

## Inversor *Flying Capacitor* com indutores acoplados operando em modo *Grid Following*

André Pacheco Meurer, Me Eng. \* Humberto Pinheiro, PhD Eng. \*\*  
Fábio Ecke Bisogno, Doc. Ing. \*\*\*

\* Instituto Federal do Rio Grande do Sul, IFRS, (e-mail: andre.meurer@farroupilha.ifrs.edu.br).

\*\* Universidade Federal de Santa Maria - UFSM, GEPOC (e-mail: humberto.ctlab.ufsm.br@gmail.com )

\*\*\* Universidade Federal de Santa Maria - UFSM, GEPOC (e-mail: fbisogno@gepoc.ufsm.br )

---

**Resumo:** Este artigo apresenta a modelagem e controle de um inversor *Flying Capacitor* operando em modo *Grid Following*. O trabalho demonstra a modelagem da malha do PLL, da malha externa para a regulação de tensão do capacitor do barramento, as malhas externas de potência ativa e reativa bem como a malha interna de controle de corrente em coordenadas estacionárias. Para conexão com a rede, foi utilizado um filtro LCL com amortecimento passivo. Cada fase do inversor contém dois braços com interruptores em paralelo e operando em *phase shift* com objetivo de diminuir os esforços de comutação nos IGBTs. A fim de dividir a corrente entre os braços do inversor, malhas de controle de corrente circulante e malhas de controle de tensão dos capacitores flutuantes foram implementadas. Os resultados de simulação demonstram que a topologia proposta é uma candidata a ser utilizada para integração de fontes primárias de energia com a rede de distribuição.

Palavras-chaves: *Flying Capacitor*; *Grid Following*; Controle de potência; Controle de tensão; PLL.

---

### 1. INTRODUÇÃO

O aumento do consumo de energia tem incentivado a troca da matriz energética de fontes não renováveis para o uso de fontes renováveis, com foco principalmente em fontes de energia solar e eólica. Devido a natureza intermitente destas fontes, sistemas de armazenamento têm facilitado o fornecimento e gerenciamento de energia com menores impactos ambientais, se comparadas a outras fontes de geração Miao et al. (2014). Além disso, o rápido crescimento na integração e utilização de sistemas de geração distribuídos trouxe diversos desafios para confiabilidade, estabilidade e operação e segura dos sistemas de potência Korada and Mishra (2017).

Um dos grandes desafios na utilização de fontes renováveis é realizar a conversão de energia, da forma mais eficiente possível, entre as fontes renováveis de geração e a rede de distribuição. Nesse contexto, duas grandes concepções de inversores são apresentadas, inversores operando em *Grid forming* (GF) e inversores operando em *Grid Following* (GL). Inversores GF independem das fontes geradoras, e podem contribuir para a estabilidade e transientes da rede bem como formar a rede para operação em modo ilhado. Por outro lado, inversores GL são utilizados para controlar a potência de saída dentro dos limites estabelecidos pela rede, ou microrrede, e necessitam estar conectados a fontes geradoras de tensão Yazdani et al. (2020).

Em sistemas que utilizam fontes de energias renováveis, e em aplicações de inversores conectados a rede, em que a potência tem se tornado cada vez maior, tais como em

sistemas de transmissão e distribuição, inversores multi-níveis (IM) tem se tornado uma alternativa para resolver este desafio de gerenciamento energético. Com benefícios de fornecer diferentes níveis de tensão de saída, melhora no conteúdo harmônico gerado, redução de variação de tensão de saída  $dv/dt$ , diminuição de interferências eletromagnéticas e tamanho dos filtros passivos Dargahi et al. (2012) Gohil et al. (2015) se comparado a inversores de dois níveis McGrath and Holmes (2011).

Atualmente, três topologias de IM são as soluções comerciais mais utilizadas para conectar os sistemas de geração à rede elétrica: *neutral point clamped* (NPC), *cascade H-bridge* (CHB) Malinowski et al. (2010) e *Flying Capacitors* (FCs) Carnielutti et al. (2012). Dentre as topologias apresentadas o inversor FC apresenta algumas vantagens, tais como o número de estados redundantes e o grampeamento direto de tensão nas chaves, evitando uma sobretensão nos semicondutores e distribuindo as perdas de chaveamento nos dispositivos McGrath and Holmes (2011).

Outra solução para aumentar a capacidade de corrente de saída do inversor, é operar inversores ou braços de inversores em paralelo, uma vez que os semicondutores modernos ainda sofrem com limitação para condução de altas correntes Shin et al. (2015). Além de compartilhar a corrente, a operação em paralelo permite diferenciar padrões de comutação entre os módulos, por exemplo, operando as portadoras em *phase shifting*, e como consequência, diminuindo a frequência de comutação, e o tamanho dos filtros passivos Shukla et al. (2007).

No entanto, operar braços em paralelo pode causar problemas relacionados a correntes circulantes entre os braços dos indutores acoplados, uma vez que as tensões aplicadas em cada lado do indutor acoplado são diferentes Cougo et al. (2012) e Gohil et al. (2015).

Este trabalho apresenta, na seção 1, a descrição das malhas de controle aplicadas ao inversor FC operando em modo GF, na seção 2 é feita a modelagem do sistema para conexão com a rede e as principais funções do inversor, na seção 3 é abordado a malha do PLL, as malhas de controle de nível secundário de potência ativa e reativa, a malha interna de corrente, a malha de controle das correntes circulantes e também o controle de tensão dos capacitores flutuantes. Na seção 4 os resultados de simulação são apresentados. Por fim, a seção 5 apresenta as conclusões.

## 2. INVERSOR *FLYING CAPACITOR*

A Figura 1 apresenta o inversor *Flying Capacitor* conectado à rede. A fonte primária de energia foi considerada como uma geração contante de corrente conectada a um barramento. Dessa forma, a entrada do inversor pode ser conectada diretamente com as principais fontes renováveis como por exemplo, um sistema de geração solar ou eólica.

Cada fase do inversor é conectada por dois braços em paralelo e um indutor acoplado, o qual tem como objetivo reduzir os esforços de corrente nos interruptores, de modo que a corrente total na fase seja a soma das correntes de cada braço do inversor. Além disso, cada braço do inversor opera com portadoras em *phase shift* defasadas de 180 graus, de maneira que exista um cancelamento de harmônicos na frequência de chaveamento.

