo. Além disso, foram escolhidas topologias básicas e não foram consideradas estratégias alternativas de comutação para que as vantagens (e desvantagens) na utilização do conceito macro/micro sejam facilmente evidenciadas.

2. CONVERSOR IPOS MACRO/MICRO

A Figura 1 apresenta o conversor IPOS macro/micro de dois módulos proposto neste trabalho. Dois conversores acionados com frequência de comutação fixa são empregados, tendo suas entradas conectadas em paralelo e suas saídas em série. Conforme Chen et al. (2009), a tensão de saída em regime permanente de conversores IPOS é a soma da tensão de cada módulo, enquanto a corrente de saída é compartilhada pelos conversores. A potência fornecida por cada módulo, portanto, é proporcional à tensão de saída do módulo. O conversor macro (ou primário) é projetado de maneira à obter uma grande excursão na tensão de saída, i.e., operará com valores médios de tensão (e consequentemente potência) substancialmente maiores do que à do conversor micro. O conversor micro (ou secundário) é projetado visando obter uma alta largura de banda em uma excursão menor de sua tensão de saída.

Uma vez que o maior compromisso com largura de banda elevada ocorre no conversor micro, o conversor macro pode ser projetado com uma frequência de comutação menor do

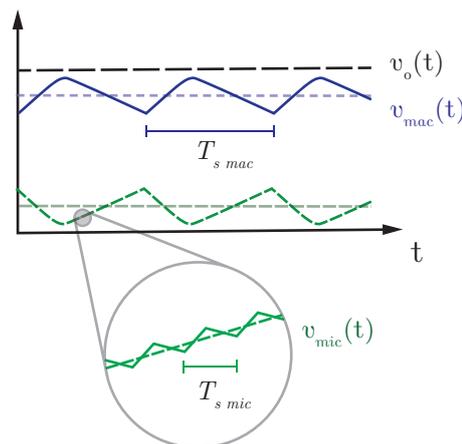


Figura 2. Formas de onda esperadas em cada módulo na saída do conversor macro/micro. A tensão de saída v_o é a soma das tensões v_{mic} e v_{mac} .

que em um conversor de único estágio. Como consequência, as perdas por comutação são reduzidas. A distinta largura de banda entre os conversores macro e micro permite que o conversor micro atue de modo à compensar a ondulação de tensão do módulo primário. Assim, o conversor macro pode ter sua restrição de ondulação de tensão relaxada no projeto, o que contribui na redução dos valores necessários para capacitâncias. Ademais, o uso de capacitâncias reduzidas melhora o desempenho transitório do conversor primário, aumentando sua largura de banda. A Figura 2 apresenta uma ilustração das formas de onda em cada um dos módulos bem como a tensão resultante na carga.

Adicionalmente, o efeito complementar que confere aos módulos características distintas de largura de banda e excursão de tensão permite que uma metodologia desacoplada seja empregada para o controle de cada conversor, análogo ao apresentado por Salton (2011), simplificando sobremaneira o esforço do projetista.

A adoção da topologia IPOS para este conversor, todavia, trás compromissos adicionais de projeto, uma vez que exige que os conversores sejam projetados de maneira a compartilhar a corrente de saída. Além disso, essa abordagem normalmente implica o uso de conversores isolados, o que aumenta os custos, as perdas e o esforço de projeto desses conversores. Também pelo fato do conversor micro ter sua excursão limitada, mesmo tendo um bom comportamento frente à pequenos distúrbios, este conversor terá sua largura de banda constricta pelas características do conversor macro quando grandes perturbações são aplicadas ao sistema.

Uma metodologia de projeto em regime estático é proposta neste trabalho. Nela serão utilizados um conversor *boost* como conversor primário e um conversor *flyback* como conversor secundário, conforme Figura 3.

3. EXEMPLO DE PROJETO EM REGIME ESTÁTICO

A metodologia de projeto estático aqui proposta considera que o conversor macro opera em malha aberta. Seu projeto, nesse contexto, é função da potência processada por esse módulo em relação a potência total do conversor. A potência do conversor primário é arbitrada de maneira

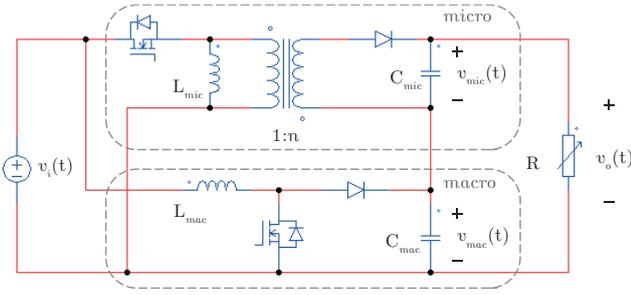


Figura 3. Topologia do conversor macro/micro utilizando o conversor boost como macro e um conversor flyback como micro.

