

CONTROLE DE CONVERSORES ESTÁTICOS PARA INTEGRAÇÃO DE PAINÉIS FOTOVOLTAICOS À REDE ELÉTRICA

HENRIQUE VIEIRA PADILHA

MAURICIO PEREIRA DOS SANTOS

PROF. SAMUEL POLATO RIBAS

1 INTRODUÇÃO

Este trabalho se propõe a desenvolver e analisar formas de tratamento da energia elétrica proveniente de módulos fotovoltaicos utilizando recursos disponíveis em Eletrônica de Potência e Controle Discreto. É abordada a aplicação de estruturas eletrônicas mais adequadas para as determinadas necessidades e aplicações, bem como a determinação das estratégias de controle mais eficientes não esquecendo de questões importantes como o rendimento global dos sistemas, a complexidade/confiabilidade e o custo. Como, naturalmente a energia solar é bastante variável, seu aproveitamento na forma de energia elétrica deve ser condicionado a um sistema de tratamento que proporcione a regularidade necessária para a correta operação da carga que será alimentada.

O Sol é hoje uma fonte de energia competitiva e se coloca nos mesmos patamares econômicos de produção das outras tecnologias baseadas em fontes não renováveis. O efeito fotovoltaico foi relatado pela primeira vez em 1839 por Edmund Becquerel que observou o aparecimento de uma tensão entre eletrodos imersos em um eletrólito, cujo valor dependia da intensidade da luz incidente (MARTINS, 2005). Descobriu-se posteriormente que vários materiais tinham a propriedade de gerar eletricidade quando expostos à luz. Não obstante uma variedade de materiais apresentem propriedades fotoelétricas, constatou-se na década de 50, que os semicondutores eram os que obtinham melhor performance, sendo logo empregados para a confecção das primeiras células fotovoltaicas de eficiência considerável (MARTINS, 2005).

O Brasil é um dos países com uma das maiores capacidades de produção de energia solar do mundo devido ao seu alto índice de incidência solar. Porém, o uso da energia solar no Brasil corresponde a apenas 2,4% de toda a matriz energética presente no País, sendo que o uso residencial corresponde a 44% deste montante, já os comércios e serviços corresponde a 33,1%, uso rural corresponde a 13,6% e indústrias corresponde a 7,7% (ABSOLAR, 2022).

O Brasil terminou o ano de 2021 com potencial de geração instalado de aproximadamente 13.404 MW, sendo 4.632 MW de geração centralizada e 8.772 MW de geração distribuída, um crescimento de aproximadamente 68% em relação ao ano de 2020. O potencial de geração de energia solar no Brasil vem crescendo de forma constante e até outubro de 2021 a média diária de geração foi de 1.322 MW (ABSOLAR, 2022).

A matriz energética no País é predominantemente hídrica, seguida por geração eólica, biomassa e gás natural. Na Figura 1 é possível visualizar o percentual de distribuição da toda a matriz energética brasileira.

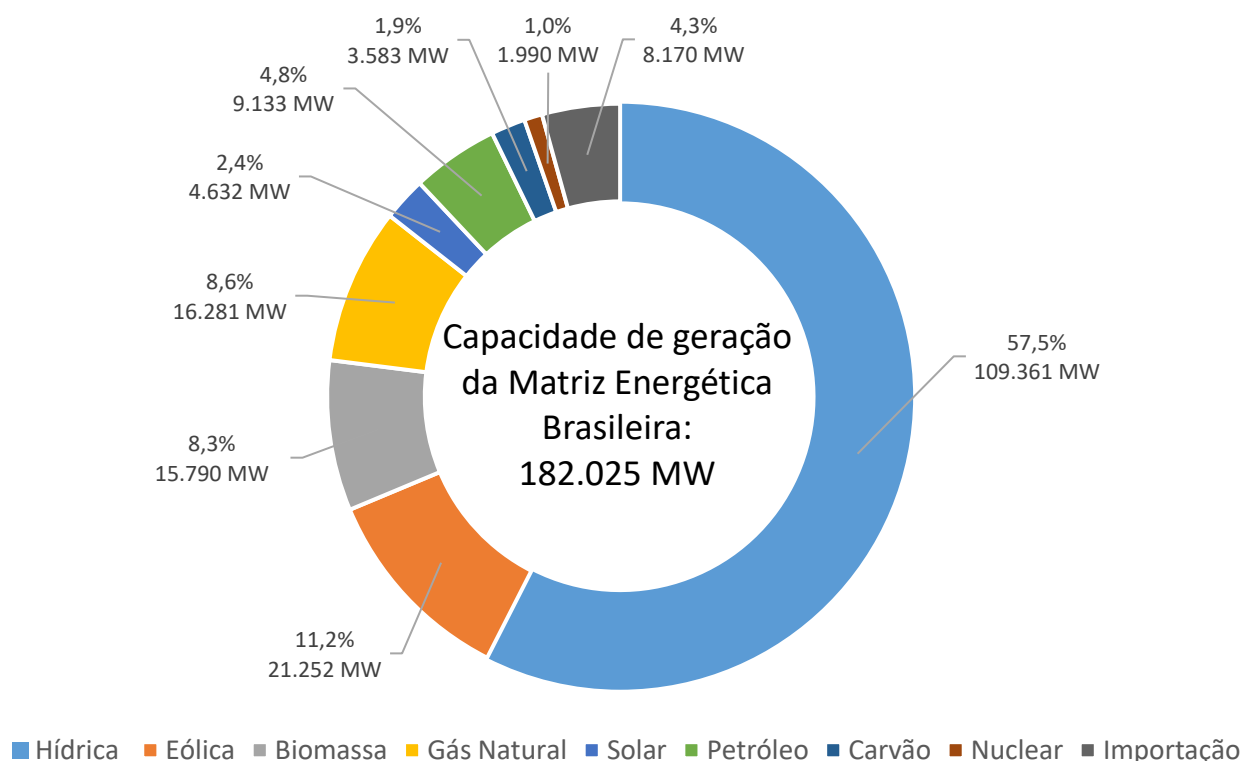


Figura 1 - Matriz energética brasileira (ABSOLAR, 2022).

A geração de energia solar demonstra uma grande evolução ao longo dos anos, sendo que esta geração é dividida em dois modelos. A geração centralizada é o modelo fornecido por usinas solares, onde se utiliza uma estrutura de transmissão que leva a energia até a rede de distribuição das concessionárias. A geração distribuída é o modelo onde a geração e o consumo da energia ocorrem no mesmo local (ABSOLAR, 2022). A Figura 2 demonstra a evolução dos dois modelos de geração da energia solar de 2016 à 2021.

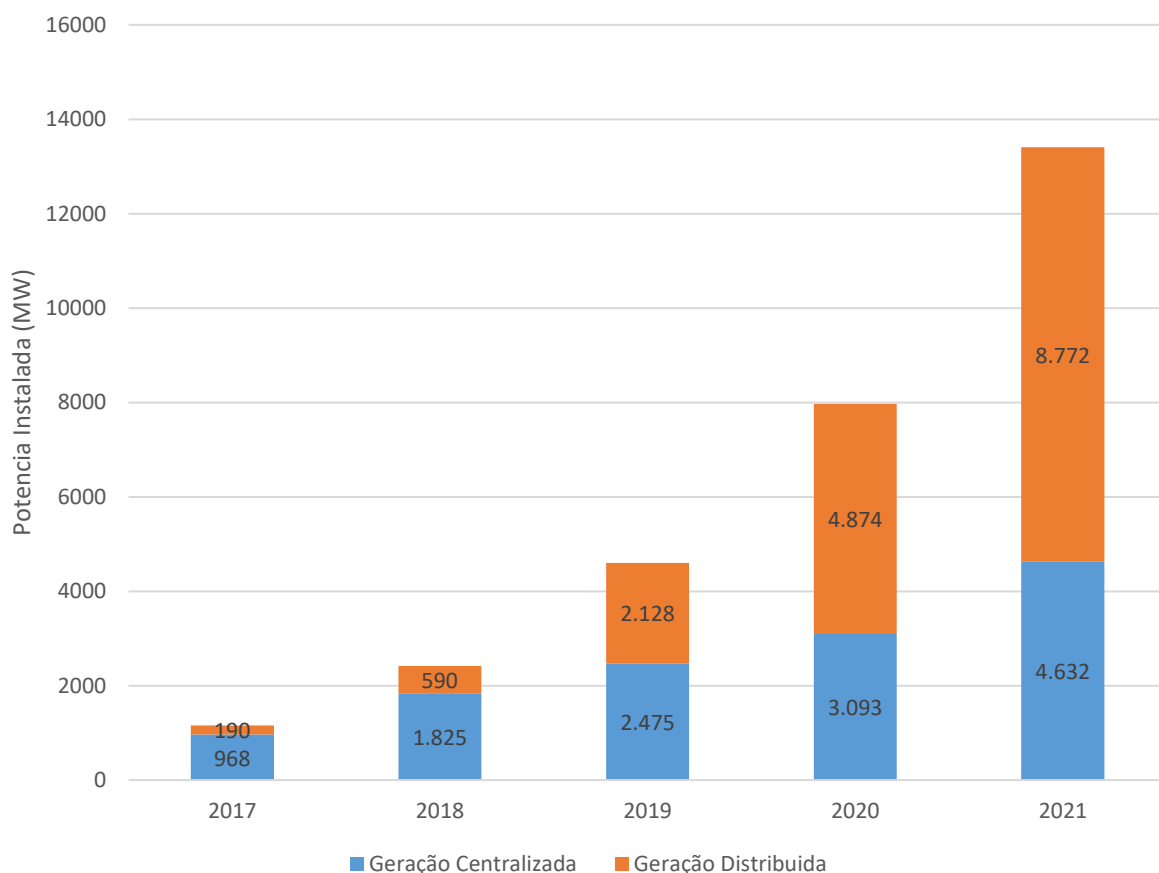


Figura 2 - Evolução da fonte solar (ABSOLAR, 2022).

