

Raul Henrique Santana

**Estudo Comparativo de Topologias de
Microinversores Para Painéis Fotovoltaicos
Conectados à Rede Elétrica**

Belo Horizonte

2018

Raul Henrique Santana

Estudo Comparativo de Topologias de Microinversores Para Painéis Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica

Monografia apresentada durante o Seminário dos Trabalhos de Conclusão do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da UFMG, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Universidade Federal de Minas Gerais – UFMG

Escola de Engenharia

Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Pedro Francisco Donoso-Garcia

Belo Horizonte

2018

Sumário

1	INTRODUÇÃO	5
1.1	Motivação	5
1.2	Objetivo	7
1.3	Estrutura Geral do Trabalho	7
2	ESTADO DA ARTE	9
2.1	Modelo do PV	9
2.2	Conversores Estáticos CC/CC	10
2.2.1	Conversor Ćuk Convencional	10
2.2.2	Conversor Ćuk Entrelaçado	11
2.3	Conversores CC/CA - Inversores tipo fonte de tensão (VSI)	13
2.3.1	Inversor com Modulação por Largura de Pulso Bipolar	13
2.3.2	Inversor com Modulação por Largura de Pulso Unipolar	15
2.4	Conversor Integrado (CC/CA)	15
2.4.1	Conversor Ćuk Integrado	15
2.5	Rastreador de ponto de máxima potência (MPPT)	16
2.5.1	Método Perturba e Observa (P&O)	17
2.5.2	Método de Condutância Incremental (IC)	17
2.6	Filtro	19
3	METODOLOGIA	21
3.1	Painel Fotovoltaico	21
3.2	Conversores Estáticos CC/CC	23
3.2.1	Conversor Ćuk Convencional	23
3.2.1.1	Ciclo de Trabalho	24
3.2.1.2	Indutores	24
3.2.1.3	Capacitores	25
3.2.1.4	Circuito resultante	25
3.2.2	Conversor Ćuk Entrelaçado	25
3.2.2.1	Ciclo de Trabalho	25
3.2.2.2	Indutores	26
3.2.2.3	Capacitores	26
3.2.2.4	Circuito Resultante	26
3.3	Conversores CC/CA - Inversores tipo fonte de tensão (VSI)	27
3.3.1	Inversor PWM Bipolar	27
3.3.2	Inversor PWM Unipolar	27

3.4	Conversor Integrado (CC/CA)	27
3.4.1	Conversor Ćuk Integrado	27
3.5	Rastreador de ponto de máxima potência (MPPT)	28
3.6	Filtro	28
3.6.1	Conjuntos Painel-Conversor CC/CC-Inversor-Filtro	30
4	RESULTADOS	31
4.1	Conversores Estáticos CC/CC	31
4.1.1	Conversor Ćuk Convencional	31
4.1.2	Conversor Ćuk Entrelaçado	33
4.2	Conversores CC/CA - Inversores tipo fonte de tensão (VSI)	33
4.2.1	Inversor PWM Bipolar	33
4.2.2	Inversor PWM Unipolar	35
4.2.3	Conjuntos Painel-Conversor CC/CC-Inversor-Filtro	35
5	CONCLUSÃO	37
	REFERÊNCIAS	39
	ANEXOS	41
	ANEXO A – CÓDIGO DA IMPLEMENTAÇÃO DE MPPT UTILIZADO	43
	ANEXO B – CIRCUITOS DOS INVERSORES IMPLEMENTADOS NO PSIM	45

1 Introdução

1.1 Motivação

A geração de energia elétrica no Brasil é fortemente caracterizada por um modelo geração centralizada e faz uso do conceito de economias de escala ([MACHADO; SOUSA; HEWINGS, 2016](#)). Nesse modelo, plantas de grande porte geram toda a energia, que é transmitida e distribuída aos consumidores, ou seja, a energia é gerada de forma centralizada e posteriormente entregue ao destino final. Contudo, além dos riscos e danos ambientais ocasionados por tais centrais geradoras, com foco no cenário brasileiro para a área alagada pelas usinas hidrelétricas, principal fonte de energia do país, está associada à esta estrutura a necessidade de altos investimentos relacionados à distribuição da energia gerada, tanto no condicionamento com a construção e manutenção de subestações quanto na transmissão.

Nesse cenário, a geração distribuída de energia elétrica vem se mostrando cada vez mais uma alternativa viável. Uma rede de geração distribuída pode ser definida como um conjunto de fontes de energia conectadas diretamente à rede de distribuição ou ao cliente ([ACKERMANN; ANDERSSON; SÖDER, 2001](#)).

Segundo a **ANEEL** (Agência Nacional de Energia Elétrica), desde 2012, com a vigência da solução normativa [Resolução Normativa ANEEL nº 482/2012](#), é permitido ao consumidor brasileiro gerar sua própria energia elétrica, se esta for proveniente de fontes renováveis ou cogeração qualificada. Uma maior adesão da população à GD tem como impactos esperados, além da diversificação da matriz energética nacional, a redução do carregamento e das perdas nas redes, o adiamento de investimentos em expansão e distribuição e a redução do impacto ambiental ([ANEEL, 2018](#)).

A principal vantagem na adesão ao sistema distribuído para o consumidor final é a capacidade de fornecer seu excedente de produção à rede local, de modo a obter uma redução ainda maior do valor pago à concessionária de energia no fim de cada mês.