que este processe a maior parcela da potência do sistema. Porém, há um compromisso entre potência e tensão de saída que cada estágio pode fornecer. A tensão média fornecida pelos conversores na configuração IPOS é diretamente proporcional à sua potência de saída, uma vez que as saídas estão conectadas em série. Assim, a definição da razão entre potência do conversor primário e a potência total delimita a tensão média e a máxima excursão do conversor micro em um período de comutação do conversor macro, conforme já ilustrado na Figura 2. Ressalta-se que quanto maior a parcela de potência processada pelo conversor macro (e conseqüentemente sua excursão de saída), mais limitado será o desempenho em regime transitório do sistema devido à menor largura de banda deste conversor quando comparada ao conversor micro, porém menor serão as perdas por comutação. A luz disso, pode-se definir

$$\mu = \frac{P_{mac}}{P_o} = \frac{V_{mac}}{V_o} \quad (1)$$

como a razão entre a tensão média total de saída V_o e a tensão média no conversor macro V_{mac} . O parâmetro μ pode também ser definido em termos de potência total de saída P_o e potência do módulo primário P_{mic} . De maneira análoga pode-se escrever

$$1 - \mu = \frac{P_{mic}}{P_o} = \frac{V_{mic}}{V_o}. \quad (2)$$

Novamente recorrendo à Figura 2, nota-se que a máxima ondulação para o conversor macro é função da sua tensão média e da tensão de saída V_o desejada, uma vez que com a topologia escolhida para o conversor micro só é possível operar no primeiro quadrante. Assim, a máxima ondulação no conversor macro é

$$\frac{\Delta v_{mac}^*}{2} = V_o - V_{mac} = (1 - \mu)V_o. \quad (3)$$

Usualmente os limites de ondulação são arbitrados de maneira a se obter tensões ou correntes com baixo conteúdo harmônico na saída. Por outro lado, visando obter um conversor macro com a melhor largura de banda dentro da excursão projetada, o valor de ondulação de tensão Δv_{mac} de projeto deve ser escolhido com valor próximo ao de Δv_{mac}^* .

Arbitrando Δv_{mac} é possível então projetar o conversor macro utilizando regras já bem conhecidas, sendo Martins and Barbi (2008) uma referência comumente empregada.

As equações para o projeto serão apresentadas aqui apenas para demonstrar a relação entre as variáveis de interesse para o conversor macro/micro.

3.1 Conversor Macro (boost)

Considerando operação no modo de condução contínuo, o ciclo de trabalho D_{mac} em regime estático para o conversor *boost* pode ser calculado em função de V_o e da tensão de entrada V_i usando

$$D_{mac} = 1 - \frac{1}{\mu \frac{V_o}{V_i}}. \quad (4)$$

A indutância crítica pode ser escrita em função do parâmetro μ e da frequência de comutação f_{mac} ,

$$L_{cri_{mac}} = \frac{D_{mac} V_i^2}{2\mu f_{mac} P_o}. \quad (5)$$

Finalmente, a capacitância de saída do conversor macro pode ser calculada empregando

$$C_{mac} = \frac{\mu P_o D_{mac} (1 - D_{mac})}{f_{mac} V_i \Delta v_{mac}}. \quad (6)$$

3.2 Conversor Micro (flyback)

O projeto estático do conversor micro exige mais cuidado uma vez que sua saída irá compensar a ondulação do conversor macro. Assume-se nesta etapa o quase-estatismo: a saída do conversor macro não sofre alterações em um período de comutação do conversor micro. Essa premissa está alinhada com ideia de conferir aos conversores uma largura de banda bastante distinta mediante uso de uma frequência de comutação mais elevada para o conversor micro. Assim, pode-se definir a tensão mínima e máxima em regime permanente para este módulo em função da tensão média e ondulação máxima no conversor macro,

$$\begin{aligned} V_{mic_{min}} &= (1 - \mu)V_o - \frac{\Delta v_{mac}}{2} \\ V_{mic_{max}} &= (1 - \mu)V_o + \frac{\Delta v_{mac}}{2}. \end{aligned} \quad (7)$$

É possível obter o ciclo de trabalho máximo e mínimo do conversor *flyback* de acordo com a tensão de entrada e a relação de transformação n utilizando

$$D_{mic} = \frac{V_{mic}}{V_{mic} - nV_i}. \quad (8)$$

Aplicando (7) em (8) definem-se os limites de operação de razão cíclica do módulo secundário $D_{mic_{min}}$ e $D_{mic_{max}}$.

A potência processada pelo conversor micro em um intervalo de comutação do conversor macro não é constante, uma vez que sua tensão média acompanha a ondulação do conversor macro. Novamente, uma referência à Figura 2 para melhor compreensão pode ser necessária. Visando evitar que o conversor micro não apresente uma alteração em seu modo de condução em operação nominal, a indutância

de magnetização do transformador deve ser corretamente selecionada. Para o módulo secundário, a indutância de magnetização crítica (referida ao secundário) pode ser calculada utilizando (9).

$$L_{cri_{mic}} = \frac{nV_oV_iD_{mic}(1 - D_{mic})}{2f_{mic}P_o} \quad (9)$$

O valor da indutância crítica é função do ciclo de trabalho aplicado ao conversor micro, uma vez que todas as demais grandezas envolvidas são parâmetros de projeto fixas. O maior valor de $L_{cri_{mic}}$, considerando o intervalo $\{0 < D_{mic} < 1\}$, ocorre quando $D_{mic} = \frac{1}{2}$. Assim, para garantir MCC, deve-se considerar $D_{mic} = \frac{1}{2}$ caso o intervalo $\{D_{mic_{min}}, D_{mic_{max}}\}$ contenha $\frac{1}{2}$. Caso $D_{mic_{min}} > \frac{1}{2}$, calcular $L_{cri_{mic}}$ utilizando $D_{mic_{min}}$ garante MCC para qualquer caso. Na situação em que $D_{mic_{max}} < \frac{1}{2}$, utilizar $D_{mic_{max}}$ em (9) garante MCC durante toda excursão do conversor micro. Para garantir MCD, porém, deve utilizar $\min(D_{mic_{min}}, D_{mic_{max}})$.