Para garantir a operação adequada do conversor cada braço do inversor possui um capacitor flutuante, denominado por  $C_{x1,2}$ , onde x representa a fase A, B ou C. Os sinais de comutação dos IGBTs  $\overline{S_{1xx}}$  e  $\overline{S_{1xx}}$  são complementares, assim como  $\overline{S_{2xx}}$  e  $\overline{S_{2xx}}$ .

A conexão do inversor com a rede é feita através de um Filtro indutivo-Capacitivo-indutivo (LCL) com amortecimento passivo, utilizando um resistor em série  $r_x$  com o capacitor do filtro, para atenuar o pico de ressonância gerado pelo filtro LCL Gohil et al. (2016). No Ponto de conexão com a rede (PCC) foi considerada uma impedância indutiva resistiva ( $L_g$  e  $R_g$ ), que está conectada a um transformador elevador de tensão.

### 2.1 Modulação trifásica com adição da tensão de modo comum

Para aumentar o índice de modulação  $m_a$  do inversor para região de sobremodulação, foi adicionada uma tensão de modo comum denominada  $v_o$  e somada as tensões senoidais de referência, conforme equação (1) para gerar novos sinais modulantes  $v_{ag}$ ,  $v_{bg}$  e  $v_{cg}$ .

$$\begin{aligned} v_{aeq} &= v_{an} + v_o \\ v_{beq} &= v_{bn} + v_o \\ v_{ceq} &= v_{cn} + v_o \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} v_{ab} &= v_{ag} - v_{bg} \\ v_{bc} &= v_{bg} - v_{cg} \\ v_{ab} + v_{bc} + v_{ca} &= 0 \end{aligned} \quad (2)$$

Na presença de um sistema trifásico equilibrado, é possível considerar que a soma das tensões de linha é zero, e obter uma única relação entre as tensões de linha e de fase, adicionando a tensão de modo comum, conforme as equações (2) e (3). Fazendo a matriz inversa de (3) pode-se encontrar uma relação para os sinais modulantes em função de  $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$  e  $v_o$  conforme a equação (4).

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1/3 & 1/3 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 & 3 \\ -1 & 1 & 3 \\ -1 & -2 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_o \end{bmatrix} \quad (4)$$

Além disso, para que o inversor opere dentro da região linear, a tensão modulante sintetizada pelo inversor em um período de amostragem deve obedecer a desigualdade (5) onde a tensão máxima é limitada pela tensão do barramento  $C_b$ ,  $V_{bus}$ . Substituindo os sinais modulantes da equação (4) em (5) e isolando as inequações para solucionar  $v_o$ , encontra-se (c1-c6) conforme equação (6). Os valores de c1, c2 e c3 são utilizados para encontrar os limites superiores, enquanto c4, c5 e c6 são utilizados para encontrar os limites inferiores de  $v_o$ , conforme equação (7), Carnielutti et al. (2012).

Dessa forma, uma das possíveis soluções para  $v_o$  é fazer a média aritmética de  $f_{max}$  e  $f_{min}$  conforme equação (8).

$$\begin{aligned} 0 &\leq v_{ag} \leq v_{bus} \\ 0 &\leq v_{bg} \leq v_{bus} \\ 0 &\leq v_{cg} \leq v_{bus} \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} c1 &= v_{bus} - \frac{2}{3}v_{ab} - \frac{1}{3}v_{bc} \\ c2 &= v_{bus} + \frac{1}{3}v_{ab} - \frac{2}{3}v_{bc} \\ c3 &= v_{bus} + \frac{2}{3}v_{ab} + \frac{1}{3}v_{bc} \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} c4 &= -\frac{2}{3}v_{ab} - \frac{1}{3}v_{bc} \\ c5 &= \frac{1}{3}v_{ab} - \frac{2}{3}v_{bc} \\ c6 &= \frac{1}{3}v_{ab} + \frac{2}{3}v_{bc} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} f_{max} &= \min(c1, c2, c3) \\ f_{min} &= \max(c4, c5, c6) \end{aligned} \quad (7)$$

$$v_o = \frac{f_{max} + f_{min}}{2} \quad (8)$$

### 2.2 Controle das correntes circulantes

Quando módulos de interruptores estão conectados em paralelo, correntes independentes são geradas e o controle destas deve ser criteriosamente analisado. Para isso, normalmente o circuito com indutores acoplados é tratado separadamente com correntes de modo comum e correntes de modo diferencial Cougo et al. (2012).

Para o desenvolvimento da modulação, o circuito para a fase A é apresentado na Figura 2a), onde a autoindutância de cada indutor acoplado é denominada  $L_a$ , a indutância mútua por  $M_a$ , as correntes  $i_{a1}$  e  $i_{a2}$  são as correntes em cada lado do indutor acoplado, e  $v_{ag1}$ ,  $v_{ag2}$  são as tensões nos braços em paralelos do inversor, respectivas a fase A.

