

# Projeto e Implementação do Controle de Inversores Formadores de Rede aplicados a uma Microrrede Monofásica

Vítor Paese De Carli <sup>\*</sup>, Ivan Jorge Gabe <sup>†</sup>, Rodrigo Varella Tambara <sup>\*</sup>,  
André Meurer <sup>†</sup>, Vinícius Montagner <sup>\*</sup>, Roberto W. M. Viaro <sup>\*</sup>

<sup>\*</sup> Grupo de Eletrônica de Potência e Controle, Universidade Federal de Santa Maria - Santa Maria, Brasil

<sup>†</sup> Instituto Federal do Rio Grande do Sul - Farroupilha, Brasil

**Resumo**—Este artigo apresenta o projeto e a implementação de controladores em cascata para a malha interna de um inversor formador de rede monofásico. Também destaca a implementação de um *droop* com dois integradores baseado em impedância virtual para o controle primário. O sistema é simulado dentro de plataforma *Virtual Hardware-in-the-Loop* para fins de validação. Os resultados indicam robustez do sistema de controle uma vez que o erro de rastreamento é inferior a 2% em modo ilhado e em modo conectado sob diversas variações de carga. Este estudo contribui para o entendimento e a aplicação prática de inversores formadores de rede monofásicos, estabelecendo uma base robusta para pesquisas futuras no campo específico.

**Index Terms**—grid-forming, microrrede, *droop*

## I. INTRODUÇÃO

As fontes de energia renovável (FR) estão assumindo uma participação cada vez maior no sistema elétrico de potência, substituindo progressivamente os geradores síncronos [1] Essa mudança reduz a inércia do sistema e aumenta a intermitência na produção de energia [2]. Em um sistema dominado por geradores, a estabilidade da frequência da rede se dá pela energia cinética armazenada na parte mecânica do gerador, contudo, numa rede fortemente baseada em inversores, a regulação de frequência é mais crítica. Portanto, a diminuição da inércia do sistema elétrico de potência (SEP) pode resultar em oscilações que diminuem a confiabilidade do mesmo.

De forma geral, existem duas formas de controle de inversores para geração distribuída: *grid-following* (GFL) e *grid-forming* (GFM) [3]. Atualmente, o cenário é dominado por inversores do tipo GFL, sendo que esses conversores atuam como fontes de corrente e são dependentes de uma rede elétrica para obterem suas referências de frequência e ângulo. Em contrapartida, os inversores controlado no modo GFM atuam como fontes de tensão cujas referências de amplitude e ângulo são baseadas nos referenciais de potência ativa e reativa.

Para operar numa rede 100% baseada em inversores, ao menos um inversor do tipo GFM é necessário, uma vez que a referência de tensão e frequência deve ser definida. Além dessa grande vantagem, os inversores formadores de rede ainda permitem a integração de FRs em uma microrrede (MR) e aumentam a resiliência da rede, auxiliando na regulação de frequência.

Em [4], é discutida a estratégia de utilização de MRs para mitigar sobrecargas no sistema elétrico de transmissão e distribuição norte-americano. Além disso, é abordado o uso de MRs para operação emergencial devido a fenômenos naturais que possam comprometer a rede principal. Ou seja, quando a rede principal está inoperante, a MR, através de *black start*, pode restabelecer rapidamente a rede e, aliando a geração de outras FRs em modo GFL, é capaz de assumir cargas críticas. No aspecto econômico, a associação entre sistemas de armazenamento de energia em baterias (*Battery Energy Storage System* - BESS) e inversores GFM permite o *energy arbitrage*, ou seja, carregar baterias com tarifas baixas e vender o excedente com tarifas altas.

No que tange ao controle dos formadores de rede, uma abordagem bastante difundida na literatura é a utilização de duas malhas em cascata, pois a abordagem permite a inserção de um limitador de corrente entre as malhas. A malha interna é responsável pela regulação da corrente de saída do conversor. As técnicas utilizadas na literatura para esta malha em coordenadas abc ou  $\alpha\beta$  incluem controle proporcional, *dead-beat*, proporcional-ressonante (PR) e histerese. No que tange à malha de tensão, as técnicas já abordadas abrangem controladores proporcional-ressonante, repetitivo, preditivo e por modos deslizantes [5].

Este artigo apresenta o projeto no tempo contínuo dos controladores de um inversor GFM considerando um filtro LC. Inicialmente a estrutura da MR é descrita e a planta é modelada. Em seguida, a malha interna e o controle primário são esclarecidos e projetados. Por fim, o resultado de simulações VHIL são apresentados com o intuito de validar a estratégia de controle proposta.