Neste conversor, deseja-se manter o MCC em toda a excursão do conversor micro e macro. Isso é motivado em parte pela mitigação de perdas no núcleo do transformador e perdas CA nos enrolamentos, uma vez que conversores que operam no MCD apresentam grande variação no fluxo magnético causado pela grande excursão de corrente nas bobinas, segundo apresentado em Dixon (2011). Outro motivo pela adoção do MCC é a utilização de modelos dinâmicos mais simples, o que facilita o projeto e validação dos compensadores.

O capacitor de saída do conversor secundário é calculado de acordo com a ondulação máxima desejada para o conversor micro Δv_{mic} .

$$C_{mic} = \frac{D_{mic_{max}}P_o}{V_o f_{mic} \Delta v_{mic}} \quad (10)$$

Neste ponto, vale a reflexão acerca da escolha de alguns parâmetros de projeto. Uma vez que μ indica a excursão relativa em regime estacionário, e consequentemente a potência média processada pelos módulos, a frequência de comutação deve ser escolhida de maneira tirar proveito disso quanto a perdas por comutação. Quanto maior a razão entre f_{mic} e f_{mac} em conjunto com um valor elevado de μ , mais distinta a largura de banda entre os conversores e menores serão as perdas por comutação. Porém, quanto maior o valor de μ , menor será a capacidade do conversor micro mitigar pequenos transitórios. A escolha de μ e das frequências se tornam, portanto, os grandes compromissos do projeto estático do conversor macro/micro.

3.3 Estimação de Perdas nos Interruptores

Como mencionado, espera-se a mitigação das perdas por comutação. As perdas nos interruptores de potência são estimadas com base no trabalho de Barbi (2007), onde a perda total (P_{loss}) é a soma das perdas por condução (P_{cond}) e comutação (P_{sw}) nos interruptores. No caso específico de um conversor macro/micro que utiliza MOSFETs, as perdas por condução para cada módulo são calculadas utilizando

$$P_{cond} = r_{ds}I_{S_{RMS}}^2 + V_D I_D + r_D I_{D_{RMS}}^2, \quad (11)$$

onde r_{ds} é a resistência dreno-fonte do MOSFET, r_D e V_D são a resistência dinâmica e a tensão de polarização direta do diodo, respectivamente. A corrente eficaz na chave ($I_{S_{RMS}}$), a corrente eficaz no diodo ($I_{D_{RMS}}$) e a corrente média I_D no diodo são calculadas de acordo com a topologia de cada módulo.

De especial interesse são as perdas por comutação, uma vez que é nesse ponto que se esperam os maiores ganhos na eficiência. As perdas por comutação no módulo primário podem ser aproximadas por

$$P_{sw_{mac}} = f_{mac} \frac{\mu P_o (t_r + t_f)}{2(1 - D_{mac})} + f_{mac} \mu \left(V_o Q_{rr} + \frac{P_o t_{rd}}{2(1 - D_{mac})} \right) + \frac{\mu V_o V_i D_{mac} (t_f - t_r + t_{rd})}{4L_{mac}}, \quad (12)$$

onde Q_{rr} é a carga de recuperação reversa do diodo, t_{rd} o tempo de subida quando o diodo entra em condução e t_r e t_f o tempo de entrada e bloqueio do MOSFET.

Para o módulo secundário, as perdas por comutação serão

$$P_{sw_{mic}} = f_{mic} \frac{V_{DS_{off}} P_o (t_r + t_f)}{2V_o (1 - D_{mic})} + f_{mic} V_{D_{off}} \left(Q_{rr} + \frac{P_o t_{rd}}{2V_o (1 - D_{mic})} \right) + \frac{D_{mic} V_i (V_{DS_{off}} (t_f - t_r) + V_{D_{off}} t_{rd})}{4L_{mic}}, \quad (13)$$

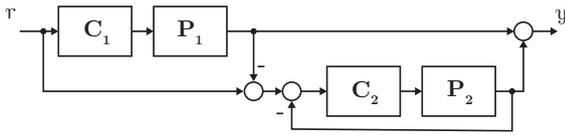
onde $V_{DS_{off}} = \frac{1-\mu}{n} V_o + V_i$ é a tensão dreno-fonte média durante o bloqueio e $V_{D_{off}} = (1 - \mu)V_o + nV_i$ a tensão reversa média no diodo.

Nota-se que não é direta a análise de eficiência global, mas fica clara uma dependência das perdas por comutação com a frequência que o módulo opera.