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

A energia proveniente dos painéis é inicialmente processada por um conversor estático CC-CC operando em modo *boost* com controle de tensão pelo método DLQR, que é conectado a um conversor estático CC-CA inversor com controle ressonante pelo

método DLQR, para seguir uma referência senoidal e operar rejeitando a 3ª, 5ª e 7ª harmônica, o diagrama do sistema pode ser visualizado na Figura 3.

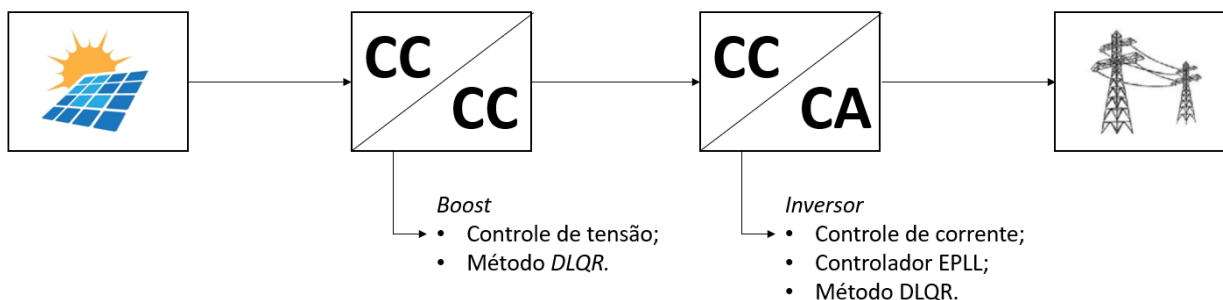


Figura 3 - Diagrama em blocos do sistema.

Os sistemas fotovoltaicos podem ser classificados em quatro categorias: agrupada, *string*, *multistring*, *ac-module*. O estudo para a instalação dos painéis fotovoltaicos deve levar em conta algumas situações, como a análise de posicionamento de instalação dos painéis e qual melhor tipo de associação a ser utilizada para que os requisitos de projeto sejam atendidos (LISERRE, 2010).

Os conversores estáticos são amplamente utilizados em projetos que utilizam energias renováveis. Quando se trata de energia solar a utilização de painéis fotovoltaicos podem sofrer com variações devido ao sombreamento, que ocasiona variação na tensão fornecida. Existem diversas formas para realizar o processamento da energia fornecidas pelos painéis fotovoltaicos, tais como: conversores *buck*, conversores *boost*, conversores bidirecionais e conversores *push-pull* (LIMA, 2008).

Tipicamente os painéis fotovoltaicos não atendem as especificações dos sistemas de tensão alternada, pois apresentam em sua saída uma baixa tensão contínua. Para sanar este problema utiliza-se uma associação em cascata de um conversor de tipo elevador *boost* e um inversor de tensão, onde se tem dois estágios, o primeiro estágio é responsável por elevar a tensão de entrada e encontrar o ponto de máxima potência, e o segundo é responsável por converter a tensão contínua em tensão alternada (SOUSA, 2019).

Ao utilizar um conversor *boost* para processar a tensão fornecida por painéis fotovoltaicos, aplica-se o controle de tensão como forma de prevenir situações onde a variação dos painéis influenciem no restante do sistema (VILELA, 2011).

O dimensionamento do inversor para conexão à rede elétrica deve ser feito de forma que o mesmo tenha potência igual ou superior a potência do gerador fotovoltaico, seu controle deve ser realizado com o objetivo de manter a corrente de saída constante, e sincronizar a tensão injetada na rede. (MACHADO, 2012).

Os arranjos fotovoltaicos têm um comportamento próximo ao de uma fonte de corrente, por isso, a grande maioria dos conversores CC-CA conectados à rede são alimentados em tensão, ou seja, possuem um barramento CC na entrada (SOUSA, 2019). A elevada tensão do barramento normalmente impõe o uso de IGBTs na composição da ponte de transistores. Para aumentar a eficiência dos inversores, existem duas opções fundamentais, uma baseada na utilização de diodos série, ou o uso dos RB-IGBTs (*reversing blocking* IGBTs) já que os mesmos apresentam um diodo em série encapsulado (MARTINS, 2005).

A geração dos pulsos de comando das chaves é realizada através da comparação de uma senoide retificada com duas portadoras triangulares, de frequência, defasadas de 180° entre si, executando a modulação por largura de pulso (BARBOSA, 2011).

Para o sistema do inversor, é comum incluir os controladores proporcionais ressonantes (PR) sintonizados na frequência fundamental e nas frequências que se deseja rejeitar como exemplo a terceira, quinta e sétima harmônica, por serem as mais relevantes em um típico espectro de corrente (RIBAS, 2011).

A eletrônica de potência é o meio que possibilita a devida operação e conexão das micro-redes ao consumidor ou a rede elétrica. Porém, como tende a ser extremamente não linear, a propagação de harmônicos é um dos principais problemas que devem ser considerados em um sistema, para corrigir essa propagação é possível integrar filtros ao sistema, sendo eles os filtros L, LC e LCL, tudo irá depender da carga que será utilizada (MARANGONI, 2012).

Para cargas robustas a utilização de um filtro L em muitos casos já é suficiente, em caso de cargas com níveis de sensibilidade alta, usualmente utiliza-se o filtro LC e para projetos que são conectados à rede elétrica usa-se comumente o filtro LCL, que realiza o processamento da fonte de alimentação, proporcionando boa atenuação harmônica (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011).

O controlador *Phase-Locked-Loop* (PLL) é utilizado para corrigir a diferença de fase existente entre a tensão de saída do sistema e a tensão da rede elétrica, colocando ambas em sincronismo para possibilitar a conexão com a rede (GUO; WU; GU, 2011). O mesmo possui muitas variações e implementações diferentes cada uma com suas vantagens e desvantagens, sua aplicação deve ser considerada de acordo com a resposta do sistema. O *Enhanced Phase-Locked Loop* (EPLL) tem seu princípio de funcionamento equivalente ao de um PLL convencional, apenas adiciona um filtro Notch em sua estrutura, que tem o objetivo de rastrear a amplitude do sinal de referência (GUO; WU; GU, 2011).

3 METODOLOGIA

O projeto do conversor *boost* e o inversor é em modelo discreto, os sistemas de ambos são representados por matrizes em espaço de estados e para o controle aplica-se o método regulador linear quadrático discreto (DLQR). Como o sistema atua conectado à rede elétrica, é necessário o uso do filtro LCL, o projeto dos componentes deste filtro considera parâmetros de tensão de saída, potência de saída e frequência fundamental do circuito inversor.

Todos os cálculos presentes neste artigo são realizados com o auxílio do *software* matemático *Matlab*® e a simulação utilizando o *software* dedicado *PSIM*®.

3.1 Conversor Boost

O objetivo do conversor *boost* neste projeto é realizar o processamento da tensão de entrada fornecida pelo painel fotovoltaico, fornecendo em sua saída um sinal de tensão controlada de acordo com as especificações de projeto (BARBI, 2014). O circuito do conversor com blocos representando o controle pode ser visto na Figura 4.

O valor de tensão da saída é medido e enviado ao sistema de controle, onde atua na razão cíclica, que influencia diretamente no chaveamento da chave e altera a tensão de saída.