## II. ESTRUTURA DA MICRORREDE

O sistema proposto trata-se de uma MR monofásica composta por dois inversores formadores de rede que compartilham uma carga cuja potência aparente é  $S = 30kVA$  com um fator de potência  $FP = \pm 0,8$ . A MR pode operar em modo ilhado ou pode conectar-se à rede da concessionária por meio da manobra da chave STS, conforme a Figura 1.

Os dois inversores da MR são idênticos e seus parâmetros podem ser verificados na Tabela 1. Cada inversor utiliza um

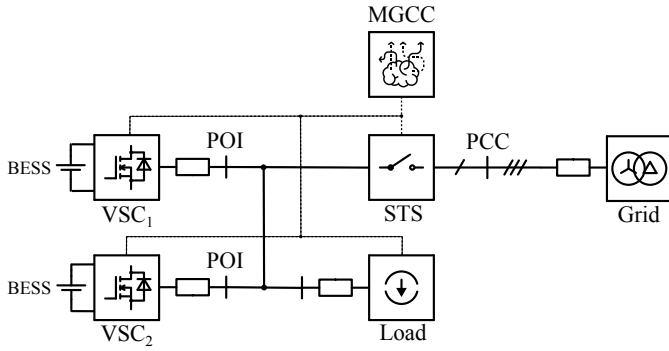


Figura 1. Topologia da Microrrede Monofásica.

Tabela I  
ESPECIFICAÇÕES DE  $VSC_1$  E  $VSC_2$

Descrição	Símbolo	Valor
Indutância do Filtro	$L_f$	1 mH
Resistência Parasita do Filtro	$R_f$	0,1 $\Omega$
Capacitância do Filtro	$C_f$	44 $\mu$ F
Resistência de Amortecimento	$R_d$	0,5 $\Omega$
Resistência da Carga	$R_0$	3,23 $\Omega$
Tensão Nominal	$E_0$	220 V
Frequência Nominal	$\omega_0$	2 $\pi$ 60 rad/s
Tensão do barramento CC	$V_{DC}$	500 V
Frequência de Chaveamento	$f_{sw}$	20 kHz

filtro LC na sua saída para atenuar as componentes de alta frequência resultantes da modulação PWM, conforme ilustrado na Figura 2.

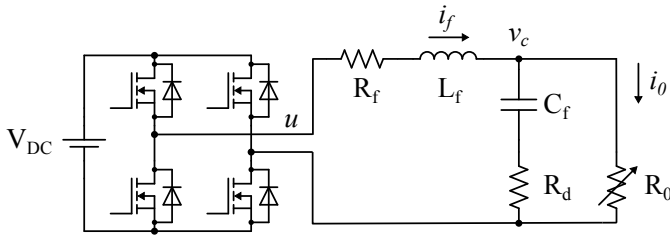


Figura 2. Topologia do Inversor.

Para fins de modelagem e controle, considera-se um modelo simplificado da carga, isto é, apenas como uma carga resistiva. Mais do que isso, também assume-se que a tensão  $V_{DC}$  proveniente do BESS está plenamente estabilizada e que os inversores são compostos por interruptores ideais. Sendo assim, a tensão de saída do conversor pode ser aproximada por uma fonte de tensão cuja saída  $u$  é o sinal de controle.

Um diagrama de blocos do sistema de controle sob um ponto de vista generalizado é exibido na Figura 3 e, na próxima seção, cada parte do sistema será apresentada de forma minuciosa, justificando a escolha dos parâmetros de projeto de acordo com a MR proposta.

### III. MALHAS INTERNAS DE CONTROLE

As malhas internas do inversor GFM devem garantir o rastreamento da tensão de saída  $v_c$  e também devem ser capazes de limitar a corrente  $i_f$ . Em uma MR de pequeno

porte, a carga  $R_0$  varia significativamente, por isso o projeto apresentará os resultados de estabilidade dos controladores para três situações distintas: curto-circuito, carga nominal e circuito-aberto de acordo com (1).

$$R_0 = [R_{CC}, R_{NOM}, R_{CA}] = [0.1, 3.23, 10^4] \Omega \quad (1)$$

No caso particular,  $R_{NOM}$  é dado pela potência nominal do inversor, isto é, metade da potência nominal da MR, uma vez que dois inversores dividem a carga.