No conjunto de fontes renováveis, destaca-se a energia fotovoltaica, que converte a energia de raios solares em eletricidade através de painéis fotovoltaicos (PV). Além de utilizar recurso abundante e não poluir durante a geração, sistemas geradores fotovoltaicos necessitam de pouca manutenção e utilizam pouco espaço, podendo ser instalados nos tetos dos imóveis. Apesar disso, o custo de instalação destes geradores ainda é elevado e, portanto, é necessário maximizar a eficiência do sistema.

Um painel fotovoltaico apresenta uma resposta não linear à incidência solar sobre sua área e, para que seja extraído deste a máxima potência possível devem ser utiliza-

dos algoritmos de rastreamento de ponto de máxima potência (MPPT). Aliados a estes algoritmos também se fazem necessários inversores de alto rendimento, responsáveis por condicionar a tensão contínua fornecida pelos painéis em tensão alternada que pode ser injetada diretamente na rede elétrica.

Por serem o elo de ligação entre o painel fotovoltaico e o sistema elétrico residencial e da concessionária, em sistemas *on-grid* além de representarem uma parcela considerável do custo total da implantação do gerador os inversores apresentam grande impacto na eficiência final do sistema de geração e, portanto, faz-se pertinente uma análise comparativa de custo e eficiência destes.

A tensão disponibilizada por painéis fotovoltaicos é geralmente de baixa amplitude, sendo necessária uma etapa de amplificação entre o painel e a transformação do sinal contínuo em alternado. Esse estágio pode ser evitado em casos nos quais vários painéis são conectados em série de modo que a tensão de saída do conjunto seja maior que a tensão de pico da rede. Esta configuração é, entretanto, pouco usual em sistemas de baixa potência devido à necessidade de se garantir uma tensão mínima fornecida pelos painéis. Sendo assim, as topologias mais comuns de inversores para sistemas fotovoltaicos utilizam um estágio elevador de tensão e um estágio inversor conectados em série (Junior et al., 2011).

Com o intuito de reduzir o custo e o espaço ocupado por inversores responsáveis por lidar com a energia gerada por uma série de painéis fotovoltaicos, vem sendo estudada a utilização de microinversores (Bouzgunda et al., 2011), inversores de menor potência, montados atrás de cada painel, pelo qual são responsáveis pela otimização da geração e pelo condicionamento da energia gerada. A principal vantagem na utilização de microinversores está no fato de estes isolarem os efeitos de sombreamento entre painéis (Nezamuddin; Crespo; dos Santos, 2016).

Os microinversores também são compostos, em geral, por dois estágios. O primeiro responsável por elevar a tensão fornecida pelo painel, além de sua operação no ponto de máxima potência e o segundo responsável por gerar a corrente alternada de modo a assegurar a correta conexão com a rede elétrica (Nezamuddin; Crespo; dos Santos, 2016). Podem ser utilizadas, também, topologias integradas que buscam a simplificação e redução de componentes do circuito através da conexão direta entre os estágios (Luigi et al., 2010) (Junior et al., 2011).

É proposto nesse trabalho um estudo comparativo entre algumas topologias de microinversores para sistemas fotovoltaicos baseadas na estrutura CC-CC Ćuk. Serão estudados inversores com conversores Ćuk, Ćuk entrelaçado e Ćuk integrado com um inversor de onda completa, esse último proposto por (Luigi et al., 2010).

A utilização de conversores Ćuk se faz interessante devido ao fato de estes apresen-

tam comportamento de fonte de corrente ([Junior et al., 2011](#)), o que torna mais simples sua a conexão de sua saída à rede elétrica, que apresenta o comportamento de uma fonte de tensão, já que devem ser mantidos os níveis de tensão independente da corrente drenada. Isso elimina a necessidade de impedâncias em série entre o inversor e a rede elétrica, utilizadas para limitar a corrente de saída do inversor, as quais são necessárias quando este apresenta características de fonte de tensão. Além disso, o conversor Ćuk apresenta baixo ripple de corrente, o que resulta em baixas perdas e melhor eficiência na conversão ([Shawky; Ahmed; Orabi, 2016](#)).

A fonte de energia utilizada será um painel fotovoltaico com potência de aproximadamente 300W, será escolhido e implementado um algoritmo de MPPT e feita, também, uma análise da distorção harmônica injetada por cada implementação.

1.2 Objetivo

O objetivo principal deste TCC é o estudo, projeto, simulação e análise de um sistema de geração de energia elétrica composto por painel fotovoltaico e conversores CC-CC e CC-CA.

As topologias de conversores que serão analisadas estão listadas a seguir e serão combinadas com inversores em ponte completa bipolar e unipolar.

- Conversor Ćuk convencional
- Conversor Ćuk Entrelaçado de duas fases
- Conversor Ćuk integrado

1.3 Estrutura Geral do Trabalho

O capítulo 1 introduz o tema e o objeto de estudo, com uma breve explicação e contextualização do problema. No capítulo 2 é apresentado o estado da arte e apresentado o embasamento teórico necessário para o desenvolvimento do trabalho.

No capítulo 3 é descrita a metodologia utilizada, sendo o capítulo 5 dedicado à exposição dos resultados obtidos através desta. O sexto e último capítulo é dedicado à discussão do resultado e às conclusões obtidas pelo estudo.