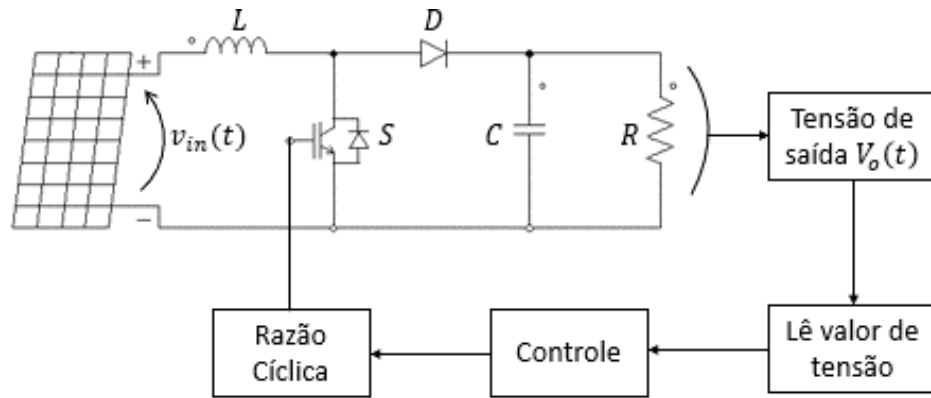


Figura 4 - Circuito conversor boost.

3.1.1 Modelagem em Modo de Condução Contínua

Considerando a estrutura presente na Figura 5, é possível modelar o sistema de entrada.

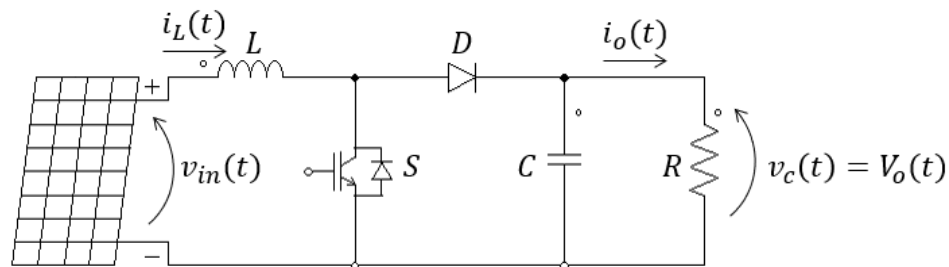


Figura 5 – Modelagem conversor Boost

A tensão de entrada é fornecida pelos arranjos de painéis fotovoltaicos $v_{in}(t)$, a tensão de saída $V_o(t)$ é igual a tensão no capacitor C, a corrente de entrada $i_L(t)$ flui pelo indutor L e a corrente de saída $i_o(t)$ é absorvida pela carga.

Para o modo de condução contínua este sistema possui duas variáveis de estado $i_L(t)$ e $v_c(t)$ e dois modos de operação de acordo com a posição da chave S. Para a chave fechada as matrizes dinâmicas representadas em espaço de estados são

$$A_{B1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/RC \end{bmatrix}, \quad B_{B1} = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

Para chave S aberta as matrizes dinâmicas em espaço de estados são

$$A_{B2} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix}, \quad B_{B1} = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

O modelo linearizado do sistema é dado por

$$\dot{\tilde{x}}(t) = A\tilde{x}(t) + B\tilde{d}(t) \quad (3)$$

Com $\tilde{x}(t)$ sendo a variação dos valores das variáveis de estado e $\tilde{d}(t)$ a variação no valor da razão cíclica.

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}}(t) &= [A_{B1}D + A_{B2} - A_{B2}D] \tilde{x}(t) + [(A_{B1} - A_{B2})X + (B_{B1} - B_{B2})v_{in}(t)] \tilde{d}(t) \\ \dot{\tilde{y}}(t) &= [C_{B1}D + C_{B2} - C_{B2}D] \tilde{x}(t) \end{aligned} \quad (4)$$

Sendo X representando os valores das variáveis de estado

$$X = \begin{bmatrix} \frac{v_{in}}{(1-D)^2 R} \\ \frac{v_{in}}{(1-D)} \end{bmatrix} \quad (5)$$

Realizando as devidas substituições obtém-se

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}}(t) &= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-D)}{L} \\ \frac{(1-D)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \tilde{x}(t) + \begin{bmatrix} \frac{v_{in}}{(1-D)L} \\ -\frac{v_{in}}{(1-D)^2 RC} \end{bmatrix} \tilde{d}(t) \\ \dot{\tilde{y}}(t) &= [0 \quad 1] \tilde{x}(t) \end{aligned} \quad (6)$$

3.1.2 Discretização do Conversor Boost

Discretizando o sistema para um período de amostragem T_s utilizando o método de amostragem de ordem zero (OGATA, 1995), obtém-se

$$A_{Bd} = e^{AT_s}, \quad B_{Bd} = \int_0^{T_s} e^{A\tau} B_{B1} d\tau \quad (7)$$

e

$$x(k+1) = A_{Bd}\tilde{x}(k) + B_{Bd}\tilde{d}(k) \quad (8)$$

3.1.3 Eliminar Erro em Regime Permanente

Como o conversor não possui integrador para eliminar o erro em regime permanente, é necessário um estado adicional como forma de eliminar este erro (OGATA, 2010).

Considerando um controlador do tipo proporcional-integral discreto dado pela seguinte função

$$\frac{\sigma(z)}{e(z)} = \frac{T_s}{z - 1} \quad (9)$$

Sendo que o erro pode ser escrito pela diferença entre um sinal de referência e a variável a ser controlada

$$e(k) = r(k) - v_c(k) \quad (10)$$

Considerando um sinal de referência adotado v_{cref}

$$v_c(k) = v_{cref} + \tilde{v}_c(k) \quad (11)$$

Obtém-se

$$e(k) = r(k) - (v_{cref} + \tilde{v}_c(k)) \quad (12)$$

Com isso, é possível obter a equação de diferenças

$$\sigma(k + 1) = \sigma(k) - T_s \tilde{v}_c(k) \quad (13)$$

3.1.4 Sistema Considerando a Integral do Erro

Com o estado da integral do erro $\sigma(k + 1)$ é possível obter o sistema aumentado, integrando o erro ao sistema $x(k + 1)$ da equação (8)

$$\delta(k + 1) = G\delta(k) + H\tilde{d}(k) \quad (14)$$

Tendo o sistema aumentado a seguinte representação em espaço de estados

$$\delta(k) = \begin{bmatrix} \tilde{i}_L(k) \\ \tilde{v}_C(k) \\ \sigma(k) \end{bmatrix}, \quad G = \begin{bmatrix} A_{Bd} & 0 \\ M & 1 \end{bmatrix}, \quad H = \begin{bmatrix} B_{Bd} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad M = [0 \quad -T_s] \quad (15)$$

3.1.5 Projeto do Controlador DLQR

Para calcular o vetor de ganhos K do projeto utiliza-se método DLQR (OGATA, 1995), com isso a função de custo é dada por

$$J_{DLQR} = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{\infty} \delta(k)^T Q_{DLQR} \delta(k) + \tilde{d}(k)^T R_{DLQR} \tilde{d}(k) \quad (16)$$

sendo a matriz $Q \geq 0$ e $R > 0$.

Utiliza-se a lei de controle definida em $u(k)$ para minimizar a função de custo

$$u(k) = -K\delta(k) \quad (17)$$

Para o sistema aumentado da equação (14) utilizando a equação de Ricatti discreta (OGATA, 1995) o problema é dado por

$$G^T V G - V - (G^T V H) (H^T V H + R_{DLQR})^{-1} (H V G) + Q_{DLQR} = 0 \quad (18)$$

obtendo o vetor de ganhos K

$$K_{DLQR} = (H^T V H + R_{DLQR})^{-1} (H V G) \quad (19)$$

Conhecendo as matrizes do sistema aumentado da equação (15) e adotando valores para Q_{DLQR} e R_{DLQR} de acordo com a necessidade do projeto, é possível obter os valores do vetor de ganhos K_{DLQR} utilizando a função *dlqr* do *Matlab*®, sendo

$$Q_{DLQR} = \begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 1000000 \end{bmatrix}, \quad R_{DLQR} = 10000, \quad K_{DLQR} = \begin{bmatrix} 0,03165 \\ 0,02349 \\ -9,21803 \end{bmatrix} \quad (20)$$

Os ganhos K_{DLQR} são utilizados para manter o valor das variáveis de estado e o sinal de controle dentro de uma faixa de operação desejada, garantindo estabilidade na sua operação em regime permanente.

3.2 INVERSOR CONECTADO A REDE POR MEIO DO FILTRO LCL

O circuito inversor que pode ser visto na Figura 6 é utilizado para converter uma tensão de entrada contínua e fornecer uma tensão de saída alternada.