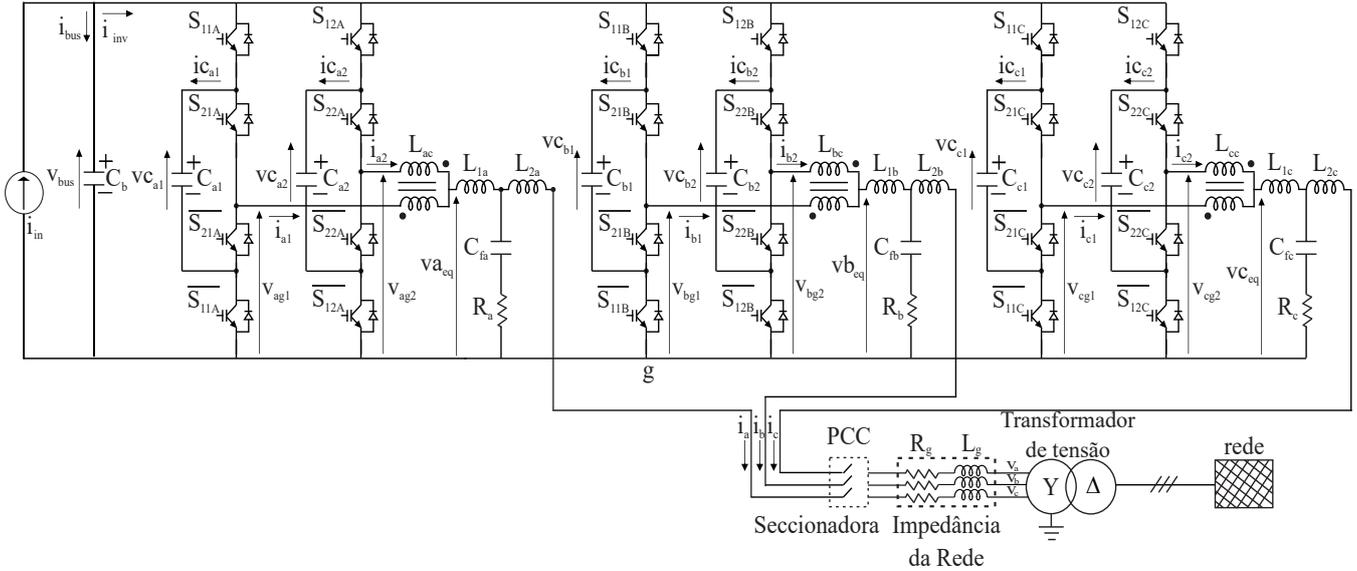


Figura 1. Inversor *Flying Capacitor* conectado à rede

A Figura 2b) apresenta o circuito equivalente para as tensões de modo comum, onde as correntes  $i_{a1}$  e  $i_{a2}$  são iguais em amplitude, e a Figura 2c) apresenta o circuito equivalente para a tensão diferencial. Nesta última, percebe-se que existe uma corrente circulante  $i_{a1}-i_{a2}$  gerada pela diferença de tensão em cada braço do inversor operando em *phase shifting*, a qual tende a ficar circulando entre os indutores e pode gerar uma diferença entre as correntes em cada braço do inversor, caso não exista um controle apropriado Shin et al. (2015).

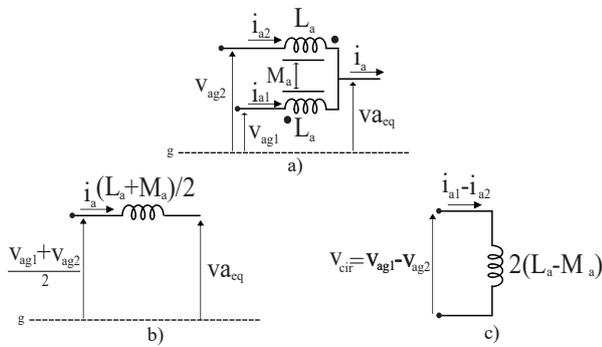


Figura 2. Tensões de modo comum e diferencial. a) Circuito geral; b) Circuito equivalente de modo comum; c) Circuito equivalente de modo diferencial.

Através dos circuitos simplificados das Figuras 2b) e 2c) pode-se escrever a equação (9) a qual apresenta a tensão de saída  $va_{eq}$  e a tensão circulante  $v_{cir}$  referente a fase A, em função dos sinais modulantes em cada braço do inversor  $v_{ag1}$  e  $v_{ag2}$ . Invertendo a equação (9) é encontrado (10) que relaciona as tensões de modo comum e diferencial para gerar as tensões modulantes  $v_{ag1}$  e  $v_{ag2}$ .

$$\begin{bmatrix} va_{eq} \\ v_{cir} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/2 & 1/2 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ag1} \\ v_{ag2} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} v_{ag1} \\ v_{ag2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1/2 \\ 1 & -1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} va_{eq} \\ v_{cir} \end{bmatrix} \quad (10)$$

Definindo  $\Delta i_x$  como sendo a diferença das correntes circulantes  $i_{x1}-i_{x2}$ , uma nova variável de controle  $u_{ix}$ , expressa na equação (11), pode ser adicionada aos sinais modulantes  $v_{ag1}$  e  $v_{ag2}$ , de acordo com a equação (10). Esta nova variável será responsável por controlar a tensão de modo diferencial  $v_{cir}$ . O ganho proporcional  $k_{ix}$  faz com que a diferença das correntes médias ser igual a zero Cougo et al. (2012), onde neste projeto definiu-se  $k_{ix} = -0,025$ .

Considerando que  $v_{aeq}$  já foi expresso em (1), e que os sinais modulantes  $v_{ag1}$  e  $v_{ag2}$  foram definidos em (10), é possível encontrar os novos sinais modulantes os quais incluem o controle das correntes circulantes, conforme equação (12).

$$u_{ix} = k_{ix} \Delta i_x \quad (11)$$

$$\begin{aligned} v_{ag1} &= v_{aeq} + 0,5u_{ix} \\ v_{ag2} &= v_{aeq} - 0,5u_{ix} \end{aligned} \quad (12)$$

### 2.3 Controle dos capacitores flutuantes

Diversos trabalhos propõem estratégias robustas para o controle da tensão nos capacitores flutuantes Shukla et al. (2007), e McGrath and Holmes (2011) principalmente com foco nos inversores multiníveis. No entanto, uma das estratégias mais utilizadas consiste em medir a corrente no capacitor flutuante (sinal positivo-carregando o capacitor,  $sign(ic_{xy}) = 1$ ) e (sinal negativo-descarregando o capacitor,  $sign(ic_{xy}) = -1$ ) multiplicar por um ganho proporcional  $k_v$  e pelo erro de tensão  $e_{v_{xz}}$  resultando em uma ação de controle a ser inserida juntamente com os sinais modulantes Silva et al. (2018).

$$u_v = sign(ic_{xy})k_v e_{v_{xy}} \quad (13)$$

Utilizando a variável auxiliar  $u_v$ , definida pela equação (13), e adicionando a mesma variação com sinais opostos aos sinais modulantes de (12), pode-se encontrar a equação que define os sinais modulantes  $S_{1yx}$  e  $S_{2yx}$  os quais definem os sinais de controle para o mesmo braço do inversor. A equação (14) mostra os sinais de controle para o primeiro braço da fase A do inversor, a qual pode ser estendida para os demais.

$$\begin{aligned} v_{11A} &= v_{ag1} + u_v \\ v_{21A} &= v_{ag1} - u_v \end{aligned} \quad (14)$$

### 3. MALHAS DE CONTROLE

Para as malhas de controle de potência ativa e reativa é necessário o rastreamento do ângulo da tensão da rede  $\theta$ , logo uma malha de *Phase Locked Loop* (PLL) em eixos síncronos de referência (SRF-PLL), conforme apresentado na Figura 3. As tensões da rede  $v_a, v_b$  e  $v_c$  foram medidas e transformadas de coordenadas abc para  $\alpha\beta$ , e posteriormente para coordenadas em eixos síncronos, conforme equações (15) e (16), ambas utilizando as transformadas invariantes em amplitude.