2 Estado da Arte

2.1 Modelo do PV

O circuito equivalente de células fotovoltaicas pode ser representado por uma fonte de corrente, como pode ser visto na figura 1. Este modelo é amplamente aceito e utilizado em trabalhos relacionados a energia fotovoltaica e seu comportamento do é descrito pelas equações 2.1 a 2.6, nas quais i_{pv} é a corrente e V a tensão de saída da célula solar, respectivamente. I_{ph} é a fotocorrente e I_r a corrente reversa de saturação da célula, R_s e R_p são as resistências série e shunt, q é a carga do elétron e η é o fator de idealidade da junção p-n. k é a constante de Boltzmann, T representa a temperatura ambiente, em Kelvins e G representa a densidade de potência da irradiação solar. T_r é a temperatura nominal, em Kelvins (298K), I_{sc} é a corrente de curto circuito em condições padrão de teste (STC) ($T_r = 25^\circ C$ e $G = 1kW/m^2$), α é o coeficiente de temperatura, I_{rr} é a corrente de saturação reversa em STC e E_g é o *gap* de energia entre as bandas (1.1eV). V_{oc} é a tensão de circuito aberto das células, N_s é o número de células por painel e M_s é o número de painéis conectados em série (de Oliveira et al., 2016).

$$i_{pv} = I_{ph} - I_r \left[e^{q((V+i_{pv}R_s)/\eta kT)} - 1 \right] - \frac{V + i_{pv}R_s}{R_p} \quad (2.1)$$

$$I_{ph} = [I_{SC} + \alpha (T - T_r)] \frac{G}{1000} \quad (2.2)$$

$$I_r = I_{rr} \left(\frac{T}{T_r} \right)^3 e^{[(qE_g/\eta k)((1/T_r) - (1/T))]} \quad (2.3)$$

$$I_{rr} = \frac{I_{SC} - (V_{oc}/R_p)}{e^{(qV_{oc}/\eta kT_r)} - 1} \quad (2.4)$$

$$V_{pv} = V N_s M_s \quad (2.5)$$

$$V_{ocPV} = V_{oc} N_s M_s \quad (2.6)$$

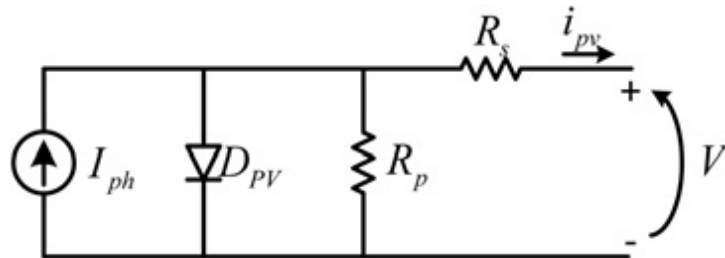


Figura 1 – Circuito Equivalente de uma Célula Fotovoltaica (de Oliveira et al., 2016)

A partir das equações 2.1, 2.2, 2.3 e 2.4 é possível inferir a existência das relações entre a corrente de saída do painel fotovoltaico, sua temperatura e a irradiação solar.

De fato, quanto maior a temperatura da célula, menor sua tensão de circuito aberto e, portanto, mais rápida sua variação de corrente. Já em relação à irradiação solar, quanto menor a magnitude desta, menor a corrente máxima da célula, relação clara ao analisar a equação 2.2.

Na figura 2 são apresentadas curvas I-V para diferentes valores de irradiação solar e temperatura de painel, para servirem de demonstração da influência dessas variáveis no comportamento do painel.

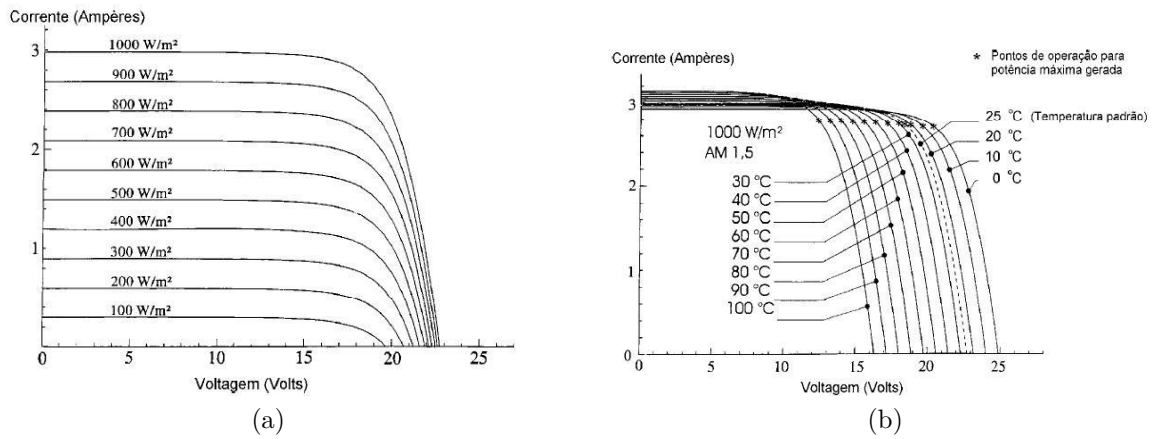


Figura 2 – Curvas IxV de painel fotovoltaico para diferentes (a) irradiancias e (b) temperaturas

2.2 Conversores Estáticos CC/CC

2.2.1 Conversor Ćuk Convencional

Um conversor Ćuk é um conversor CC-CC baseado na transferência de energia capacitiva que é capaz de fornecer tensão maior ou menor que sua tensão de entrada, com polaridade invertida. Seu circuito pode ser visto na figura 3.