4. MODELO DE PEQUENOS SINAIS E PROJETO DO CONTROLADOR

Projetando os conversores com larguras de banda suficientemente distintas mediante escolha de um parâmetro μ próximo à unidade e uma relação entre as frequências de comutação elevada torna possível o projeto dos compensadores de maneira desacoplada, análogo ao apresentado em Salton (2011).

O diagrama de blocos da estrutura de controle empregada é apresentada na Figura 4. P_1 e P_2 são os modelos do conversor macro e micro, respectivamente. C_1 e C_2 são seus respectivos compensadores. Optou-se pelo controle *feedforward* do conversor macro para regular a tensão média na saída desse módulo, enquanto o erro residual entre a tensão desejada e a saída total do conversor é utilizado como entrada de um sistema de controle realimentado para o conversor micro. Dessa forma, espera-se mitigar o efeito de ondulação na saída do módulo primário. Projetar



$$\omega_{0_{mac}} = \frac{1 - \tilde{D}_{mac}}{\sqrt{L_{mac}C_{mac}}} \quad (16)$$

$$\omega_{0_{mic}} = \frac{1 - \tilde{D}_{mic}}{\sqrt{L_{mic}C_{mic}}}$$

Figura 4. Estratégia de controle empregada.

o conversor macro para operar no MCC com indutância substancialmente acima da indutância crítica fará com que a tensão média não sofra alterações em seu valor de regime para pequenas alterações na carga. Devido a característica mais rápida de ação do controlador micro, essas pequenas perturbações serão rejeitadas pelo seu compensador.

Os modelos das plantas P_1 e P_2 contém a dinâmica dos módulos do conversor de potência. Especial atenção será dada ao projeto do compensador C_2 , uma vez que é a única malha de controle com realimentação. Reitera-se que este trabalho parte da premissa de que os conversores apresentam largura de banda suficientemente distinta, de tal forma que se possa obter os modelos dinâmicos de maneira individual para cada módulo e que o projeto dos compensadores possa ser realizado de maneira desacoplada.

4.1 Modelos dinâmicos dos conversores

Há na bibliografia uma extensa variedade de técnicas para obtenção dos modelos de pequenos sinais em conversores estáticos, grande parte delas abordadas no livro já mencionado de Erickson and Maksimovic (2001). Neste trabalho utilizou-se o modelo médio no espaço de estados e, a partir deste, funções de transferência foram obtidas a partir do modelo linearizado. Sem pormenores, a função de transferência para o conversor *boost* é

$$G_{mac}(s) = \frac{V_i(-s\frac{L_{mac}}{(\tilde{D}_{mac}-1)^2} + R)}{(s^2 + \frac{1}{RC_{mac}}s + \frac{(\tilde{D}_{mac}-1)^2}{L_{mac}C_{mac}})} \quad (14)$$

A função de transferência para o conversor *flyback*, por sua vez,

$$G_{mic}(s) = \frac{nV_i(-s\frac{\tilde{D}_{mic}L_{mic}}{(\tilde{D}_{mic}-1)^2} + R)}{(s^2 + \frac{1}{RC_{mic}}s + \frac{(\tilde{D}_{mic}-1)^2}{L_{mic}C_{mic}})} \quad (15)$$

As funções apresentadas relacionam a tensão de saída de cada módulo com seu sinal de controle, sendo este o ciclo da trabalho aplicado ao conversor. Nos modelos, R é a carga em regime estático conectada à saída do conversor macro/micro, sendo $\frac{V_o^2}{P_o}$. A linearização é realizada em torno de um ponto de operação, \tilde{D}_{mac} e \tilde{D}_{mic} para cada conversor, e assume-se V_i constante.

Os zeros de fase não mínima nas funções de transferência desses conversores normalmente ocorrem em frequências superiores à frequência de comutação. Isso permite aproximar a largura de banda utilizando a frequência natural dos polos (que serão normalmente complexos). As frequências naturais do conversor micro e macro são

Tais equações evidenciam a necessidade em se estabelecer frequências de comutação bastante distintas, de modo que a largura de banda do conversor micro seja suficientemente elevada para que este consiga compensar ondulações de tensão no conversor macro. Via de regra, deve-se projetar os conversores de maneira que $\omega_{0_{mic}} \gg 2\pi f_{mac}$, e isso normalmente é alcançado fazendo $f_{mic} \gg f_{mac}$.

4.2 Projeto dos controladores

Remetendo à Figura 4, o controle do conversor macro é realizado utilizando uma estratégia *feedforward* de maneira que o ganho DC do sistema C_1P_1 seja igual à razão μ , assim, o controlador C_1 será

$$C_1 = 1 - \frac{V_i}{\mu \cdot r} \quad (17)$$

onde a referência r é o valor de saída V_o desejada.

Há muitas opções para o projeto do compensador C_2 . Nesta primeira etapa de validação do conversor macro/micro será realizado o projeto de um compensador utilizando o lugar geométrico das raízes visando zerar o erro médio da tensão de saída em um regime permanente, buscando também a melhor resposta transitória com tempo de acomodação igual ou inferior a 1ms. Será considerada uma referência do tipo salto para sintonia dos parâmetros desse compensador. Mesmo que a referência do conversor micro não seja constante, ainda assim espera-se obter uma substancial redução da ondulação residual da tensão de saída e uma boa característica de regulação e rastreamento. A forma geral da função de transferência empregada para o compensador C_2 é

$$C_2(s) = k \frac{s^2 + 2\xi\omega_0s + \omega_0^2}{s(s+p)} \quad (18)$$

Zeros complexos são alocados com o objetivo de atrair ou mesmo cancelar os polos complexos de (15), enquanto um polo rápido p é utilizado para manter a causalidade do compensador e o integrador é empregado para compensar o erro de tensão média do estágio macro.

5. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para validar o projeto tanto em regime estacionário quanto transitório, um conversor foi projetado utilizando o software MATLAB e simulado utilizando o software PSIM. A Tabela 1 apresenta os parâmetros de projeto para o conversor macro/micro simulado neste trabalho, um conversor com potencial uso em sistemas fotovoltaicos de pequeno porte para regulação de tensão em barramentos CC.

Seguindo a metodologia apresentada na Seção 3, os valores de componentes e características resultantes de cada conversor são dispostos na Tabela 2.

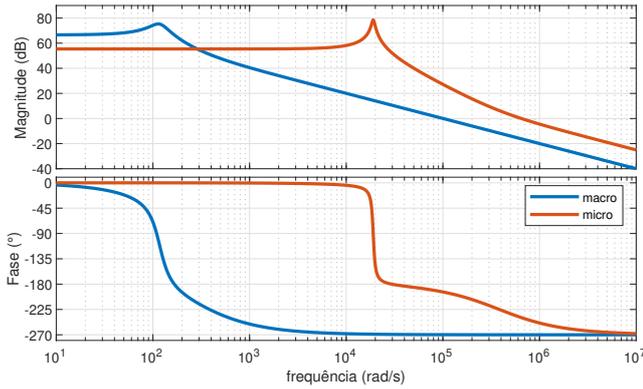


Figura 5. Resposta em frequência de $G_{mac}(s)$ e $G_{mic}(s)$.

Para garantir MCC em ambos os módulos frente pequenas perturbações, optou-se por utilizar $L_{mac} = 2L_{cri_{mac}}$ e $L_{mic} = 2L_{cri_{mic}}$.

5.1 Sintonia do controlador $C_2(s)$

De posse dos valores de componentes, é possível obter a função de transferência dos conversores, bem como é possível avaliar suas larguras de banda, localização das raízes e avaliar a resposta em frequência dos mesmos. Os modelos dinâmicos apresentados em (14) e (15) foram obtidos utilizando os pontos de operação $\tilde{D}_{mac} = D_{mac}$ e $\tilde{D}_{mic} = D_{mic_{max}}$. As equações numéricas serão suprimidas em favor de uma análise gráfica. A Figura 5 apresenta a resposta em frequência do modelo de pequenos sinais do conversor macro e do conversor micro.

Fica evidente a distinta largura de banda entre os dois módulos. O conversor macro apresenta polos complexos cuja frequência natural é $117,64 \text{ rad/s}$ com o fator de amortecimento 0,2, enquanto o conversor micro apresenta frequência natural é $19,053 \text{ krad/s}$ e fator de amortecimento 0,035.

O compensador $C_2(s)$ pode então ser projetado considerando o modelo do conversor micro. Os zeros de $C_2(s)$ são alocados de maneira a cancelar os polos complexos de

Tabela 1. Parâmetros básicos do projeto estático do conversor.

Parâmetro	Valor Utilizado
P_o	1000 W
μ	0,8
f_{mac}	200 Hz
f_{mic}	100 kHz
V_i	48 V
V_o	400 V
Δv_{mac}	$0,5\Delta v_{mac}^*$
Δv_{mic}	4 V

Tabela 2. Valores resultantes do projeto estático do conversor macro/micro.

Conversor Macro		Conversor Micro	
D_{mac}	0,85	$D_{mic_{min}}$	0,454
$L_{cri_{mac}}$	6,12 mH	D_{mic}	0,625
C_{mac}	132,81 μ F	$D_{mic_{max}}$	0,714
V_{mac}	320 V	$L_{cri_{mic}}$	24 μ H
Δv_{mac}	80 V	C_{mic}	4,46 μ F
		V_{mic}	80 V

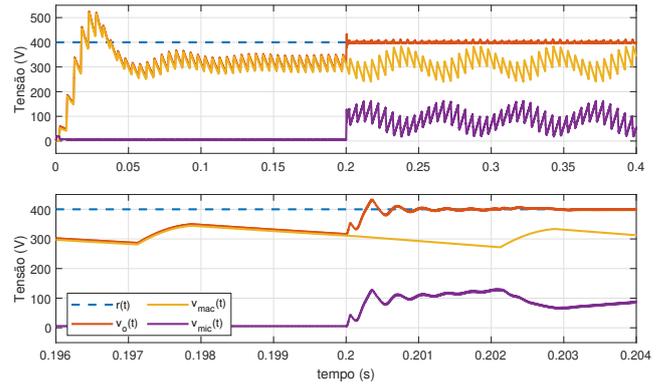


Figura 6. Resposta do conversor macro/micro. O controle em malha fechada do conversor micro é ligado apenas em $t = 0.2 \text{ s}$.