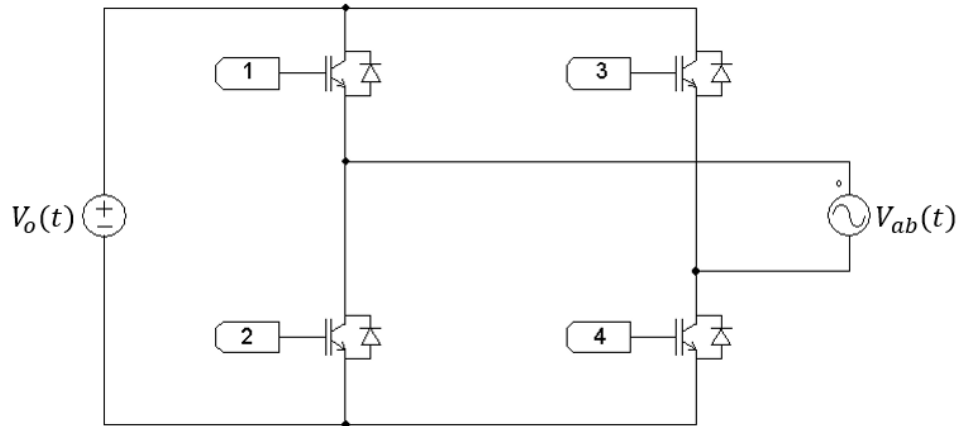


Figura 6 - Circuito Inversor

O circuito que pode ser visto na Figura 7, é utilizado para conexão do inversor na rede elétrica, realizando o processamento da fonte de alimentação, proporcionando boa atenuação harmônica (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011).

Para tal aplicação assume-se que a rede elétrica é predominantemente indutiva, sendo assim é inserido em série ao circuito LCL, a fonte $V_d(t)$ e a indutância $L_g(2)$.

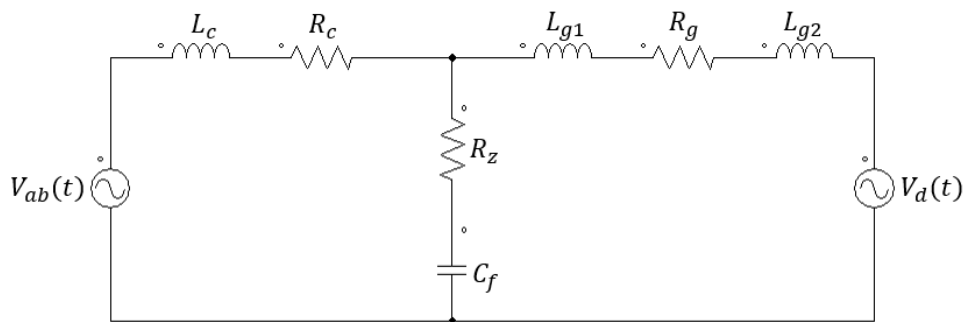


Figura 7 - Circuito Filtro LCL.

Este filtro possui um pico de ressonância que pode prejudicar o desempenho do sistema, o levando a instabilidade, com isso é necessário o uso de técnicas capazes de amortecer este pico.

3.2.1 Modelagem do filtro LCL

Para a modelagem associa-se a indutância do filtro com a indutância da rede elétrica tendo $L_g = L_{g1} + L_{g2}$ conforme Figura 8.

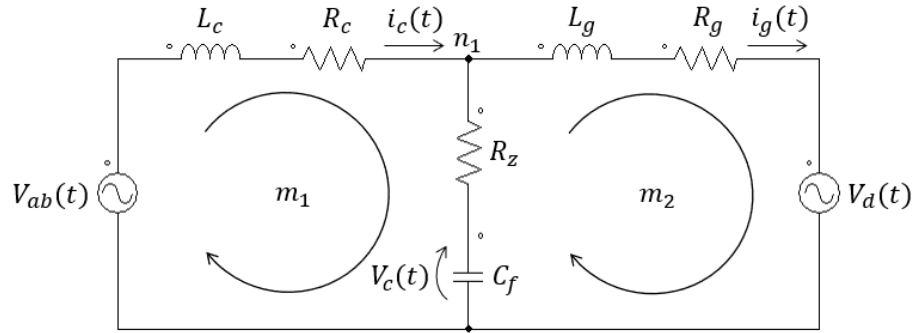


Figura 8 - Modelagem circuito LCL.

A tensão de saída do inversor que é conectado a entrada do filtro é definida por $V_{ab}(t) = B_1$, a tensão $V_d(t) = B_2$ é o distúrbio gerado pela rede elétrica, os estados são dados pela corrente do lado do inversor $i_c(t) = x_1$, pela tensão do capacitor $v_c(t) = x_2$ e pela corrente do lado da rede $i_g(t) = x_3$ e a saída do sistema é a corrente $i_g(t)$. O equacionamento do circuito da Figura 8 é dado pelas malhas m_1 , m_2 e pelo nó n_1 , sendo a equação da malha m_1 dada por

$$\frac{di_c(t)}{dt} = \frac{V_{ab}(t)}{L_c} - \frac{i_c(R_c + R_z)}{L_c} - \frac{i_g R_z}{L_c} - \frac{v_c(t)}{L_c} \quad (21)$$

sendo m_2 dada por

$$\frac{di_g(t)}{dt} = -\frac{V_d(t)}{L_g} - \frac{i_g(R_g - R_z)}{L_g} + \frac{i_c R_z}{L_g} + \frac{v_c(t)}{L_g} \quad (22)$$

sendo n_1 dada por

$$\frac{dv_c(t)}{dt} = \frac{i_c}{C_f} - \frac{i_g}{C_f} \quad (23)$$

Seu modelo linearizado é dado por

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + B_1 V_{ab}(t) + B_2 V_d(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (24)$$

com isso, considerando as resistências série nulas, tem-se

$$\begin{aligned}
 x = \begin{bmatrix} i_c(t) \\ V_c(t) \\ i_g(t) \end{bmatrix} \quad A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_c} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & \frac{1}{L_g} & 0 \end{bmatrix} \\
 B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_c} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{L_g} \end{bmatrix} \quad C = [0 \quad 0 \quad 1]
 \end{aligned} \tag{25}$$

3.2.1.1 Componentes do Filtro LCL

De acordo com a metodologia proposta por (LISERRE *et al.*, 2001) para determinar os valores dos indutores L_c , L_g e o capacitor C_f , se faz necessário conhecer algumas especificações de projeto, sendo elas a tensão de saída do inversor (V_{ab}), a potência de operação do inversor (P_{ab}), a frequência fundamental de operação (f_r) e a frequência de chaveamento do circuito inversor (f_s).

Com isso é possível determinar os valores da impedância base (Z_b) e a capacitância base (C_b) (LISERRE *et al.*, 2001), sendo

$$Z_b = \frac{V_{ab}^2}{P_{ab}}, \quad C_b = \frac{1}{Z_b \omega_n} \tag{26}$$

em que

$$\omega_n = 2\pi f_r \tag{27}$$

Para obter o valor do indutor L_c é necessário definir um percentual máximo para ondulação da corrente nominal de pico $\Delta I_{LC}(\%)$ (LISERRE *et al.*, 2001)

$$\Delta I_{LC} = \sqrt{2} \cdot \Delta I_{LC}(\%) \cdot \frac{P_{ab}}{V_{ab}} \tag{28}$$

em que

$$L_c = \frac{V_{ab}}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot f_s \cdot \Delta I_{Lc}} \quad (29)$$

Um dos critérios de projeto para garantir um bom funcionamento do filtro é que o valor da impedância percentual do indutor L_c ($\%X_{Lc}$) deve ser inferior a 10% (LISERRE et al., 2001)

$$\%X_{Lc} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot L_c}{Z_b} \quad (30)$$

Para obter o valor da capacitância C_f deve ser considerado que a potência reativa absorvida da rede deve ser inferior a 5%, $X_f = 0,05$ (LISERRE et al., 2001)

$$C_f = X_f \cdot C_b \quad (31)$$

Para obter o valor da indutância L_g , é preciso determinar o índice r , considerando por fins práticos uma boa relação sendo $\frac{I_{2(h)}}{I_{1(h)}} = 20\%$ (LISERRE et al., 2001)

$$\frac{I_{2(h)}}{I_{1(h)}} = \frac{1}{|1 + r (1 - C_b \cdot L_c \cdot \omega_s^2 \cdot X_f)|} \quad (32)$$

Com isso é possível obter L_g

$$L_g = r \cdot L_c \quad (33)$$

Com os valores dos componentes do filtro LCL obtidos é possível calcular a frequência de ressonância f_{res} , para validar os parâmetros de projetos estabelecidos e calculados (LISERRE et al., 2001)

$$10 \cdot f_r < f_{res} < \frac{f_s}{2}, \quad f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_g + L_c}{L_g \cdot L_c \cdot C_f}} \quad (34)$$

Se a frequência de ressonância estiver dentro dos critérios de valores da equação (32), o filtro LCL foi elaborado corretamente e poderá ser utilizado junto ao inversor para conexão à rede elétrica.