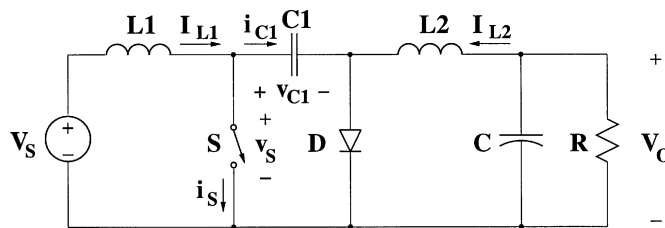


Figura 3 – Conversor Ćuk convencional (CZARKOWSKI, 2001)

Quando a chave S está fechada (ON), os indutores $L1$ e $L2$ são carregados pela tensão de entrada e capacitor $C1$, respectivamente. O capacitor $C1$ polariza inversamente o diodo D e descarrega fornecendo energia para a carga R , o capacitor de filtro C e o indutor de filtro $L2$. Com o transistor representado pela chave S em estado aberto (OFF),

o indutor de entrada $L1$ carrega o capacitor de transferência de energia $C1$. O diodo D conduz as correntes de ambos $L1$ e $L2$ e, portanto, o indutor $L2$ descarrega fornecendo energia à carga (CZARKOWSKI, 2001) (Joseph; Daniel; Unnikrishnan, 2015).

A função de transferência CC desse conversor é dada pela equação 2.7, na qual d é o ciclo de trabalho (*duty cycle*), V_s a tensão de entrada e V_o a tensão de saída (CZARKOWSKI, 2001) (Joseph; Daniel; Unnikrishnan, 2018).

$$M_v = \frac{V_o}{V_s} = -\frac{d}{1-d} \quad (2.7)$$

O conversor Ćuk opera em modo de condução contínua para $L1 > L_{b1}$ e $L2 > L_{b2}$ pelas equações 2.8 e 2.9.

O capacitor de filtro C mínimo para uma certa tensão de ripple V_r pode ser encontrado utilizando a equação 2.10. Já a tensão de ripple no capacitor $C1$ pode ser estimada pela equação 2.11.

$$L_{b1} = \frac{(1-d)R}{2df} \quad (2.8)$$

$$L_{b2} = \frac{(1-d)R}{2f} \quad (2.9)$$

$$C_{min} = \frac{(1-d)V_o}{8V_r L_2 f^2} \quad (2.10)$$

$$V_{rC1} = \frac{dV_o}{C_1 R f} \quad (2.11)$$

Nas equações 2.8 a 2.10 f é a frequência de chaveamento do transistor S .

2.2.2 Conversor Ćuk Entrelaçado

Um conversor cuk entrelaçado consiste de um capacitor, dois indutores, um transistor e um diodo para cada fase, além do capacitor de filtro que pode ser comum entre todas as fases. A figura 4 apresenta o circuito de um conversor cuk entrelaçado de duas fases.

Segundo Joseph, Daniel e Unnikrishnan (2015), essa topologia tem o intuito de reduzir o ripple de corrente na entrada e reduzir o stress de chaveamento, sem sacrificar sua eficiência. Para tal, os transistores são ligados um por vez, por um período de $T_{on}/2$, e somente após passado um período $T_{off}/2$ do desligamento do transistor anterior. Isso é feito utilizando-se a técnica de modulação por largura de pulso com deslocamento de fase, *PSPWM*, do inglês *Phase-Shifted Pulse Width Modulation*.

O funcionamento do conversor cuk entrelaçado de duas fases pode ser descrito em 3 modos (Joseph; Daniel; Unnikrishnan, 2015):

- Modo 1 (t_0 - t_1): S_1 ligado e S_2 desligado;

- Modo 2 (t_1-t_2 e t_3-t_4): S_1 e S_2 desligados;
- Modo 3 (t_2-t_3): S_1 desligado e S_2 ligado.

No modo 1, ocorre a carga do indutor L_{1a} e a descarga do indutor L_{1b} , que fornece energia ao capacitor C_2 . Enquanto isso, o capacitor C_1 para a carga.

Assumindo uma variação linear na corrente dos indutores, a corrente de ripple para os indutores nesse modo pode ser calculada com as equações 2.12 a 2.14, nas quais t_1 é o tempo em que o transistor S_1 está ligado, V_d a tensão de entrada e V_{C_1} e V_{C_2} a tensão nos capacitores C_1 e C_2 , respectivamente.

$$\Delta I_{L_{1a}} = \frac{t_1 V_d}{L_{1a}} \quad (2.12)$$

$$\Delta I_{L_{1b}} = \frac{t_1 (V_{C_2} - V_d)}{L_{1b}} \quad (2.13)$$

$$\Delta I_{L_2} = \frac{t_1 (V_{C_1} + V_o)}{L_2} \quad (2.14)$$

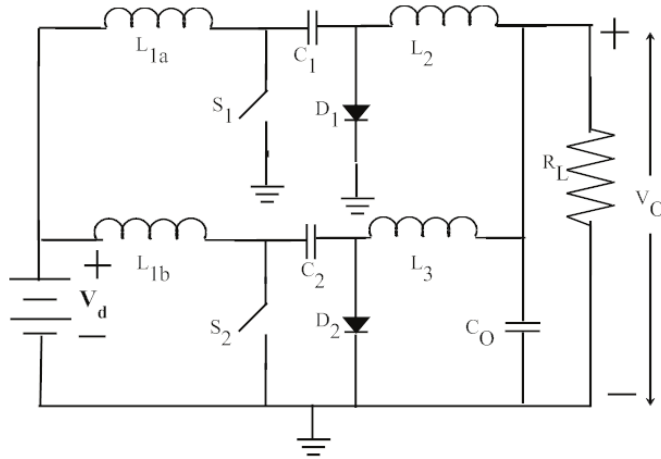


Figura 4 – Conversor Ćuk entrelaçado de duas fases (Joseph; Daniel; Unnikrishnan, 2015)

Quando ambos os transistores estão desligados, ou seja, no modo 2, os indutores de entrada L_{1a} e L_{1b} são descarregados, fornecendo energia aos capacitores C_1 e C_2 , respectivamente, de forma que, entre t_1 e t_2 , C_1 carrega a energia que foi fornecida à carga no modo anterior, enquanto que entre t_3 e t_4 , C_2 o faz. Além disso, os indutores L_2 e L_3 fornecem energia à carga e, portanto são descarregados.