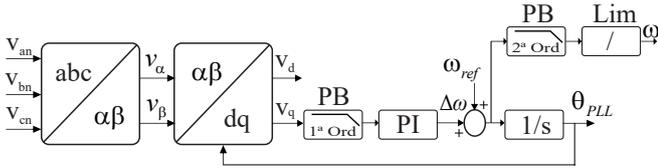


Figura 3. Malha do PLL

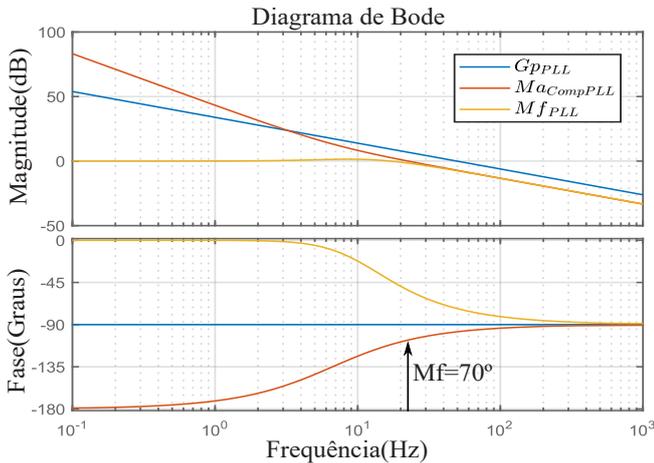


Figura 4. Diagrama de bode do PLL

Na malha de controle de saída do eixo de quadratura  $v_q$  foi adicionado um filtro passa baixas (PB) de primeira ordem, com frequência de corte de 12 Hz, a fim de filtrar harmônicas de tensão de ordens mais elevadas, que possam ser amostradas com a tensão da rede. A saída do filtro PB é conectada a um controlador do tipo Proporcional-Integral (PI) projetado para garantir o rastreamento da frequência angular da rede. Para este projeto foram utilizados os parâmetros  $k_p = 0,4364$  e  $k_i = 18,2794$  para atingir um coeficiente de amortecimento  $\xi$  de 0,7 e banda passante de aproximadamente 20 Hz o que resultou em uma margem de fase (Mf) de 70 graus.

Juntamente com a frequência angular estimada  $\Delta\omega$  é somado a frequência angular de referência  $\omega_{ref}$ , para facilitar a convergência da malha. Ao resultado desta soma, é adicionado uma ação integral, da qual é extraído o ângulo da rede  $\theta_{PLL}$ . Para a determinação da frequência nominal foi utilizado um filtro passa baixas de segunda ordem com banda passante de 12 Hz e um limitador da frequência angular a cada ciclo de rede.

A Figura 4 apresenta o diagrama da planta  $G_{pPLL}$  da planta com o controlador PI  $M_{aCompPLL}$  e da planta em malha fechada  $M_{fPLL}$ , onde a frequência de cruzamento do ganho em malha fechada ficou próxima de 20 Hz.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

#### 3.1 Malha externa de tensão do barramento

A malha de controle do barramento deve ser responsável por equilibrar a tensão do capacitor  $c_b$  e gerenciar o quanto de potência ativa será injetado na rede, para manter o barramento na referência desejada. Dessa forma, a alternativa foi considerar uma malha de potência que relacionasse a fonte de corrente de entrada, o capacitor do barramento e o inversor, conforme equação (17).

$$P_{in} = P_{bus} + P_{inv} \quad (17)$$

De acordo com a equação (18) a energia depende do capacitor  $c_b$  e da tensão ao quadrado, rearranjando os termos encontra-se a equação (19) a qual relaciona a tensão do barramento com a energia armazenada. Uma vez que a potência é a derivada da energia no tempo, a equação (17) foi reescrita, obtendo (20), criando o diagrama de blocos da Figura 5a). Esse diagrama será utilizada para implementar o controle de tensão do barramento.

$$E = \frac{1}{2} c v^2 \quad (18)$$

$$v^2 = \frac{2E}{C} \quad (19)$$

$$P_{bus} = \frac{dE_{bus}}{dt} = P_{in} - P_{inv} \quad (20)$$

A Figura 5b) apresenta a malha de controle de potência do barramento, onde a referência de tensão é dada pelo quadrado da tensão do barramento e pode ser representada em malha fechada com o controlador PI conforme equação (21). Percebe-se a potência ativa  $P^*$  está com sinal negativo, indicando que o excedente de potência será injetado na rede.

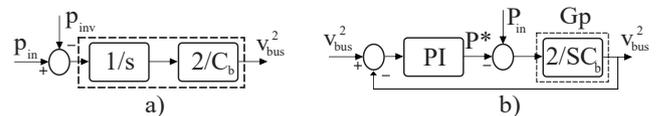


Figura 5. Malha de Potência do Barramento: a) Diagrama de blocos da Potência do Barramento. b) Malha de Controle de Potência

$$MF(S) = \frac{2k_{pv}s + 2k_{iv}}{s^2C + 2k_{pv} + 2k_{iv}} = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (21)$$

Uma vez que a malha de tensão deve ser mais lenta que a malha de controle de corrente, é necessário uma banda passante menor. Dessa forma, foram escolhidos os ganhos do controlador PI, para atingir uma frequência de

cruzamento do ganho em 12 Hz, com um coeficiente de amortecimento  $\xi=0,75$  em malha fechada, resultando nos ganhos  $k_{pv}=0,873334$  e  $k_{iv}=19,0678391$ .