3.2.2 Modelo Discreto do Sistema

Para utilizar a simulação do controle digital no sistema, é necessário discretizá-lo, sendo assim, utiliza-se o amostrador retentor de ordem zero (ZOH) (OGATA, 1995) com um período de amostragem de T_s , este modelo é dado por

$$x(k+1) = A_d x(k) + B_{1d} u(k) + B_{2d} V_d(k) \quad (35)$$

sendo

$$A_d = e^{A T_s}; \quad B_{1d} = \int_0^{T_s} e^{A\tau} B_1 d\tau; \quad B_{2d} = \int_0^{T_s} e^{A\tau} B_2 d\tau \quad (36)$$

3.2.3 Atraso de Transporte

Sabe-se que em um sistema de controle existe um atraso devido ao fato de as variáveis serem medidas no instante k e o resultado do cálculo do controle ser fornecido no instante $k+1$. Se este atraso não for levado em consideração pode se fazer com que o controle não atue da forma desejada, fazendo com que a resposta do sistema seja inferior a esperada, podendo até levar o sistema a instabilidade (MASSING, 2013). Para modelar este atraso pode ser inserido o estado adicional (OGATA, 1995)

$$\theta(k) = u(k+1) \quad (37)$$

Obtendo o modelo de sistema aumentado que leva em conta o atraso de transporte apresentado a seguir

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} x(k+1) \\ \theta(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_d & B_{1d} \\ 0_{1 \times 3} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k) \\ \theta(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0_{1 \times 3} \\ 1 \end{bmatrix} u(k) + \begin{bmatrix} B_{2d} \\ 0 \end{bmatrix} V_d(k) \\ y(k) &= [C \quad 0] \begin{bmatrix} x(k) \\ \theta(k) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (38)$$

3.2.4 Rastreamento da Frequência Fundamental e Rejeição de Harmônicas

O sistema de controle do inversor permite que a corrente injetada na rede i_g atue rastreando a frequência de referência senoidal 60 Hz, e rejeite a 3ª, 5ª e 7ª harmônicas geradas pela tensão de rede V_d . Utilizando o controlador ressonante que possui a função de transferência a seguir (ZMOOD; HOLMES, 2003)

$$G_R(s) = \frac{s}{s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2} \quad (39)$$

Realizando a discretização do ressonante, obtém-se

$$\xi(k+1) = R \xi(k) + T e(k) \quad (40)$$

A saída de cada ressonante $\xi(k)$ é composta pelos dois estados do controlador, já o sinal de erro de entrada de cada controlador ressonante é dado por $e(k)$, sendo

$$e(k) = i_{ref}(k) - y(k) \quad (41)$$

composto por i_{ref} que é o sinal de referência e $y(k) = i_g(k)$.

Substituindo as equações, tem-se

$$\xi(k+1) = R \xi(k) - T C x(k) + T i_{ref}(k) \quad (42)$$

Este controlador pode ser associado em paralelo como forma de atender as especificações do projeto de rastrear uma referência senoidal e rejeitar harmônicas. Para um grupo de n controladores com dimensões $2n$ tem-se

$$\xi = \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \vdots \\ \xi_n \end{bmatrix}, \quad R = \begin{bmatrix} R_1 & & \\ & \ddots & \\ & & R_n \end{bmatrix}, \quad T = \begin{bmatrix} T_1 \\ \vdots \\ T_n \end{bmatrix} \quad (43)$$

3.2.5 Sistema Completo do Inversor

Incluindo os estados da planta x , estado do atraso de transporte θ e estado do ressonante ξ é possível obter o modelo do sistema aumentado (MACCARI JUNIOR, 2015)

$$\begin{aligned} z(k+1) &= Gz(k) + H_1 u(k) + H_2 V_d(k) + H_3 i_{ref}(k) \\ y(k) &= Cz(k) \end{aligned} \quad (44)$$

em que

$$z(k+1) = \begin{bmatrix} x(k+1) \\ \theta(k+1) \\ \xi(k+1) \end{bmatrix}, \quad z(k) = \begin{bmatrix} x(k) \\ \theta(k) \\ \xi(k) \end{bmatrix}, \quad G = \begin{bmatrix} A_d & B_{1d} & 0_{3 \times 2n} \\ 0_{1 \times 3} & 0 & 0_{1 \times 2n} \\ -TC & 0_{2n \times 1} & R \end{bmatrix} \quad (45)$$

$$H_1 = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 1} \\ 1 \\ 0_{2n \times 1} \end{bmatrix}, \quad H_2 = \begin{bmatrix} B_{2d} \\ 0 \\ 0_{2n \times 1} \end{bmatrix}, \quad H_3 = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 1} \\ 0 \\ T \end{bmatrix}$$

$$y(k) = [C \quad 0 \quad 0_{1 \times 2n}] \begin{bmatrix} x(k) \\ \theta(k) \\ \xi(k) \end{bmatrix}$$

Com isso é possível modelar o sistema de controle em espaço de estados levando em conta a planta discretizada do atraso de transporte, rastreamento da referência senoidal e rejeição de harmônicas advindas da rede elétrica, obtendo simultaneamente todos os ganhos do controlador.

3.2.6 Projeto do Controlador DLQR do Inversor

O controlador DLQR para o inversor é projetado da mesma forma do controlador para conversor *boost* presente em 3.1.5.

Com isso, conhecendo as matrizes do sistema aumentado da equação (45) e adotando valores para Q e R de acordo com a necessidade do projeto, é possível obter os valores de ganhos K utilizando a função *dlqr* do *Matlab*®, sendo

$$Q = \text{diag}(1 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 1), \quad R = 8000$$

$$K = \begin{bmatrix} -0.07443351428557 \\ 0.00767545960626 \\ 0.01492232466695 \\ -0.00415302410875 \\ -4.19732887359480 \\ -0.00019195452992 \\ -12.48405653462258 \\ -0.00115471782068 \\ -20.51667104787706 \\ -0.00198358909797 \\ -28.18461077408188 \\ -0.00276349094636 \end{bmatrix} \quad (46)$$

3.2.7 SISTEMA PLL

O PLL é um sistema em malha fechada utilizado para processar um sinal de entrada e uma referência senoidal, obtendo assim um sinal de saída com frequência e fase sincronizado com a referência (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011).

Na Figura 9 é possível visualizar a representação da estrutura básica de um PLL.

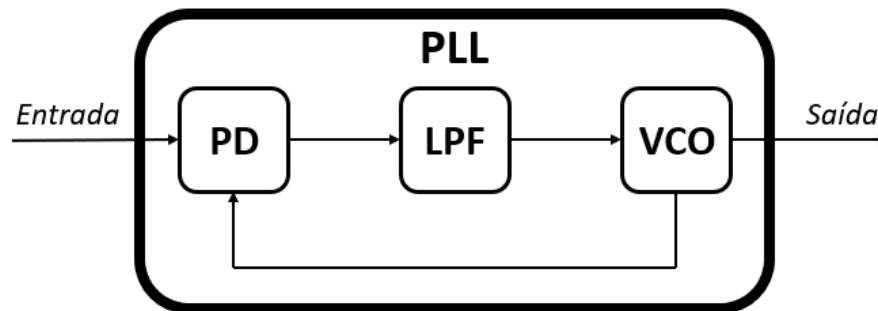


Figura 9 - Estrutura PLL (GUO; WU; GU, 2011).

A entrada de sinal e o sinal de realimentação negativa são conectadas ao bloco de detecção de fase (*Phase Detector* - PD) que compara a fase do sinal de entrada e a fase do sinal de realimentação gerando uma diferença de fase, que posteriormente é enviada a um filtro passa-baixa (*Low-Pass filter* – LPF) que tem como finalidade eliminar a diferença de fase existente e rejeitar possíveis distúrbios harmônicos e ruídos, por fim após a filtragem, o sinal é enviado ao oscilador controlado por tensão (*Voltage Controlled Oscillator* – VCO) que ajusta a frequência do sinal e produz um sinal de saída com amplitude unitária e frequência aproximada ao sinal de entrada (GUO; WU; GU, 2011).

3.2.7.1 Sistema EPLL Monofásico

O EPLL é composto por uma estrutura semelhante ao PLL, seu principal diferencial é que ele possui uma malha denominada filtro *notch* adaptativo utilizada para capturar a amplitude do sinal de entrada, fazendo com que seja possível representar por completo o sinal de entrada processado em sua saída (NEVES, 2016).

O diagrama do EPLL utilizado no projeto pode ser visto na Figura 10.