$G_{mic}(s)$. Um integrador é utilizado para correção do erro e um polo rápido foi alocado em $2\pi 5000 \text{ rad/s}$ para manter $C_2(s)$ causal. O ganho foi sintonizado via lugar geométrico das raízes de maneira a obter um tempo de acomodação menor que 1ms.

$$C_2(s) = 0,005 \frac{s^2 + 2 \cdot 0,035 \cdot 19100s + 19100^2}{s(s + 2\pi 5000)} \quad (19)$$

Empregando este controlador no ambiente MATLAB, obteve-se uma resposta ao salto em malha fechada com erro nulo, tempo de acomodação aproximadamente $\frac{1}{3} \text{ ms}$ e 20% de sobressinal.

5.2 Simulações do conversor Macro/Micro

Para validar a topologia e estratégia de controle proposta, simulações foram realizadas no software PSIM. A estrutura de controle sugerida na Figura 4 foi aplicada ao conversor.

O controle do módulo primário é mantido ligado, enquanto o controle do módulo secundário só é ligado em $t = 0.2 \text{ s}$ (antes disso o conversor secundário é acionado em malha aberta com razão cíclica constante 0,1). O conversor é submetido à tensão nominal de projeto, $r(t) = 400 \text{ V}$. Os resultados desta simulação são apresentados na Figura 6, onde se percebe no detalhe do transitório que os requisitos de projeto do controlador foram parcialmente atendidos, uma vez que o tempo de acomodação foi sensivelmente maior do que 1 ms . A Figura 7 apresenta o comportamento em regime permanente do conversor, detalhando a ondulação de tensão de saída e o surgimento de um ciclo limite nas tensões v_{mac} e v_{mic} com o fechamento da malha do módulo secundário. A frequência dessa ondulação coincide com a frequência do pico ressonante do módulo primário (vide Figura 5).

O comportamento de rastreamento desse conversor é estudado aplicando uma redução de 10% em seu sinal de referência no instante $t = 0,3 \text{ s}$. A Figura 8 apresenta o resultado desta simulação, onde um bom comportamento de rastreamento é observado. O conversor apresentou à essa pequena variação em sua tensão de referência um tempo de acomodação pouco menor que 1 ms .

Para avaliar o conversor quanto sua regulação, mantendo a referência constante, uma variação de 20% na tensão

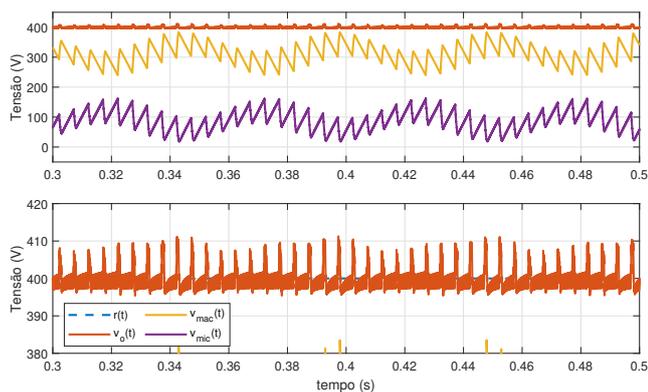


Figura 7. Detalhe da resposta em regime permanente, onde a ondulação máxima de v_o não superou 15 V (inferior a 5% da tensão média de saída). Há o surgimento de um ciclo limite nas tensões v_{mac} e v_{mic} .

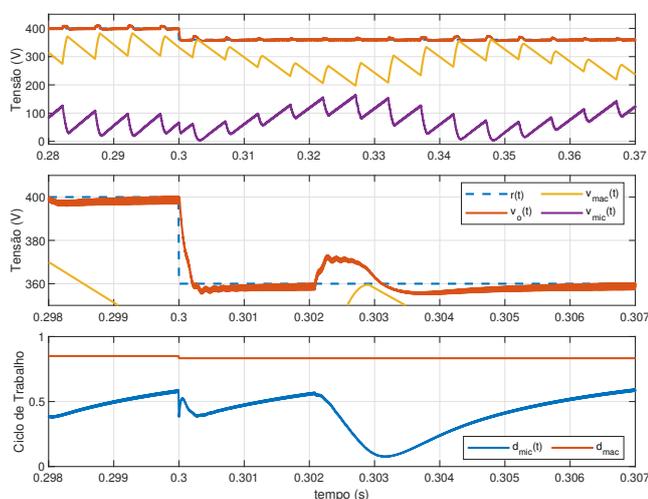


Figura 8. Comportamento de rastreamento do conversor macro/micro. Variação de 10% no *setpoint* aplicada em $t = 0,3$ s. Um detalhe é apresentado na segunda figura, enquanto os sinais de controle para ambos os módulos são apresentados na última imagem.

de alimentação no instante $t = 0,3$ s foi aplicada, ou seja, $v_i(t) = 48 + 9,6u(t-3)$ V. A Figura 9 apresenta o efeito do distúrbio na tensão de saída bem como a reação dos sinais de controle. A perturbação foi rapidamente compensada pelo módulo secundário.