#### A. Malha de Corrente

A saída da malha de corrente é submetida à modulação senoidal PWM e, para aumentar a fidelidade do projeto, uma função de transferência que se aproxima do distúrbio ocasionado pela modulação foi adicionada [6].

$$G_{PWM}(s) = \frac{1}{1 + 1.5T_s s} \quad (2)$$

A partir do modelo exposto na Figura 2, uma função de transferência de segunda ordem que relaciona a corrente  $i_f$  com o sinal de controle  $u$  é obtida. Na função exibida em (3) a constante  $R'$  representa  $R_0 + R_d$ .

$$G_i(s) = \frac{I_f(s)}{U(s)} = \frac{\frac{1}{L_f} s + \frac{1}{L_f C_f R'}}{s^2 + \frac{L_f + C_f (R_0 R_d + R_f R')}{L_f C_f R'} s + \frac{R_f + R_0}{L_f C_f R'}} \quad (3)$$

O ganho do controlador proporcional para controle da corrente  $i_f$  deve garantir em malha fechada uma resposta transitória suficientemente rápida para assegurar o desacoplamento da malha externa de tensão. Apesar disso, também deve possuir margem de fase razoável para fins de robustez do sistema. Em condição de curto-circuito, isto é  $R_0 = R_{CC}$ , o ganho deve ser alto para que não haja erro significativo de rastreamento, garantindo que a corrente sature no valor estabelecido pelo limitador.

Com base nesses critérios, a sintonia do proporcional resulta em um ganho  $k_{pi} = 8$ . Esse ganho proporciona uma margem de fase  $PM \approx 70^\circ$  e uma frequência de cruzamento de aproximadamente 1 kHz para condições nominais. O diagrama de Bode da malha aberta compensada está exposto na Figura 4.

Para reduzir o fardo sobre o controlador proporcional e incrementar a rejeição à distúrbios exógenos, uma ação *feed-forward* da tensão no capacitor do filtro é realizada na saída da malha de corrente. Além disso, tal ação também implica em erro aproximadamente nulo em regime permanente. O diagrama de blocos da malha de controle de corrente pode ser verificado na Figura 5.

#### B. Malha de Tensão

O projeto de malhas de controle em cascata pode ser simplificado quando as dinâmicas das malhas envolvidas possuem velocidades diferentes. Tal condição foi imposta ao projeto do controlador de  $i_f$  e, portanto, a malha fechada de corrente,

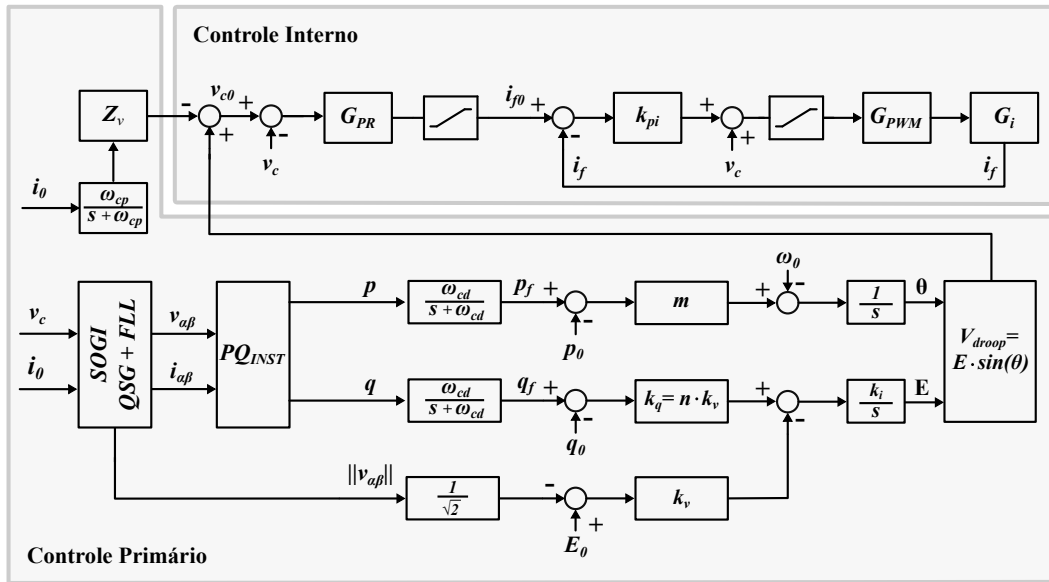


Figura 3. Diagrama de Blocos do *Grid-Forming*.