A Figura 6 apresenta o digrama de bode da planta  $G_{p_{bus}}$ , da planta compensada em malha aberta  $Ma_{Comp_{bus}}$  e a planta compensada em malha fechada  $Mf_{bus}$ . Observa-se em  $Ma_{Comp_{bus}}$  que a adição do controlador PI, aumentou o ganho em baixas frequências devido a ação do integrador. Além disso, a banda passante em malha fechada foi limitada em 12 Hz, atingindo uma Mf de aproximadamente 75 graus.

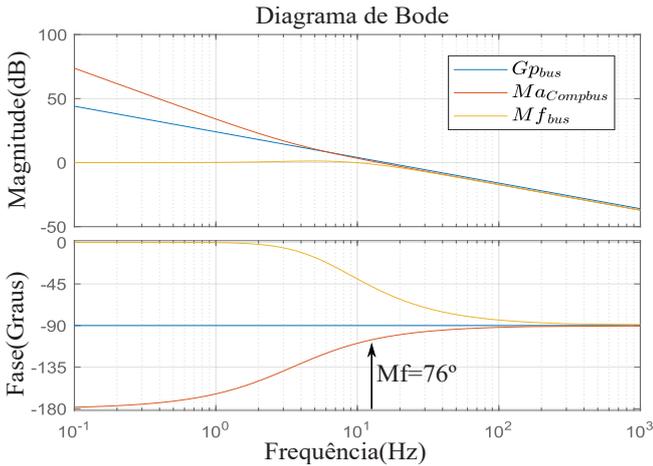


Figura 6. Diagrama de bode da malha de controle da tensão do barramento

### 3.2 Malhas de controle de potência ativa e reativa

Para calcular a potência ativa (p) e reativa (q), além das equações (15) e (16) é necessário a corrente em eixos síncronos, as quais podem ser encontradas utilizando as transformadas invariantes em amplitude de maneira análoga feita com as tensões, apresentada na seção 3. Dessa forma, é possível calcular a potência instantânea do conversor através das equações (22) e (23).

$$p = \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q) \quad (22)$$

$$q = \frac{3}{2}(v_d i_q - v_d i_d) \quad (23)$$

A Figura 7a) apresenta a malha de controle de potência, onde a referência de potência ativa  $P^*$  depende da tensão do barramento CC, a qual foi equacionada na seção anterior. Para a malha de potência reativa, a referência ( $Q^*$ ) determinará o modo como o inversor estará funcionando, com fator de potência unitário, de forma capacitiva ou indutiva. As referências para o controle de reativos, dependerá dos protocolos de comunicação entre o inversor e o operador da rede Miao et al. (2014), isto não será tratado neste trabalho. No entanto, na seção dos resultados de simulação serão apresentados de graus de referência de potência ativa e reativa, para verificar o comportamento dos controladores.

Ainda na Figura 7a) observa-se que a saída dos controladores PI das malhas de controle de potência irão gerar as referências de corrente em coordenadas síncronas, as quais

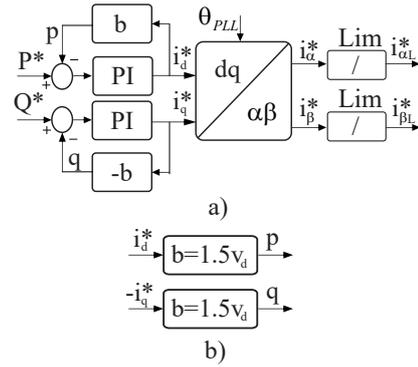


Figura 7. Diagrama das malhas de potência. a) Malha de potência ativa e reativa b) Ganho para o cálculo da potência instantânea.

serão transformadas para coordenadas estacionárias, estas serão as referências de controle para as malhas internas de corrente. Além disso, limitadores nas referências de corrente foram incluídos para garantir que não exceda-se o limite de capacidade do inversor.

Para o projeto dos controladores PI as correntes internas do conversor podem ser negligenciadas, uma vez que estarão em uma banda de controle mais elevada. Dessa forma, a função de transferência (FT) resume-se apenas ao ganho (b) o qual depende da magnitude da tensão de fase no ponto de conexão (PCC), conforme equação (24).

$$b = \frac{3}{2}v_d = \frac{3}{2}220\sqrt{2} \quad (24)$$

Considerando que a tensão do eixo de quadratura  $v_q$  já convergiu para zero, através da malha de controle do PLL, os termos contendo  $v_q$  podem ser desconsiderados das equações (22) e (23), resumindo-se ao diagrama de blocos da Figura 7b) onde percebe-se que a FT para a malha de potência depende apenas do ganho (b), o qual é consequência das transformações de coordenadas invariantes em tensão das equações (15) e (16).

A equação (25) apresenta a FT de malha fechada  $MF_p$  da Figura 7a). Para o projeto do ganho  $k_{pp}$  foi definida uma margem de fase  $\phi$  na frequência de cruzamento de 100 graus, a partir da equação (26). Após escolhido  $k_{pp}$ , definiu-se a frequência de cruzamento do ganho em malha fechada  $\omega_n = 2\pi 15$  rad/s. A partir das definições, pode ser definido o ganho integral através da equação (27).

$$MF_p = \frac{bk_{pp}s + ki_p}{s(1 + bk_{pp}) + bki_p} \quad (25)$$

$$k_{pp} = \frac{\cos(\phi - 180)}{v_d} = 0,00037208 \quad (26)$$

$$ki_p = \frac{\omega_{np}(1 + bk_{pp})}{b} = 0,23177073 \quad (27)$$

A Figura 8 apresenta o diagrama de bode da planta  $G_{pp}$ , da planta compensada em malha aberta  $MA_{comp_p}$  e da planta em malha fechada  $MF_p$ , onde percebe-se que a margem de fase e a frequência de cruzamento ficaram próximos aos limites estabelecidos.