O conversor foi submetido à uma redução de 50% de sua carga nominal aplicada no instante $t = 0,3$ s. Uma vez que as indutâncias utilizadas foram projetadas com o dobro do valor da indutância crítica, pequenas variações na carga tem pouco efeito na resposta do sistema, como pode ser observado na Figura 10. É notável a redução nas ondulações tanto na tensão do módulo primário (causada pela diminuição da carga) quanto na amplitude do ciclo limite nas tensões $v_{mic}(t)$ e $v_{mac}(t)$. Com o aumento do valor de R há também uma sensível redução na ondulação residual de tensão na saída do conversor.

Foi aplicada uma variação de 100% na carga em $t = 0,3$ s. Nessa situação, o conversor macro experimenta uma mudança no modo de condução em regime permanente, observável na Figura 11, onde as correntes nas indutâncias

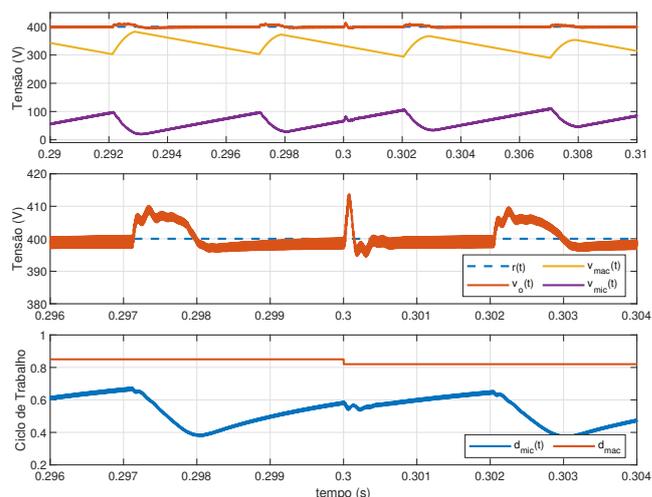


Figura 9. Comportamento de regulação do conversor macro/micro. Aumento de 20% em sua tensão de alimentação aplicada em $t = 0,3$ s. A segunda imagem detalha o efeito na tensão v_o , enquanto a terceira imagem apresenta os sinais de controle.

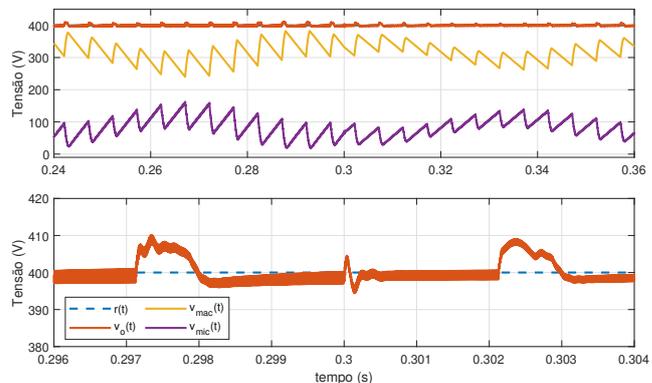


Figura 10. Comportamento de regulação do conversor macro/micro. Variação de 50% em sua carga aplicada em $t = 0,3$ s ($R = 160 + 80u(t-3)$).

são apresentadas. Mesmo com a mudança no modo de condução, o conversor continua regulando a tensão de saída de maneira satisfatória. Caso se deseje operar sob grandes variações de R o controle *feedforward* do conversor primário deve ser reprojetoado, uma vez que o ganho estático se torna função de R no MCD. Notório que no MCD o conversor não apresenta um ciclo limite evidente.

5.3 Estimação de perdas nos interruptores

Para avaliar o desempenho quanto a perdas nos interruptores, o conversor macro/micro foi comparado a um conversor *boost* projetado com a mesma largura de banda e mesmo ripple de tensão (15V). Para alcançar este desempenho, o conversor de módulo único deve operar com frequência de 58,2 kHz, ter indutância 34,833 μH (o dobro de sua indutância crítica) e capacitância de 2,5198 μF. Os resultados da estimação de perdas e resultados obtidos utilizando o *thermal module* no software PSIM são apresentados na Tabela 3. Valores entre parênteses indicam resultados de simulação. Os interruptores utilizados foram o IRFP460 e o STTA206S em todos os conversores simulados.

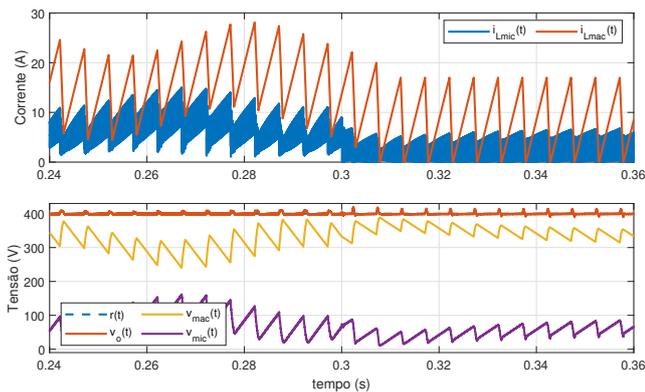


Figura 11. Comportamento de regulação do conversor macro/micro frente uma variação de 100% em sua carga aplicada em $t = 0,3\text{ s}$ ($R = 160 + 160u(t - 3)$).