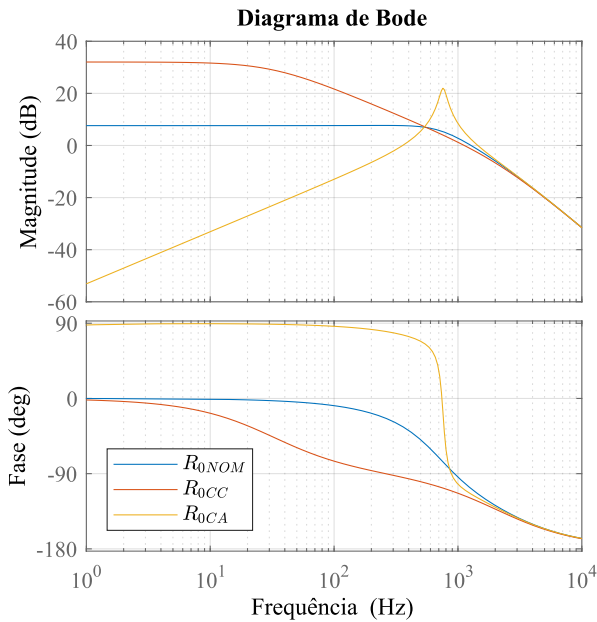


Figura 4. Diagrama de Bode da Malha Aberta de Corrente Compensada.

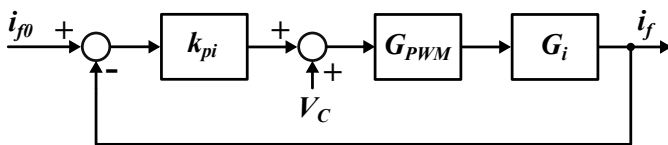


Figura 5. Diagrama de Blocos da Malha de Corrente.

considerando a ação *feed-forward*, pode ser aproximada por um ganho unitário para fins de projeto de malha de tensão.

Em virtude das considerações, o controlador da malha de controle de  $v_c$  pode ser concebido através do circuito equivalente exposto na Figura 6. No circuito, a malha fechada da corrente  $i_f$  é compreendida como uma fonte de corrente ideal cuja saída está conectada ao capacitor do filtro e também à carga da MR.

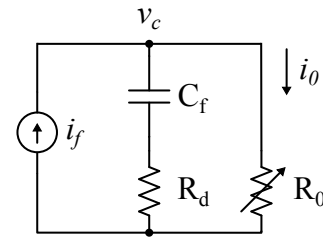


Figura 6. Circuito Equivalente para Malha de Tensão.

A equação resultante do circuito que relaciona a tensão  $v_c$  com a variável controlada  $i_f$  é dada por (4). O diagrama de blocos equivalente da malha é apresentado na Figura 7.

$$G_v(s) = \frac{V_c(s)}{I_f(s)} = \frac{R_0}{C_f R'} \frac{1}{s + \frac{1}{C_f R'}} \quad (4)$$

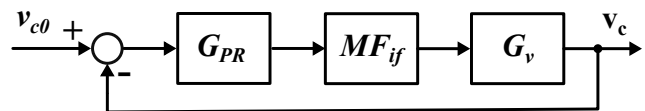


Figura 7. Diagrama de Blocos da Malha de Tensão.

Para obter o rastreamento da referência senoidal de tensão e assegurar a rejeição de distúrbios externos, como outros conversores em paralelo na MR ou a rede convencional, propõe-se

a utilização de um controlador proporcional ressonante, dado por 5.

$$G_{PR}(s) = k_{pv} + \frac{2\zeta_z\omega_0 s}{s^2 + 2\zeta_p\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (5)$$

Em (5),  $k_{pv}$  representa o ganho proporcional,  $\zeta_z$  o coeficiente de ajuste do zero do controlador,  $\zeta_p$  o coeficiente de amortecimento dos polos e  $\omega_0$  a frequência de ressonância. Através do ajuste dos coeficientes utilizando ferramentas clássicas de controle, obtém-se o diagrama de Bode das três condições de operação conforme apresentado na Figura 8.