Os ripples de corrente para os indutores nesse modo são encontrados utilizando as equações 2.15 a 2.17

$$\Delta I_{L_{1a}} = \frac{t_2 (V_{C_1} - V_d)}{L_{1a}} \quad (2.15)$$

$$\Delta I_{L_{1b}} = \frac{t_2 (V_{C_2} - V_d)}{L_{1b}} \quad (2.16)$$

$$\Delta I_{L_2} = -\frac{t_2 V_o}{L_2} \quad (2.17)$$

No terceiro modo, com S_2 ligado, enquanto o indutor L_{1b} continua sendo carregado, o indutor L_{1a} é descarregado, fornecendo energia ao capacitor C_1 . Por sua vez, o capacitor C_2 fornece energia à carga e aos componentes L_3 , C_o .

Através das equações 2.12, 2.15, 2.14 e 2.17, tem-se a equação da tensão de saída (2.18), onde $d = T_{on}/T$.

$$V_o = -\frac{d \cdot V_d}{1 - d} \quad (2.18)$$

2.3 Conversores CC/CA - Inversores tipo fonte de tensão (VSI)

O inversor de tensão é responsável por converter uma tensão contínua em outra alternada, com frequência e amplitude bem definidas. A topologia de um inversor tipo fonte de tensão, *VSI*, do inglês *Voltage Source Inverter* monofásico em ponte completa pode ser vista na figura 5.

É facilmente perceptível que, caso ambos um transistores de uma das pernas do circuito estejam em condução simultaneamente haverá um curto-circuito na tensão de entrada v_i , que corresponde á tensão de barramento CC que alimenta o circuito. Dessa forma deve-se sempre garantir que apenas um dos transistores em cada perna conduza em um certo período de tempo.

No total o circuito apresenta cinco possíveis estados de operação, sendo quatro com tensão de saída definida(estados 1 a 4) e um com tensão indefinida(estado 5). O estados e sua tensão de saída correspondente são (ESPINOZA, 2001):

Estado	S_{1+}	S_{1-}	S_{2+}	S_{2-}	Tensão de Saída
1	Ligado	Desligado	Desligado	Ligado	v_i
2	Desligado	Ligado	Ligado	Desligado	$-v_i$
3	Ligado	Desligado	Ligado	Desligado	0
4	Desligado	Ligado	Desligado	Ligado	0
5	Desligado	Desligado	Desligado	Desligado	v_i ou $-v_i$

Tabela 1 – Possíveis estados de operação de um VSI em Ponte Completa

Como um inversor deve ser capaz de fornecer tensão com amplitude *bem definida*, o estado 5 deve ser evitado. Para isso, a modulação utilizada deve garantir que a todo momento um, e apenas um, dos transistores de cada perna esteja conduzindo corrente. Várias técnicas de modulação podem ser aplicadas a inversores VSI de ponte completa, entre elas as de PWM bipolar e unipolar(ESPINOZA, 2001).

2.3.1 Inversor com Modulação por Largura de Pulso Bipolar

No inversor com PWM bipolar apenas os estados 1 e 2 da tabela 1 são utilizados para gerar o sinal de saída, de modo que este apresenta apenas dois valores, v_i e $-v_i$.

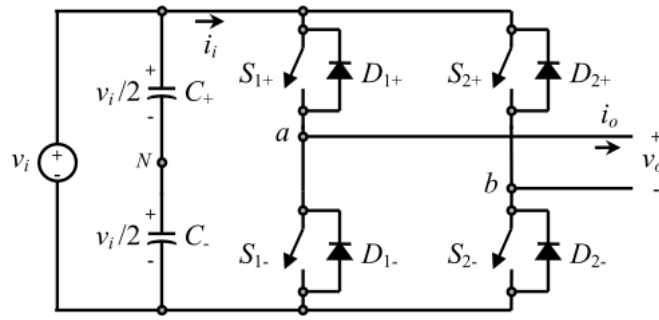


Figura 5 – Inversor VSI monofásico em ponte completa (ESPINOZA, 2001)

Deseja-se que a tensão alternada na saída siga uma forma de onda que, para este trabalho, é senoidal. A técnica de PWM baseada em sinal de portadora atende a essa questão ao definir os estados dos transistores a partir da comparação entre um sinal que corresponde à saída desejada v_m , chamado de modulante, e uma forma de onda triangular v_p , chamada de portadora.

Define-se que, enquanto o sinal modulante é maior que a portadora, o estado 1 é acionado, ou seja, os transistores S_{1+} e S_{2-} entram em condução, enquanto os transistores S_{1-} e S_{2+} são desligados. O estado 2 é acionado quando o sinal de portadora apresenta maior tensão que o sinal modulante.