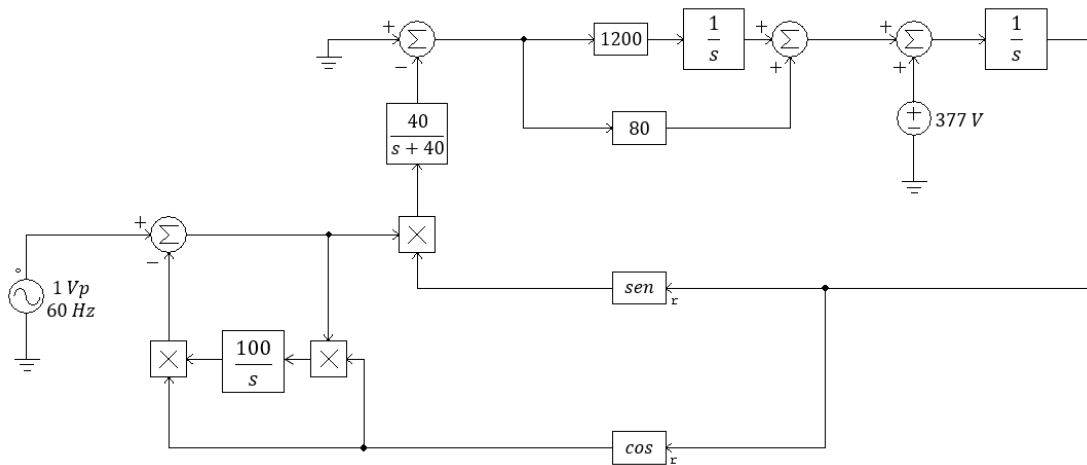


Figura 10 – Diagrama do EPLL.

Com base no diagrama o sistema está operando em um sistema contínuo, sendo assim para aplicação no projeto é necessário discretizá-lo, o método utilizado é o amostrador retentor de ordem zero (ZOH).

3.2.7.1.1 Filtro Passa-Baixa (LPF)

Dado o seguinte filtro passa-baixa (LPF)

$$LPF = \frac{40}{s + 40} \quad (47)$$

O sistema discreto é dado por

$$LPF_d = \frac{0,001982}{z - 0,998} \quad (48)$$

Com base na equação (48), a equação de diferenças é dada por

$$y_{PB}[K] = 0,001982 x_{PB}[k - 1] + 0,998 y_{PB}[k - 1] \quad (49)$$

3.2.7.1.2 Controlador PI

Dado o seguinte controlador PI

$$PI = \frac{800s + 1200}{s} \quad (50)$$

O sistema discreto é dado por

$$PI_d = \frac{800z - 800}{z - 1} \quad (51)$$

Com base na equação (51), a equação de diferenças é dada por

$$y_{PI}[K] = 80 x_{PI}[k - 1] - 80 x_{PI}[k - 1] + y_{PI}[k - 1] \quad (52)$$

3.2.7.1.3 Integradores

Dado o seguintes Integradores com ganho 1 e 100 respectivamente

$$I_1 = \frac{1}{s}, \quad I_2 = \frac{100}{s} \quad (53)$$

O sistema discreto é dado por

$$I_{1d} = \frac{0,0000496}{z - 1}, \quad I_{2d} = \frac{0,00496}{z - 1} \quad (54)$$

Com base na equação (54), a equação de diferenças é dada por

$$\begin{aligned} y_{I_1}[K] &= 0,0000496 x_{I_1}[k - 1] + y_{I_1}[k - 1] \\ y_{I_2}[K] &= 0,00496 x_{I_2}[k - 1] + y_{I_2}[k - 1] \end{aligned} \quad (55)$$

Com as equações de diferenças é possível implementar o circuito do EPLL digitalmente utilizando uma plataforma programável, com isso é possível monitorar e alterar os valores das variáveis de projeto, a fim de fornecer sincronismo entre o sinal de referência e o sinal de saída.

4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A entrada do sistema é composta por painéis fotovoltaicos, e conta com seis arranjos de painéis conectados em associação paralela, sendo que cada arranjo possui sete painéis conectados em associação série, totalizando 42 painéis, que são conectados ao conversor *boost* que alimenta o inversor conectado à rede elétrica por meio do filtro LCL.

O sistema possui objetivo de fornecer 2000 W para a rede elétrica, sendo assim os valores de tensão e potência fornecidos pelos painéis são suficientes para manter o

conversor *boost* com uma tensão de saída controlada de 240 V e 2000 W, o inversor fornece corrente controlada em sua saída com o objetivo de fornecer tal valor potência para rede elétrica e a tensão de saída é sincronizada com a tensão da rede elétrica por meio do EPLL.

Considerando o sistema sem perdas, as características do sistema podem ser vistas na Tabela 1.

Tabela 1 - Características do sistema

Características individuais do painel fotovoltaico			
Número de Células	Resistência série (Ω)	Corrente de curto-circuito (A)	Corrente de saturação (A)
36	0,008	3,8	$2,16.10^{-8}$
Características resultantes da associação dos painéis fotovoltaicos			
Número de Células	Resistência série (Ω)	Corrente de curto-circuito (A)	
216	0,0013	22,8	
Corrente de saturação (A)	Tensão de saída (V)	Potência de saída (W)	
$1,296.10^{-7}$	134,6	2000	
Características do Conversor Boost			
Tensão de entrada (V)	Tensão de saída (V)	Potência de saída (W)	Frequência de chaveamento (Hz)
134,6	240	2000	20160
Capacitor (μF)	Indutor (mH)	Resistência Série Indutor (Ω)	Razão Cíclica
470	1,973	0,3	0,439
Características do inversor e filtro LCL			
Tensão de entrada (V)	Tensão de saída eficaz (V)	Potência (W)	Frequência de chaveamento (Hz)
240	127	2000	20160
Indutor do lado do inversor (mH)	Indutor do lado da rede (mH)	Capacitor (μF)	Frequência fundamental (Hz)
1	1	16,4	60

O circuito resultante do sistema pode ser parcialmente visualizado na Figura 11, onde o arranjo de painéis fotovoltaicos fornece tensão para alimentar o conversor *boost* e após ser processada fornece uma tensão de saída controlada. O restante do circuito pode ser visualizado na Figura 12, onde o inversor é alimentado pelo *boost* fornecendo um sinal de saída que é enviado ao filtro LCL, processado e conectado à rede elétrica.

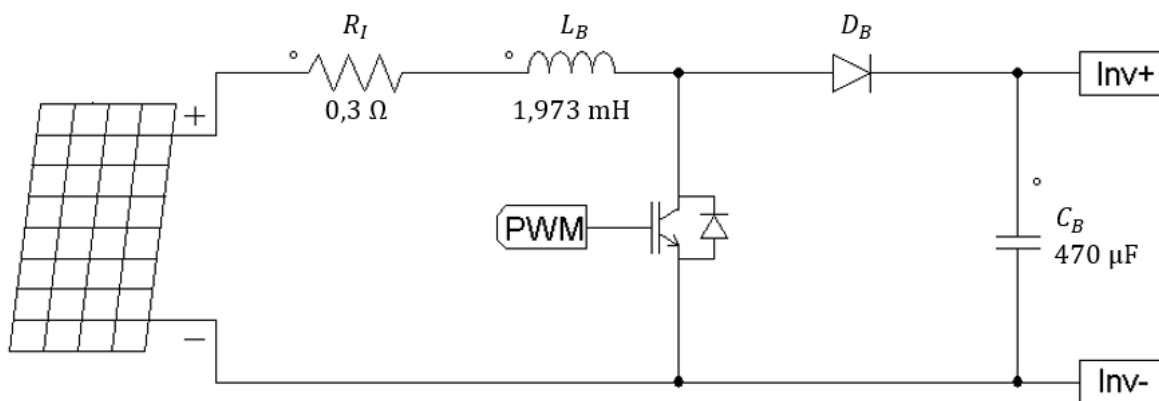


Figura 11 - Painéis fotovoltaicos conectado ao conversor boost.