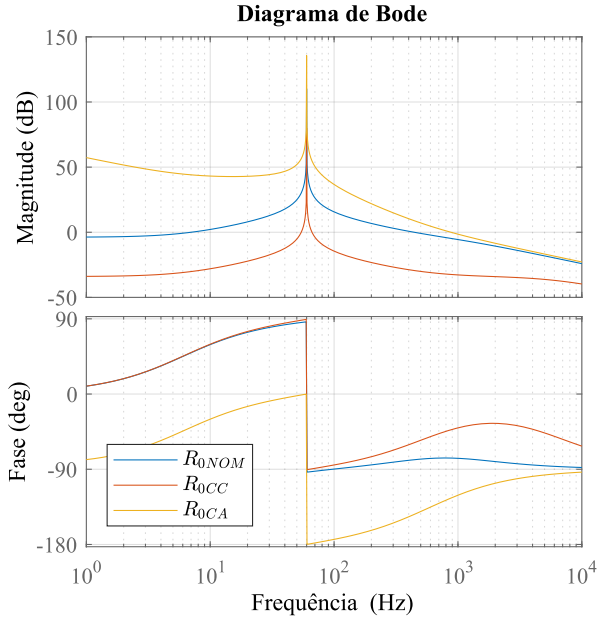


Figura 8. Diagrama de Bode da Malha Aberta de Tensão Compensada.

#### IV. MALHAS DE CONTROLE PRIMÁRIO

O objetivo do controle primário de um inversor formador de rede é a geração de referências para as malhas internas. Isto é, o controle primário deve fornecer para a malha de tensão os referenciais de amplitude e ângulo de modo que o inversor comporte-se como uma fonte de tensão fasorial. O texto a seguir detalha o projeto do *droop* e também da impedância virtual.

##### A. Droop com Dois Integradores

O objetivo do controlador *droop* é imitar o funcionamento de um gerador síncrono, no qual o desbalanço entre a energia mecânica de entrada e a energia elétrica exportada produz variações na magnitude da tensão e na frequência. A potência ativa está diretamente relacionada com a frequência da rede, enquanto a potência reativa está relacionada com a magnitude da tensão.

O *droop* baseia-se no princípio de grandes geradores, onde a impedância de saída é predominantemente indutiva. A característica garante desacoplamento satisfatório entre a potência

ativa e reativa exportada, permitindo que sejam controladas de forma independente.

Contudo, para geração energética baseada em conversores estáticos tal propriedade não é observada, especialmente para sistemas de baixa tensão, nos quais a rede é predominantemente resistiva. Portanto, o compartilhamento de potência é ruim e um *droop* aprimorado pode ser implementado para melhor o desempenho em regime permanente [7].

Na Figura 3, o diagrama de blocos do *droop* com dois integradores é exibido com as demais malhas de controle. Os coeficientes dominantes de projeto de um *droop* são  $m$  e  $n$  e são dados de acordo com:

$$m = \frac{\Delta\omega}{2 \cdot P_{max}} \quad (6)$$

$$n = \frac{\Delta E}{2 \cdot Q_{max}}$$

Como pode ser notado na equação (6), os parâmetros estão relacionados com os desvios máximos de tensão e frequência desejados, mas também com a potência nominal de cada conversor, o que permite exportar potência proporcionalmente à sua capacidade. A seleção de grandes variações para  $E$  e  $\omega$  melhoram o compartilhamento de potência, contudo favorecem instabilidades na rede. Logo, é necessário um *tradeoff* entre desempenho e estabilidade, sendo esta última analisada sob a perspectiva de um sistema não-linear [8]. Por fim, a capacidade de resposta do *droop* é acelerada pela seleção de valores mais elevados de  $k_v$  e  $k_i$ .

##### B. Impedância Virtual

Outro recurso bastante difundido na literatura é a utilização de uma impedância virtual [9]. O método consiste em medir a corrente de saída  $i_o$  do conversor e submetê-la a uma impedância virtual indutiva. A queda de tensão sobre essa impedância é subtraída do sinal de saída do *droop*, produzindo um acoplamento indutivo com a rede e, conseqüentemente, uma característica mais próxima de um gerador síncrono.

No domínio da frequência, uma impedância virtual é representada por:

$$Z_{v_0}(s) = R_v + sL_v \quad (7)$$

Uma função de transferência que possui mais zeros do que polos é dita imprópria e sua implementação no tempo discreto resultaria na execução de um sistema não-causal. Para tornar a impedância virtual realizável através de uma função de transferência estritamente própria, é possível adicionar dois polos em alta frequência [10]. Observe a função implementável em (8).

$$Z_v(s) = \frac{(R_v + sL_v) \cdot \omega_p^2}{s^2 + 2\zeta\omega_p s + \omega_p^2} \quad (8)$$

A adição dos polos em alta frequência pode gerar prejuízo na resposta devido a ruídos inerentes ao sistema físico de medição. Portanto, um filtro passa-baixa sintonizado em 500 Hz é adicionado em série com  $Z_v$ , garantindo que a malha não

opere em altas frequências. Observe na Figura 9 o diagrama de Bode da impedância virtual ideal  $Z_{v0}$ , da impedância virtual realizável  $Z_v$  e de  $Z_v$  em série com o filtro passa-baixa.