O sinal obtido na saída de um inversor que segue esta técnica é, basicamente, uma forma de onda senoidal que apresenta amplitude fundamental \hat{v}_o a qual satisfaz a expressão 2.19, onde m_a é o índice de modulação, ou razão de modulação de amplitude, representada pela equação 2.20 (ESPINOZA, 2001).

$$\hat{v}_o = v_{ab} = v_i m_a \quad (2.19)$$

$$m_a = \frac{\hat{v}_m}{\hat{v}_p} \quad (2.20)$$

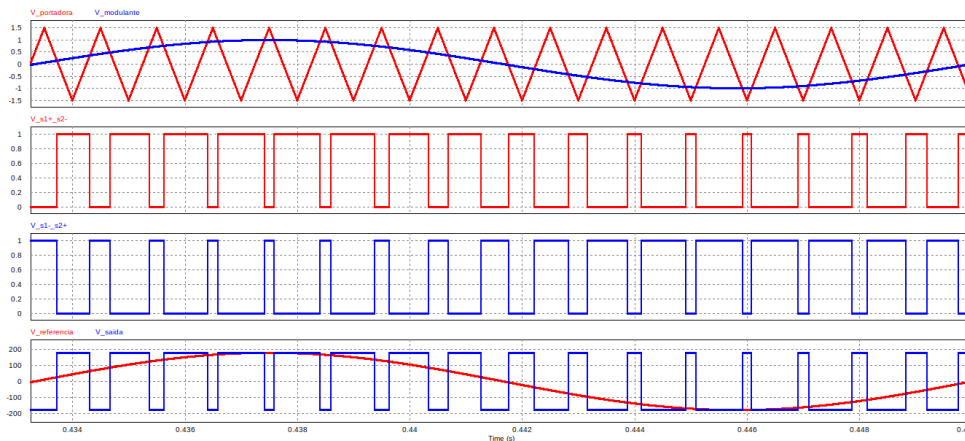


Figura 6 – Formas de onda do inversor VSI com PWM bipolar

2.3.2 Inversor com Modulação por Largura de Pulso Unipolar

Já em um inversor com PWM unipolar apenas os estados 1, 2, 3 e 4 da tabela 1 são utilizados para gerar o sinal de saída. Dessa forma a tensão alternada obtida apresenta três possíveis valores: 0, v_i e $-v_i$.

Neste tipo de modulação são utilizados dois sinais modulantes v_m e $-v_m$. Cada modulante é responsável pela tensão em um dos braços do inversor, em relação ao ponto neutro (N), de modo que v_m controla a tensão v_{aN} e $-v_m$ é responsável por v_{bN} . A amplitude da tensão de saída para este método é expressa pela equação 2.23, encontrada pela combinação das equações 2.21 e 2.21.

$$v_{bN} = -v_{aN} \quad (2.21)$$

$$v_o = v_{aN} - v_{bN} \quad (2.22)$$

$$\hat{v}_o = 2 \cdot \hat{v}_{aN} = v_i m_a \quad (2.23)$$

Segundo Espinoza (2001), devido às tensões de fase (V_{aN} e v_{bN}) serem idênticas e defasadas de 180° , a tensão de saída não apresenta harmônicos pares, presentes em inversores que utilizam o método de modulação bipolar.

Essa característica permite que inversores que utilizam a modulação unipolar utilizem filtros menores para obter tensão e corrente de alta qualidade, utilizando a mesma frequência de chaveamento que inversores com modulação bipolar (ESPINOZA, 2001).

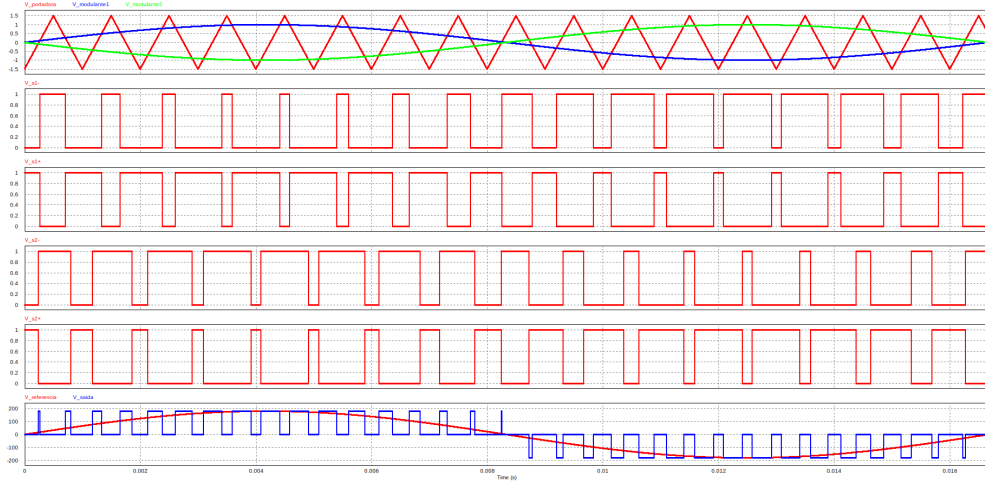


Figura 7 – Formas de onda do inversor VSI com PWM unipolar

2.4 Conversor Integrado (CC/CA)

2.4.1 Conversor Ćuk Integrado

A integração de estágios consiste na união dos estágios subidor de tensão (CC-CA) e inversor (CC-CA) em um único estágio CC-CA, com o circuito mais simples e com

menor número componentes.

Segundo proposto por [Luigi et al. \(2010\)](#), a primeira simplificação do conversor cuk integrado ao inversor de tensão em ponte completa é a retirada do capacitor e do indutor de filtro na saída no estágio elevador de tensão, ou seja, no barramento CC. Dessa forma, tensão e corrente do primeiro estágio são entregues diretamente ao inversor. A segunda, e última simplificação possível nessa integração é a retirada do diodo do conversor cuk, uma vez que os diodos anti-paralelos do inversor são capazes de efetuar sua função.