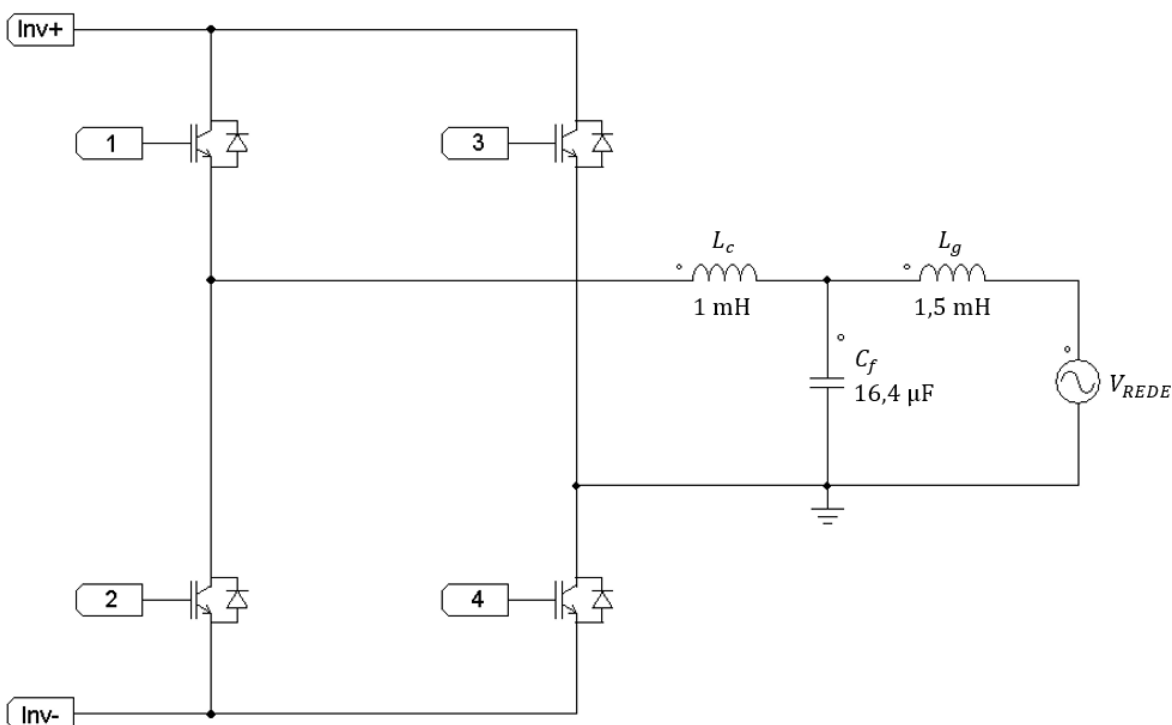


Figura 12 - Circuito inversor com filtro LCL conectado à rede elétrica.

De acordo com as características do sistema, os sinais de tensão e corrente de saída fornecido pelo arranjo de painéis fotovoltaicos podem ser vistos na Figura 13 e seus respectivos valores estão presentes na Tabela 2. Esta tensão e corrente alimentam o circuito conversor *boost*.

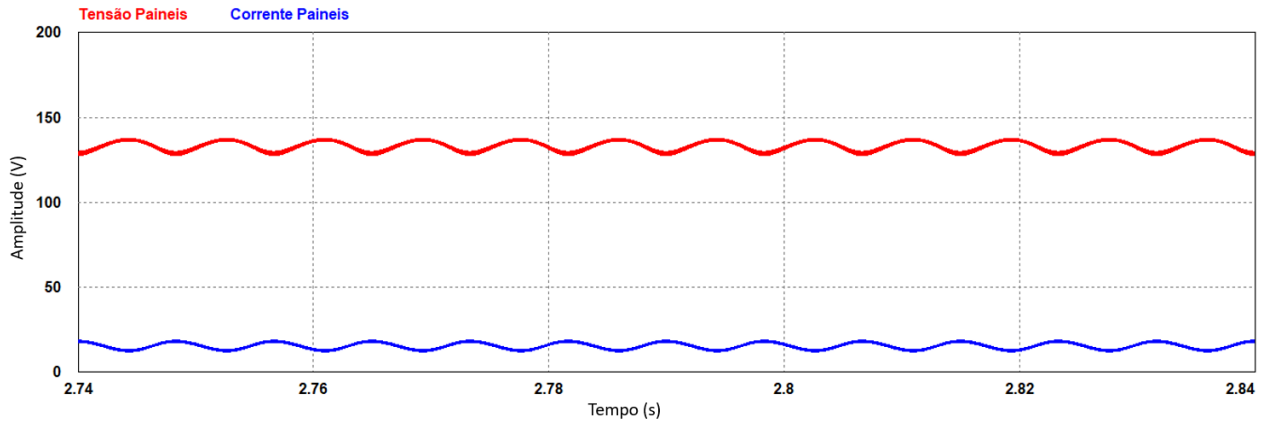


Figura 13 – Tensão (vermelho) e corrente (azul) saída arranjo painéis fotovoltaicos.

Tabela 2 – Valores de tensão e corrente presentes Figura 13.

Arranjo de Painéis Solares	
Tensão de saída (V)	Corrente de saída (A)
133,34	15,62

O conversor *boost* eleva a tensão fornecida pelo arranjo de painéis fotovoltaicos resultando em sua saída nos sinais de tensão e corrente que podem ser vistos na Figura 14 e seus respectivos valores estão presentes na Tabela 3. Esta tensão e corrente são utilizadas para alimentar o circuito inversor.

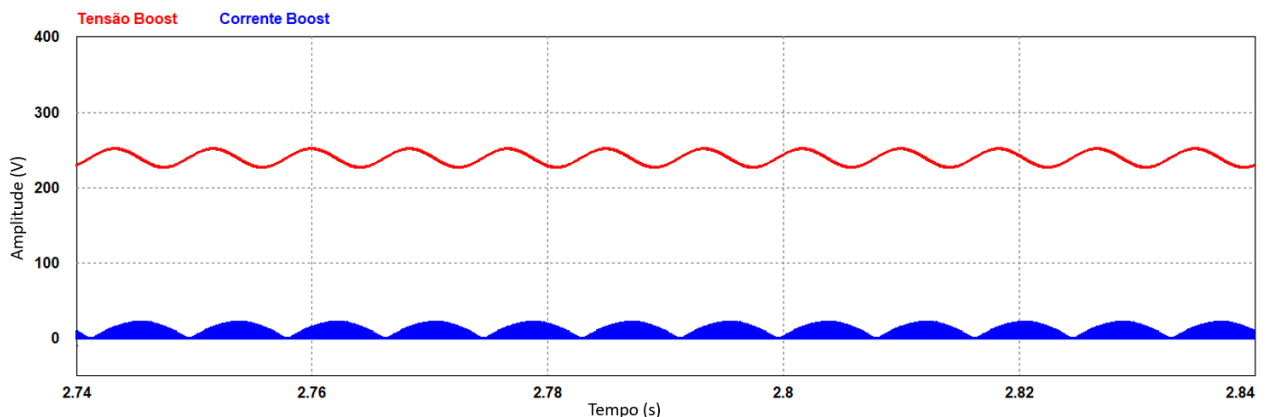


Figura 14 – Tensão (vermelho) e corrente (azul) de saída conversor boost.

Tabela 3 – Valores de tensão e corrente presentes Figura 14.

Conversor <i>Boost</i>	
Tensão de saída (V)	Corrente de saída (A)
239,7	8,87

Para conectar o sistema a rede elétrica é necessário que haja sincronismo entre o ângulo de fase dos sinais senoidais de saída do sistema, para isso aplica-se o sistema de sincronismo EPLL que atua conforme pode ser visto na Figura 15, o EPLL projetado leva cerca de 0,35 segundos para realizar a sincronização, sendo este tempo ideal para garantir a correta sincronização do sistema.

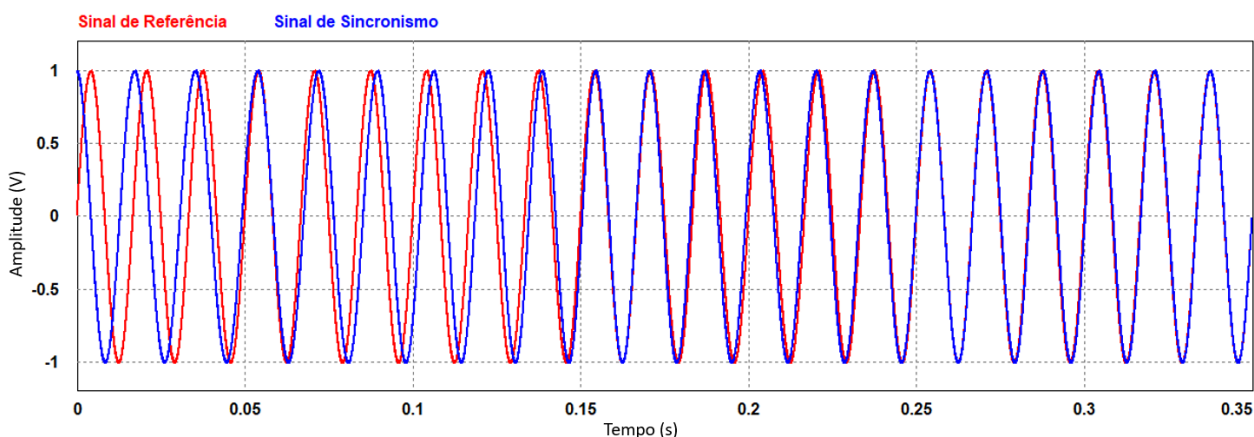


Figura 15 - Sincronismo EPLL – Sinal de referência (vermelho) e sinal de sincronismo (azul).

Como o sistema conta com indutores do filtro LCL, ocorre a defasagem entre a tensão e a corrente de saída do sistema conforme pode ser visto na Figura 16.