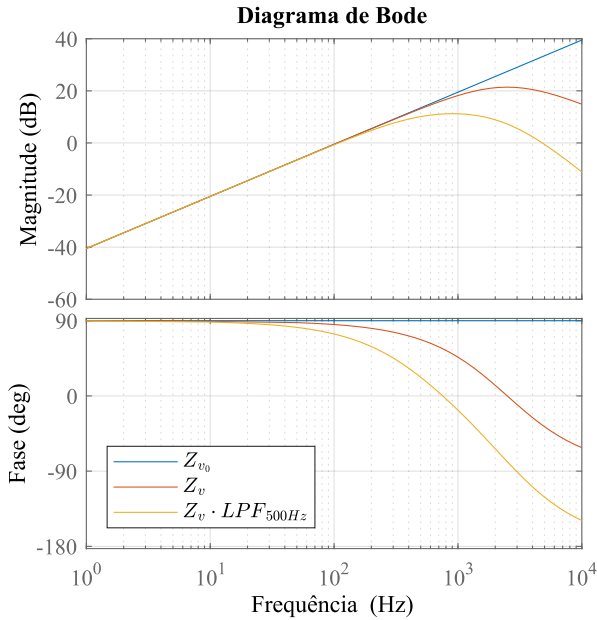


Figura 9. Diagrama de Bode da Impedância Virtual.

A seleção da indutância  $L_v$  deve ocorrer de forma que a impedância virtual seja superior à impedância de saída do conversor somada à impedância da linha. Esse critério garante que a impedância de saída do inversor seja majoritariamente ditada por  $Z_v$ , isto é, garantindo que seja predominantemente indutiva, o que permite o desacoplamento entre o despacho de potência ativa e reativa. Além disso, os polos da função realizável devem ser posicionados pelo menos uma década acima da frequência de interesse, o que minimiza desvios de ganho e de fase em relação à impedância virtual ideal  $Z_{v0}$ .

## V. RESULTADOS OBTIDOS EM VHIL

A validação dos controladores propostos foi realizada mediante simulação da MR em Virtual HIL utilizando o software Typhoon HIL Control Center. De forma mais específica, cada lei de controle foi desenvolvida em linguagem C e discretizada de acordo com o método de Tustin. As seções subsequentes apresentam o desempenho da MR em modo conectado e ilhado de acordo com variações de carga para os parâmetros de controle expostos na Tabela II.

### A. Modo Ilhado

Na Figura 10 é exposta a operação da microrrede em modo ilhado para diversos degraus de carga. Como é possível perceber pela simetria dos dois quadrantes inferiores, cada conversor assume metade da carga da MR uma vez que ambos possuem a mesma potência nominal. Em  $T_1$ , a MR opera a vazio. Em  $T_2$ , a potência ativa da carga é configurada para 24 kW. Em  $T_3$ , a potência reativa da carga é ajustada para 18

Tabela II  
PARÂMETROS DE CONTROLE

Parâmetros	Símbolo	Valor
<b>Controlador de Corrente</b>		
Ganho Proporcional	$k_{pi}$	8
<b>Controlador de Tensão</b>		
Ganho Proporcional	$k_{pv}$	0.2
Coefficiente de Ajuste do Zero	$\zeta_z$	1
Coefficiente de Amortecimento dos Polos	$\zeta_p$	$10\mu$
Frequência de Ressonância dos Polos	$\omega_0$	$2\pi 60$ rad/s
<b>Droop</b>		
Ganho da Malha Frequência-Watt	$m$	0.1 Hz/kW
Ganho da Malha Volt-VAR	$n$	1 V/kVAR
Ganho Integral	$k_i$	5
Ganho Proporcional	$k_v$	5
Frequência de corte do LPF	$\omega_{cd}$	$2\pi 6$ rad/s
<b>Impedância Virtual</b>		
Resistência Virtual	$R_v$	0.1 m $\Omega$
Indutância Virtual	$L_v$	1.5 mH
Frequência de Ressonância dos Polos	$\omega_p$	$2\pi 1500$ rad/s
Coefficiente de Amortecimento	$\zeta$	1
Frequência de corte do LPF	$\omega_{cp}$	500 Hz

kVAR. Em  $T_4$ , a potência reativa da carga é modificada para -18 kVAR. Finalmente, em  $T_5$ , a carga é desligada, cessando a exportação de potência dos conversores.