Na figura 8 é possível ver o circuito final resultante das simplificações descritas, no qual os componentes L_b , S_b e C_b advêm de um conversor cuk convencional.

Para conexão com a rede elétrica, como fonte de corrente, o capacitor de saída C_o da figura 8 pode ser simplesmente substituído pela rede([Luigi et al., 2010](#)).

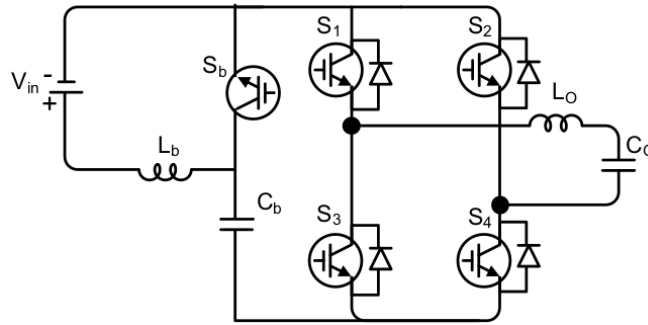


Figura 8 – Conversor Ćuk Integrado ([Luigi et al., 2010](#))

2.5 Rastreador de ponto de máxima potência (*MPPT*)

O ponto de máxima potência de sistema de geração solar dependem da irradiação solar e da temperatura das células geradoras e, portanto, o rastreamento deste ponto de operação deve ser feito de forma constante. Para esse controle é geralmente utilizado um rastreador de ponto de máxima potência, *MPPT*, do inglês *Maximum Power Point Tracker* ([Beriber; Talha, 2013](#)).

Este dispositivo monitora tensão e corrente fornecidas pelo painel fotovoltaico para determinar o ponto de operação no qual este fornecerá a máxima potência disponível, de modo a aumentar, desta forma, a eficiência do painel. Existem vários algoritmos de controle do ponto de máxima potência, e a seguir serão tratados dois, o método P&O (perturba e observa) e o método da condutância incremental (IC). Estes métodos são amplamente utilizados devido, principalmente, a facilidade de implementação ([Jayakumaran et al., 2018](#))([Beriber; Talha, 2013](#)).

2.5.1 Método Perturba e Observa (P&O)

Neste método, é inserida na tensão de operação do painel fotovoltaico uma pequena perturbação, que pode ser positiva ou negativa, de acordo com a necessidade. Caso após a perturbação a potência fornecida aumenta, então é aplicada outra perturbação no mesmo sentido da anterior. Quando a potência reduz após a alteração da tensão a perturbação é invertida. Esse processo é repetido periodicamente até encontrar o ponto de operação desejado (Beriber; Talha, 2013).

A constante perturbação da tensão faz com que a potência fornecida pelo painel varie. Desta forma o ponto de máxima potência nunca é completamente atingido, já que o sistema fica oscilando em torno deste. Para reduzir a influência dessa oscilação, a amplitude da perturbação é mantida sempre baixa (Jayakumaran et al., 2018).

Como já dito, uma das vantagens deste método de MPPT está na simplicidade de sua implementação mas, além disso, apresenta alta eficiência para irradiância solar alta e constante. Já entre as desvantagens estão a possibilidade de falha para variações abruptas de irradiância e o fato de o ponto de máxima potência não ser devidamente atingido, principalmente (Jayakumaran et al., 2018).

Um fluxograma que representa o funcionamento do algoritmo P&O pode ser visto na figura 9.

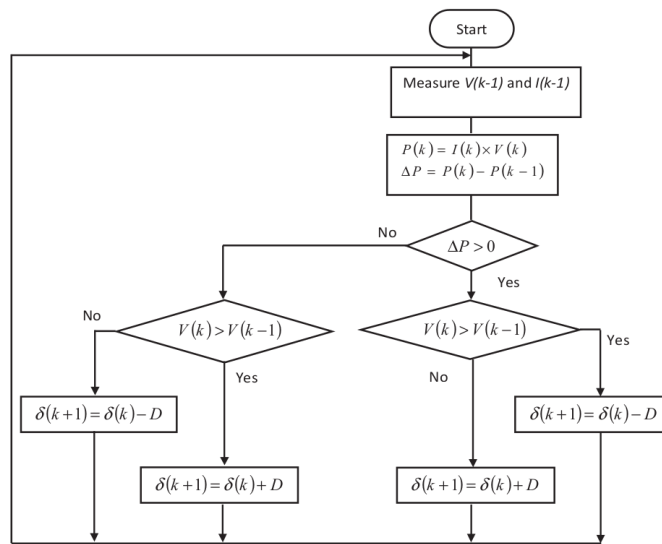


Figura 9 – Fluxograma do Método P&O (Beriber; Talha, 2013)

2.5.2 Método de Condutância Incremental (IC)

Este método se baseia no princípio de que a inclinação da potência, em relação à tensão é zero no ponto de máxima potência, positiva à esquerda e negativa à direita deste. Além disso, a perturbação no ciclo de trabalho pode ser parada quando o ponto

de máxima potência é encontrado. Enquanto esta condição não é satisfeita a direção da perturbação é definida pela relação entre $\frac{\Delta I}{\Delta V}$ e $\frac{I}{V}$ (Beriber; Talha, 2013)(Jayakumaran et al., 2018).

Dessa forma, quando a equação 2.25 é satisfeita, a perturbação seguinte é positiva e, para a equação 2.26, negativa.