### 3.3 Malhas Internas de Corrente

Após receber as referências de corrente em eixos estacionários  $i_{\alpha L}^*$  e  $i_{\beta L}^*$ , das malhas de potência, deve-se projetar

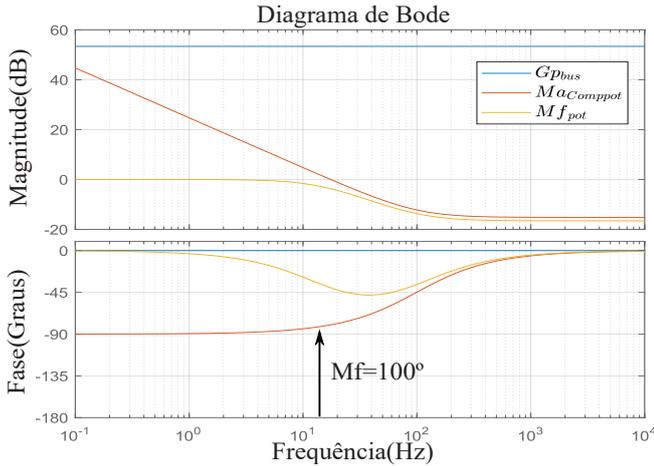


Figura 8. Diagrama de bode para as malhas de potência ativa e reativa

os controladores de corrente para que seja possível rastrear referências senoidais.

Primeiramente foi necessário modelar a dinâmica da planta utilizando equações em espaços de estados conforme (28). A matriz A representa a dinâmica da planta, a matriz B representa as entradas do sistema, a matriz C representa as variáveis de saída, a matriz D representa variáveis acopladas diretamente entre entradas e saídas e os estados da planta são representados pelo vetor  $x$ .

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du \end{aligned} \quad (28)$$

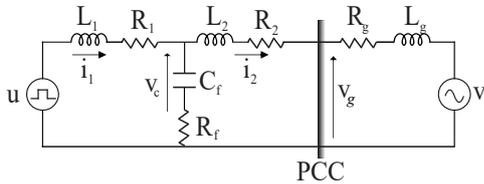


Figura 9. Modelo equivalente para a planta de corrente.

A Figura 9 apresenta o modelo da planta onde a dinâmica do sistema está descrita na equação (29). Como a tensão da rede  $v$  não atua diretamente no sistema, a mesma pode ser desconsiderada para a modelagem. No entanto, a impedância da rede e as resistências intrínsecas dos indutores  $R_1$  e  $R_2$  devem ser consideradas. No PCC as impedâncias do filtro e da rede devem ser somadas, e foram consideradas da seguinte forma:  $L2=L_g + L_2$  e  $R2=R_2+R_g$ .

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ v_c \\ \dot{i}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_1 - R_f}{L_1} & \frac{-1}{L_1} & \frac{R_f}{L_1} \\ \frac{1}{C_f} & 0 & \frac{-1}{C_f} \\ \frac{R_f}{L_2} & \frac{1}{L_2} & \frac{-R_f - R_2}{L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ v_c \\ i_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (29)$$

Para rastrear referências senoidais com erro nulo, foram incluídos controladores ressonantes na frequência fundamental e nas harmônicas ímpares, de ordem 5<sup>a</sup> e 7<sup>a</sup>, por serem as frequências onde os harmônicos de corrente são

mais significativos em sistemas trifásicos. A equação (30) descreve os controladores ressonantes, projetados com coeficiente de amortecimento dos polos complexos conjugados  $\xi_p = 0,05$ , e dos zeros complexos conjugados  $\xi_z = 0,5$  de maneira que produza um elevado ganho nas frequências de interesses.

Além dos controladores ressonantes, um controlador proporcional para limitar a banda passante em 1 kHz foi adicionado. O diagrama de bode da Figura 10 apresenta a planta em malha aberta  $Gp_i$ , a planta em malha aberta com o controlador proporcional ressonante  $Ma_{comp_i}$  com  $Mf$  de 55 graus e a planta em malha fechada  $Mf_i$ .

$$MR(s) = \sum_{h=1,5,7} \frac{s^2 + 2\xi_z(h\omega_n)s + h\omega_n^2}{s^2 + 2\xi_p(h\omega_n)s + h\omega_n^2} \quad (30)$$

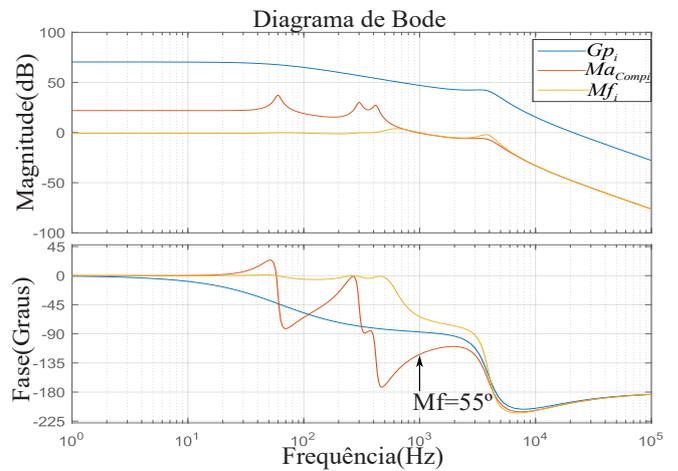


Figura 10. Diagrama de bode da malha interna de corrente

#### 4. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Os resultados de simulação foram obtidos através do software PSIM, o qual utilizou os parâmetros apresentados na Tabela 1. Os controladores apresentados nas seções anteriores foram discretizados e incluído um segurador de ordem zero  $ZOH$  e o  $delay$  de implementação, devido as atualizações dos PWMs. Ainda na tabela1 percebe-se que a frequência de amostragem ( $Fa$ ) foi implementada utilizando amostragem assimétrica regular, no dobro da frequência de chaveamento ( $Fs$ ) para o inversor operando na Potência nominal ( $Pn$ ) de 1 MW.

A Figura 11 apresenta as respostas para a malha de controle de potência ativa, operando com fator de potência unitário, responsável por regular a tensão do barramento  $C_b$  em 1000 volts. Na 11a) foi aplicado um degrau de corrente de entrada, o que resultou em uma variação de 80 % para 100 % da potência nominal em 0,35 segundos. Percebe-se pela Figura 11b) que o degrau na corrente de entrada faz com que a tensão no barramento subisse instantaneamente, gerando um aumento da corrente de saída  $i_a$  Figura 11c).