### B. Modo Conectado

A Figura 11 exibe o resultado para a MR conectada à rede da concessionária, neste cenário o Controlador Central da MR (MGCC) determina arbitrariamente a potência exportada para a rede. Em  $T_1$ , o referencial de potência ativa  $p_0$  é configurado para 24 kW. Em  $T_2$ , o *setpoint* de potência reativa  $q_0$  é ajustado para 18 kVAR. Em  $T_3$ ,  $q_0$  é modificado para -18 kVAR. Em  $T_4$ ,  $p_0$  é configurado para -24 kW, indicando que a energia está sendo consumida para carregar o BESS de cada conversor. Finalmente, em  $T_5$ , os referenciais são configurados para 0.

## VI. CONCLUSÕES

Este artigo propõe uma microrrede monofásica com dois inversores GFMs, utilizando controladores em cascata. A malha interna de corrente emprega um controlador proporcional com *feed-forward*, garantindo o rastreamento eficaz da corrente de referência e sua limitação em condições de falha. A malha externa utiliza um controlador proporcional-ressonante sintonizado à frequência de interesse.

Simulações VHIL demonstram rastreamento eficiente da referência de tensão, com erros inferiores a 2%, e estabilidade tanto em modo isolado quanto conectado. Pesquisas futuras podem abordar o uso de controladores multi-ressonantes para cargas não lineares e a avaliação do erro de controladores de ganhos fixos a medida que ocorre variação da frequência da MR. Este estudo contribui para o avanço das estratégias de controle de MR e a integração de fontes renováveis.

## VII. AGRADECIMENTOS

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

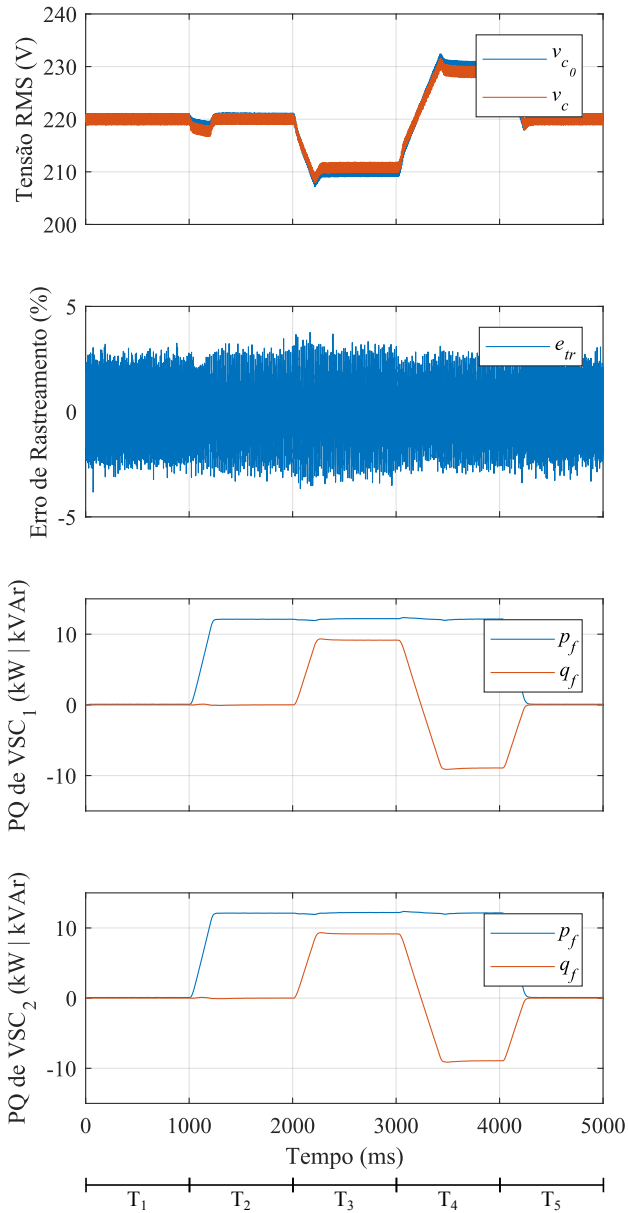


Figura 10. Resultados de Simulação para Modo Ilhado.