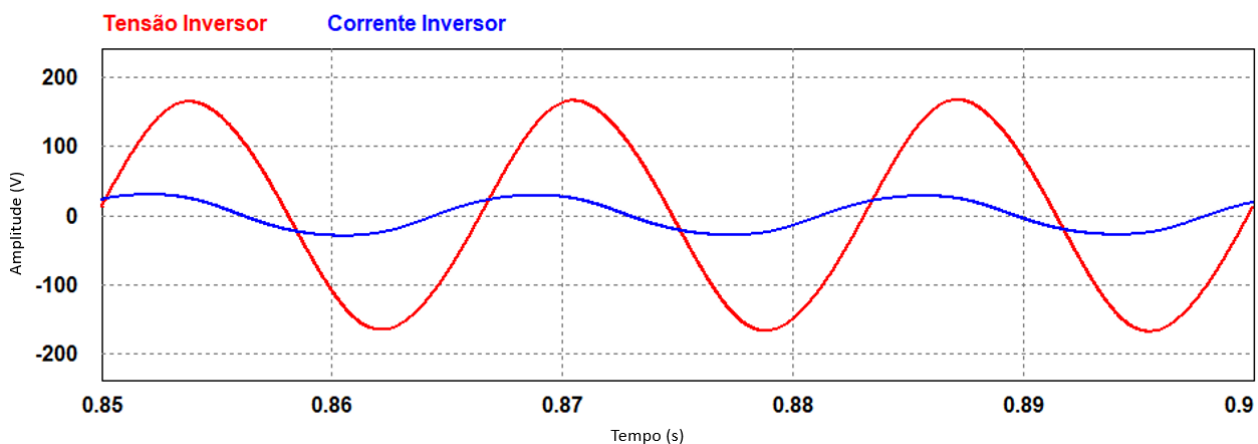


Figura 16 - Sistema sem sincronismo EPLL - Tensão (vermelho) e corrente (azul).

Para que este problema seja corrigido, o sinal de referência adotado para o circuito EPLL é a tensão do saída do inversor, e após todas as operações realizadas de acordo com o diagrama presente na Figura 10, um sinal de sincronismo é gerado e utilizado para influenciar diretamente na frequência de chaveamento do circuito inversor, fazendo com que a tensão e a corrente de saída do sistema fiquem em fase conforme pode ser visto na Figura 17 e seus valores podem ser vistos na Tabela 4, para que em seguida o sistema possa ser conectado à rede elétrica.

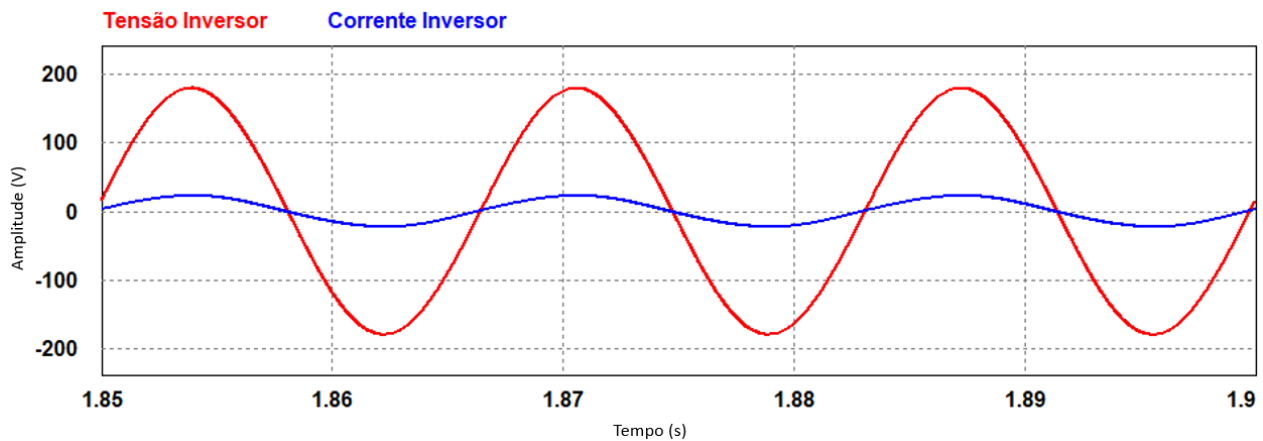


Figura 17 - Sistema com tensão e correntes sincronizados - Tensão (vermelho) e corrente (azul).

Tabela 4 – Valores de saída do sistema.

Tensão e corrente de saída do sistema	
Tensão de saída (V)	Corrente de saída (A)
126,25	15,91

5 CONCLUSÃO

Neste trabalho foram apresentados projetos de controle para conversores estáticos, como forma de processar o sinal proveniente de um arranjo de painéis solares e conectar à rede elétrica. Para isso todos os sistemas operaram de forma discreta como forma de facilitar o processo de implementação digital no *software* de simulação PSIM®.

Os resultados apresentados consideram a operação do sistema em regime permanente e demonstram que o conversor *boost* e o inversor fornecem em suas saídas os níveis de tensão e corrente dentro dos requisitos de projeto.

O problema de sincronismo para conexão à rede elétrica foi abordado, e para isso aplicado o circuito EPLL, cuja sua eficácia no sistema foi demonstrada por meio dos resultados.

Como proposta de continuidade é possível incluir uma malha de potência, para que caso ocorra variação na tensão da rede, o sistema se adapte e mantenha a potência constante. Também é possível inserir elementos para melhorar a resposta em regime transitório no início da operação dos conversores.

6 REFERÊNCIAS

ABSOLAR, Associação Brasileira de Energia Solar Fotovoltaica. **Panorama da Energia Solar Fotovoltaica no Brasil e no Mundo**. Disponível em: <<https://www.absolar.org.br/mercado/infografico/>>, Acesso em: 28 fev. 2022.

BARBI, Ivo. **Modelagem de conversores CC-CC empregando modelo médio em espaço de estados**. Florianópolis: [S. n], 206 p, 2014.

BARBOSA, Rui Diogo Ribeiro. **Compensação Harmônica em Inversores Fotovoltaicos Ligados à Rede Elétrica**. Dissertação (Mestrado) — Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2011.

GUO, X.-Q.; WU, W.-Y.; GU, H.-R. **Phase-locked loop and synchronization methods for grid-interfaced converters: a review**. Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review), p. 182–187, abril 2011.

LIMA, A. S. **Comparação de dois conversores BOOST para aplicação em carregadores de baterias de um sistema fotovoltaico autônomo, aplicando princípios de engenharia de valor**. Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal do Ceará. 2008.

LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. **Design and control of an LCL-filter based three-phase active rectifier**. In: Industry Applications Conference, 2001. ThirtySixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE. [S.l.: s.n.], 2001. v. 1, p. 299–307 vol.1. ISSN 0197-2618.

LISERRE, M.; SAUTER, T.; HUNG, J.Y., **Future Energy Systems**, IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 4, no. 1, pp. 18-37, March 2010.

MACCARI JUNIOR, Luiz Antonio. **Controle robusto baseado em desigualdades matriciais lineares aplicado a inversores conectados à rede elétrica**. Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), 2015.

MACHADO, Patricia Cesar *et al.* **ANÁLISE DA INSERÇÃO DA TEORIA DE MODELAGEM E CONTROLE DE CONVERSORES ESTÁTICOS NOS CURSOS DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA**. Revista de Ensino de Engenharia, 2012.

MARANGONI, Filipe. **INVERSOR MONOFASICO PARA CONEXOES DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS A REDE**. 103 f, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, 2012.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Eletrônica de potência: Introdução ao estudo dos conversores CC-CA**, Florianópolis: 2005.

MASSING, J. R. **Aplicação de controle adaptativo a conversores estáticos conectados à rede**. Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), 2013.

NEVES, Marcello da Silva. **Desenvolvimento e implementação de métodos de sincronismo aplicados a sistemas de geração distribuída** – Rio de Janeiro: UFRJ/Escola Politécnica, 2016.

OGATA, K. **Discrete-time control systems**. [s. l.]: Prentice Hall, 1995.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 5 ed. São Paulo: Pearson, 2010.

RIBAS, Samuel Polato. **Um controle ótimo aplicado a fontes ininterruptas de energia: projeto, validação experimental e análise de desempenho**. 2011. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, [S. l.], 2011.

SOUSA, Silas Martins, **Controle de conversor c.c./c.c. SEPIC em modo corrente aplicado ao inversor fotovoltaico trifásico conectado à rede elétrica**, Dissertação (Mestrado), Universidade Federal de São João del Rei. Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais, 2019.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. **Grid Converters for Photo-voltaic and Wind Power Systems**. John Wiley & Sons, 2011. (Wiley – IEEE).

VILELA, AFRÂNIO ORNELAS R., **Projeto e Construção de um Conversor Boost Controlado em Modo de Tensão**. Monografia, Universidade Federal de Viçosa (UFV), Viçosa, 2011.

ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G. **Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error.** Power electronics, IEEE Transactions on, v. 18, n. 3, p. 814-822, 2003.