A diferença entre as perdas por condução calculadas e simuladas no caso do conversor *boost* se deve ao fato que este conversor é ensaiado em malha aberta, não alcançando os valores nominais de projeto. Outro ponto a ser notado é que as perdas por comutação foram sensivelmente subestimadas em ambos os conversores. Mesmo com as discrepâncias (já esperadas) entre as simulações e estimação, os resultados demonstram substancial contribuição na eficiência mediante mitigação de perdas por comutação, mote deste trabalho.

6. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou uma topologia de conversor CC-CC de dois módulos baseada na estratégia macro/micro visando obter uma resposta rápida aliada à baixa ondulação na tensão de saída, com possível potencial para mitigação de perdas por comutação. A topologia se apresenta como uma alternativa promissora, uma vez que os resultados de simulação indicam ótimo desempenho transitório frente pequenas perturbações e alterações no sinal de referência. Alia-se ao desempenho dinâmico satisfatório o bom desempenho de ondulação da tensão de saída, o que reforça o potencial dessa topologia. Devido à natureza do sinal de referência do módulo secundário espera-se obter resultados melhores aplicando compensadores ressonantes ou repetitivos. Esse será um dos iminentes passos vindouros dessa linha de pesquisa.

O advento da realimentação ocasionou o surgimento de um ciclo limite. Isso evidencia que o acoplamento entre os módulos não pode ser totalmente desconsiderado, pois a amplitude da ondulação desse ciclo limite pode dificultar ou mesmo inviabilizar a compensação da ondulação pelo conversor micro. O estudo do acoplamento entre os módulos se apresenta como fecunda área para futuros trabalhos.

O emprego de frequências distintas enseja a utilização de componentes com características que se adéquem a cada módulo, como o emprego de interruptores com menores

perdas por condução no conversor macro e interruptores rápidos no conversor micro, o que possivelmente contribuirá ainda mais para a redução das perdas quando comparado à conversores monoestágio que empregam *hard switching*. Além disso, um estudo mais abrangente sobre as perdas envolvendo o transformador e elementos parasitas - bem como um ensaio prático - deve ser realizado para comprovação do potencial ganho de eficiência do conceito macro/micro.

REFERÊNCIAS

- Artal-Sevil, J., Domínguez-Navarro, J., and Martínez D.; Bernal-Ruiz, C. (2019). Control and design of an ipos dc-dc converter applied to high voltage dc transmission in a wave energy converter. *2019 Fourteenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*.
- Barbi, I. (2007). *Projeto de Fontes Chaveadas*. Ed do Autor, 2ed edition.
- Chen, W., Ruan, X., Yan, H., and Tse, C.K. (2009). Dc/dc conversion systems consisting of multiple converter modules: Stability, control, and experimental verifications. *IEEE Transactions on Power Electronics*.
- Dixon, L.H. (2011). *Magnetics Design Handbook*. Texas Instruments.
- Erickson, R.W. and Maksimovic, D. (2001). *Fundamentals of Power Electronics*. Springer, 2ed edition.
- Jaritz, M., Rogg, T., and Biela, J. (2018). Analytical modeling and controller design of a modular series parallel resonant converter system for a solid state 2.88-mw/115-kv long pulse modulator. *IEEE Transactions on Power Electronics*.
- Lee, S., Jeung, Y.C., and Lee, D.C. (2019). Voltage balancing control of ipos modular dual active bridge dc/dc converters based on hierarchical sliding mode control. *IEEE Access*.
- Li, Y., Shao, S., Chen, H., Zhang, J., and Sheng, K. (2020). High-gain high-efficiency ipos llc converter with coupled transformer and current sharing capability. *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*.
- Manias, S.N. and Kostakis, G. (1993). A modular dc-dc converter for high output voltage applications. *Proceedings, Joint International Power Conference Athens Power Tech*.
- Martins, D.C. and Barbi, I. (2008). *Conversores CC-CC Básicos Não Isolados*. Ed dos Autores, 3ed edition.
- Salton, A.T. (2011). *High Performance Dual-Stage Systems, Control and Design*. VDM Verlag.
- Semba, T., Hirano, T., Hong, J., and Fan, L.S. (1999). Dual-stage servo controller for hdd using mems micro-actuator. *IEEE Transactions on Magnetics*, 35(5).
- Sharon, A. (1983). *Enhancement of Robot Accuracy Using a Macro/Micro Manipulator System*. Master's thesis, Massachusetts Institute of Technology.
- Sharon, A., Hogan, N., and Hardt, D.E. (1993). The macro/micro manipulator: An improved architecture for robot control. *Robotics and Computer-Integrated Manufacturing*, 10(3), 209-222.
- Zhang, J., He, Z., Han, R., and Liu, Y. (2021). Hybrid structure for an input-parallel output-serial dc-dc combined converter with high efficiency and high power density. *2021 IEEE 12th Energy Conversion Congress Exposition - Asia (ECCE-Asia)*.

Tabela 3. Perdas nos interruptores.

	macro/micro [W]	boost [W]
P_{sw}	6,79 (9,64)	32,69 (41,51)
P_{cond}	92,49 (94,5)	122,52 (96,91)
P_{loss}	99,28 (104,14)	155,21 (138,42)