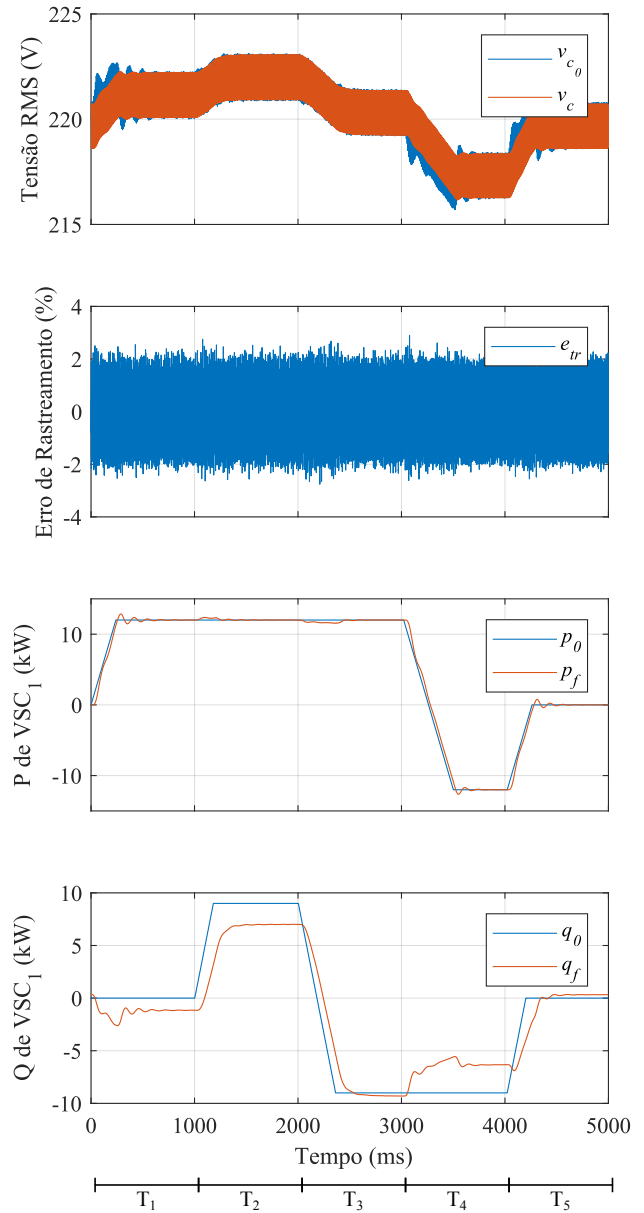


Figura 11. Resultados de Simulação para Modo Conectado.

## REFERÊNCIAS

- [1] F. Milano *et al.*, “Foundations and challenges of low-inertia systems,” *Power Systems Computation Conference*, 2018.
- [2] Z. C. Robert H. Lasseter and D. Pattabiraman, “Grid-forming inverters: A critical asset for the power grid,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2019.
- [3] D. B. Rathnayake *et al.*, “Grid forming inverter modeling, control, and applications,” *IEEE Access*, 2021.
- [4] Y. P. Adam Hirsch and J. Guerrero, “Microgrids: A review of technologies, key drivers, and outstanding issues,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2018.
- [5] S. Anttila, J. S. Döhler, J. G. Oliveira, and C. Boström, “Grid forming inverters: A review of the state of the art of key elements for microgrid operation,” *Energies*, vol. 15, no. 15, 2022. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/1996-1073/15/15/5517>
- [6] J. V. Zang *et al.*, “Modeling, analysis, and design of stationary-reference-frame droop-controlled parallel three-phase voltage source inverters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013.
- [7] S. B. Zakaria Charfi and A. Tlemçani, “A comparison of control strategies for passivity-based vsi in microgrids between conventional droop control and droop control with two integrators,” *2023 2nd International Conference on Electronics, Energy and Measurement*, 2023.
- [8] L. Marin, A. Tarrasó, I. Candela, and P. Rodriguez, “Stability analysis of a droop-controlled grid-connected vsc,” in *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2018, pp. 4161–4167.
- [9] X. Y. Sara Yahia Altahir and X. Liu, “A power sharing method for inverters in microgrid based on the virtual power and virtual impedance control,” *2017 11th IEEE International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering*, 2017.
- [10] A. P. Meurer, “CONTROLE HIERÁRQUICO PARA INVERSORES FORMADORES DE REDE EM MICRORREDES AC,” Ph.D. dissertation, UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA, 2023.