A Figura 12a) apresenta a referência de potência ativa  $P^*$  dependente da malha de controle do barramento, e a potência ativa instantânea  $p$  do inversor. A Figura 12b)

Tabela 1. Parâmetros de Simulação

Parâmetros	Valores
Pn	1 MW
Cb	20 mF
Cx	3 mF
LCx1 e LCx2	1 mF
LMx	0,999 m
L1x	0,2 mF
L2x	0,3 mF
Cfx	50 uF
Rfx	1 Ohm
vg	220 Vrms
Lg	0,1 mF
Rg	0,5 Ohms
Fs	10 kHz
Fa	20 kHz

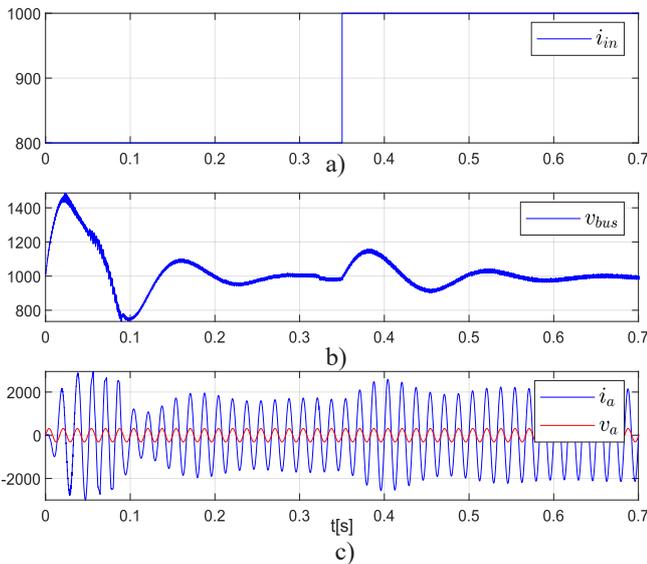


Figura 11. Regulação de potência ativa: a) Degrau de 800 para 1000A na corrente de entrada  $i_{in}$  b) Tensão do barramento  $v_{bus}$  c) Corrente  $i_a$  e tensão da rede  $v_a$ .

apresenta a tensão de saída  $va_{eq}$  contendo três níveis, e sendo ajustada sua máxima amplitude de acordo com a tensão do barramento  $v_{bus}$ , a qual atinge a referência de 1000 V em aproximadamente meio segundo.

Para verificar o rastreamento de corrente da malha interna e o comportamento da malha de controle de potência reativa, a Figura 13a) apresenta a tensão da rede  $v_a$  e a corrente da rede  $i_a$ . A Figura 13b) apresenta a referência de potência reativa  $Q^*$  e a potência reativa instantânea  $q$ .

De 0 até 0,2 s a referência de potência reativa é nula, logo o conversor está operando com fator de potência unitário, uma vez que a tensão e a corrente estão em fase. Em 0,2 s foi aplicado um degrau de potência reativa de -60 kvar, o qual pode ser observado pela corrente atrasada em relação a tensão. Por fim, em 0,3 s foi mudada a referência de potência reativa para +60 kvar, forçando o conversor que estava operando de maneira capacitiva a operar de maneira indutiva. Além disso, percebe-se a rápida convergência da malha de controle de potência reativa, atingindo as novas referências em aproximadamente 500 ms.

Para demonstrar a operação das malhas de tensão dos capacitores flutuantes, a tensão inicial dos capacitores foi

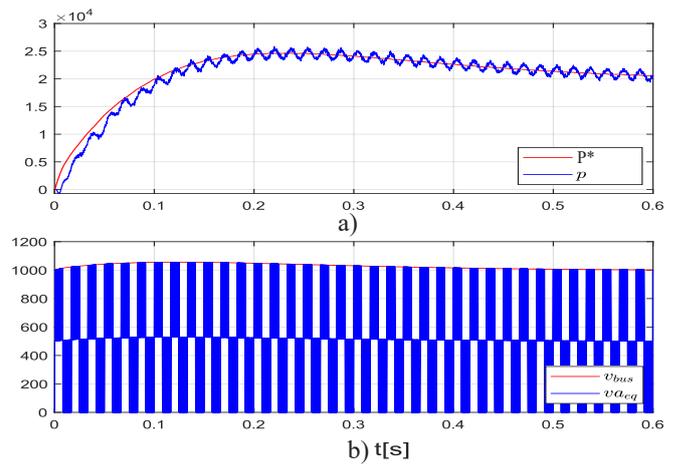


Figura 12. Regulação de potência ativa: a) Potência ativa e potência instantânea; b) tensão  $va_{eq}$  sintetizada na fase A e tensão  $v_{bus}$ .

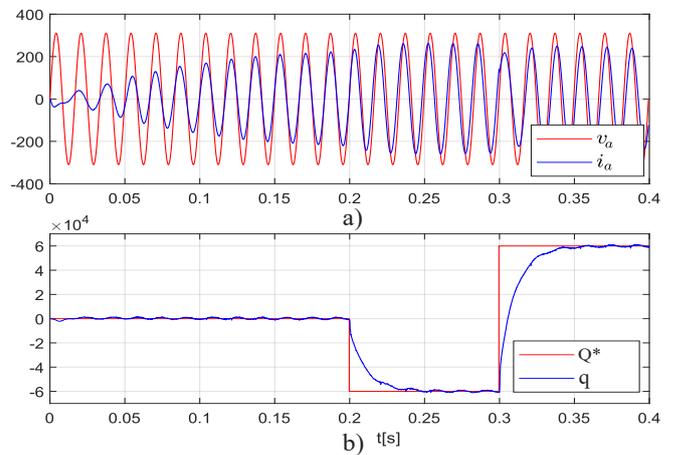


Figura 13. a) Corrente e tensão referente a fase A; b) Referência de Pot. Reativa e potência instantânea.

desbalanceada com valores entre 440 e 560 Volts, conforme a Figura 14a).

A Figura 14b) representa o resultado da malha de controle de corrente circulante referente a fase A, onde percebe-se que a média de  $(i_{a1}-i_{a2})$  nos indutores acoplados, está em torno de 0 A. Por fim, a Figura 14c), demonstra a corrente na fase A  $i_a$  e a soma das correntes em cada braço do inversor  $(i_{a1}+i_{a2})$ , mostrando que a corrente da fase está dividida em cada braço do inversor.

## 5. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou um inversor *Flying Capacitor* candidato a ser utilizado para fazer a conexão entre uma fonte primária de energia e a rede de distribuição. Demonstrou-se com a malha de controle de corrente que foi possível dividir a corrente de cada fase entre dois braços do inversor, diminuindo o esforço de cada semicondutor e controlando a corrente circulante. Ademais, a estratégia proposta, para a regulação da tensão dos capacitores flutuantes, demonstrou ser eficaz mantendo a tensão controlada nos capacitores.

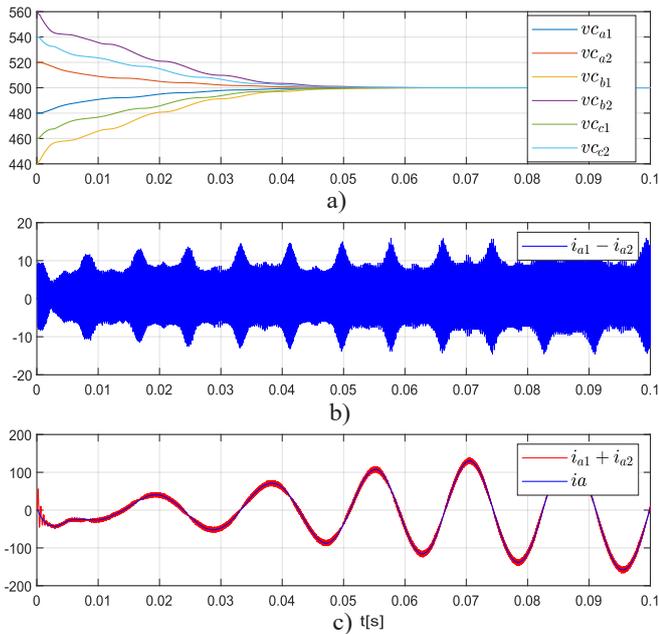


Figura 14. a) Tensão nos capacitores flutuantes; b) Corrente circulante; c) Corrente na fase A.

Além disso, através da malha de controle secundário, foi possível regular a tensão do barramento CC independente da corrente de entrada. Ainda, na malha de controle secundário, percebeu-se que foi possível dar suporte de reativos para rede, deixando o inversor operando de maneira capacitiva ou indutiva, conforme as referências recebidas do operador da rede.

Por fim, percebeu-se que a malha interna de controle de corrente com o controlador proporcional ressonante em coordenadas estacionárias, resolveu o problema de rastreamento para referências senoidais, o qual também foi projetado para compensar harmônicos de quinta e sétima ordem.

#### AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES/PROEX) – Código de Financiamento 001 e do Instituto Nacional de Ciência e Tecnologia em Geração Distribuída (INCT-GD) - CNPq processo 465640/2014-1, 423405/2018-7, 425155/2018-8, 308776/2018-6; CAPES 23038.000776/2017-54 e FAPERGS 17/2551-0000517-1; CNPQ 315101/2018-0 e do Instituto Federal do Rio Grande do Sul (IFRS).

#### REFERÊNCIAS

Carnielutti, F., Pinheiro, H., and Rech, C. (2012). Generalized Carrier-Based Modulation Strategy for Cascaded Multilevel Converters Operating Under Fault Conditions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(2), 679–689. doi:10.1109/TIE.2011.2157289.

Cougo, B., Gateau, G., Meynard, T., Bobrowska-Rafal, M., and Cousineau, M. (2012). PD modulation scheme for three-phase parallel multilevel inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(2), 690–700. doi:10.1109/TIE.2011.2158773.

Dargahi, V., Khoshkbar Sadigh, A., Abarzadeh, M., Pahlavani, M.R.A., and Shoulaie, A. (2012). Flying capacitors reduction in an improved double flying capacitor multicell converter controlled by a modified modulation method. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(9), 3875–3887. doi:10.1109/TPEL.2012.2188647.

Gohil, G., Bede, L., Teodorescu, R., Kerekes, T., and Blaabjerg, F. (2016). Comparative evaluation of modulation schemes for grid-connected parallel interleaved inverters. *2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems, PEDG 2016*. doi:10.1109/PEDG.2016.7527074.

Gohil, G., Maheshwari, R., Bede, L., Kerekes, T., Teodorescu, R., Liserre, M., and Blaabjerg, F. (2015). Modified discontinuous PWM for size reduction of the circulating current filter in parallel interleaved converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(7), 3457–3470. doi:10.1109/TPEL.2014.2339392.

Korada, N. and Mishra, M.K. (2017). Grid Adaptive Power Management Strategy for an Integrated Microgrid With Hybrid Energy Storage. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(4), 2884–2892. doi:10.1109/TIE.2016.2631443.

Malinowski, M., Member, S., Gopakumar, K., Member, S., Rodriguez, J., Member, S., and Pérez, M.A. (2010). A Survey on Cascaded Multilevel Inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(7), 2197–2206. doi:10.1109/TIE.2009.2030767.

McGrath, B.P. and Holmes, D.G. (2011). Enhanced voltage balancing of a flying capacitor multilevel converter using phase disposition (PD) modulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(7), 1933–1942. doi:10.1109/TPEL.2010.2097279.

Miao, Z., Xu, L., Disfani, V.R., and Fan, L. (2014). An SOC-based battery management system for microgrids. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 5(2), 966–973. doi:10.1109/TSG.2013.2279638.

Shin, D., Lee, J.P., Yoo, D.W., and Kim, H.J. (2015). Stability Improvement of Interleaved Voltage Source Inverters Employing Coupled Inductors for Grid-Connected Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(10), 6014–6023. doi:10.1109/TIE.2015.2420044.

Shukla, A., Ghosh, A., and Joshi, A. (2007). Capacitor voltage balancing schemes in flying capacitor multilevel inverters. In *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 1, 2367–2372. doi:10.1109/PESC.2007.4342381.

Silva, M.M., Toebe, A., and Pinheiro, H. (2018). Modulação descontínua para conversor de capacitor flutuante com controle de tensão dos capacitores. *Revista Eletrônica de Potência*, Volume 23(4), 414–423.

Yazdani, S., Ferdowsi, M., Davari, M., and Shamsi, P. (2020). Advanced Current-Limiting and Power-Sharing Control in a PV-Based Grid-Forming Inverter under Unbalanced Grid Conditions. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 8(2), 1084–1096. doi:10.1109/JESTPE.2019.2959006.