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} + \frac{I}{V} = 0 \quad \text{No ponto de máxima potência} \quad (2.24)$$

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} + \frac{I}{V} > 0 \quad \text{Esquerda do ponto de máxima potência} \quad (2.25)$$

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} + \frac{I}{V} < 0 \quad \text{Direita do ponto de máxima potência} \quad (2.26)$$

Devido a ruído e erros de medição, a situação da equação 2.24 é raramente satisfeita e, portanto, utiliza-se de uma tolerância ϵ tal qual, se o módulo da soma descrita na equação 2.24 for menor que o valor de ϵ , é definido que o ponto de máxima potência foi encontrado e as perturbações são interrompidas(Beriber; Talha, 2013).

A principal vantagem desse método em relação ao P&O está na maior tolerância a variações rápidas irradiação solar, além do fato de ser capaz de interromper as perturbações após o ponto de operação ter sido definido. Entretanto, o custo e a complexidade do sistema são suas principais desvantagens(Jayakumaran et al., 2018).

Um fluxograma que representa o funcionamento do algoritmo de condutância incremental pode ser visto na figura 10.

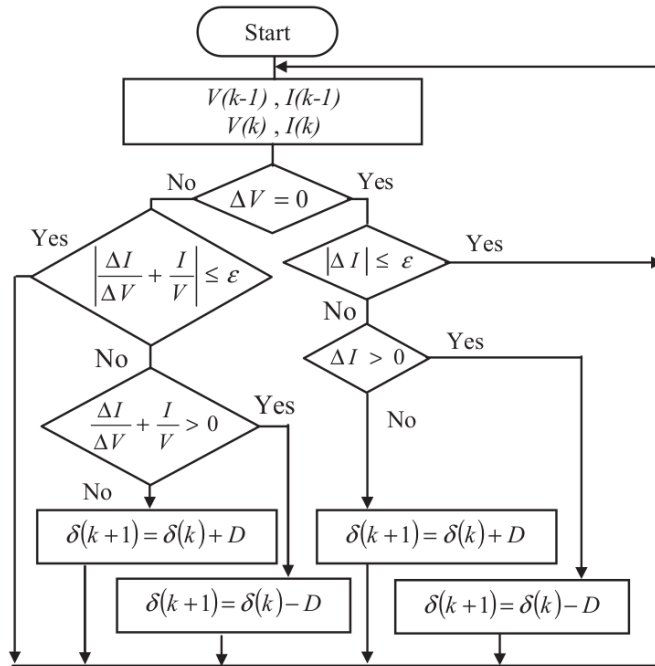


Figura 10 – Fluxograma do método de indutância incremental (Beriber; Talha, 2013)

2.6 Filtro

Para conectar o sistema a rede elétrica é necessário filtrar a tensão gerada a fim para reduzir os harmônicos presentes e fazer com que o sinal se assemelhe à uma senoide, e não a um trem de pulsos. Esse processo é feito com a inclusão de um filtro passivo entre o inversor e a rede da concessionária de energia.

Podem ser empregados três diferentes tipos de filtros L, LC e LCL. Destes, o último é mais utilizado atualmente devido a sua maior eficiência e ao fato de minimizar a distorção da corrente injetada na rede elétrica (MAHAMAT et al., 2017) (REZNIK et al., 2014).

A topologia do filtro LCL pode ser vista na figura 11.

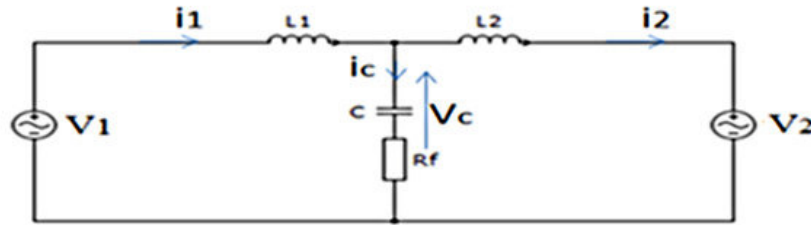


Figura 11 – Topologia do filtro LCL monofásico (MAHAMAT et al., 2017)

Para o projeto do filtro LCL, inicialmente é necessário encontrar os valores de impedância e capacitância base, Z_b e C_b , de acordo com as equações 2.27 e 2.28 nas quais P_n é a potência nominal do sistema, V_g a tensão nominal da rede, e f a frequência da rede elétrica.

$$Z_b = \frac{V_g^2}{P_n} \quad (2.27)$$

$$C_b = \frac{1}{2\pi f Z_b} \quad (2.28)$$

Os indutores L_1 e L_2 podem ser encontrados a partir das equações 2.29 e 2.30, respectivamente. Nessas equações V_{CC} é a tensão do barramento CC ao qual o inversor está conectado, f_{sw} é a frequência de chaveamento do inversor e $\Delta I_{L1_{max}}$ a variação máxima de corrente desejada no indutor, k_a é a atenuação desejada e C o valor do capacitor, definido pela equação 2.31.

$$L_1 = \frac{V_{CC}}{6f_{sw}\Delta I_{L1_{max}}} \quad (2.29)$$

$$L_2 = \frac{\sqrt{\frac{1}{k_a^2} + 1}}{(2\pi f_{sw})^2 C} \quad (2.30)$$

$$C = kC_b \quad (2.31)$$

A frequência de ressonância do filtro implica diretamente no valor do resistor de ressonância, R_f e pode ser calculada a partir dos valores de L_1 , L_2 e C , como demonstra a equação 2.32. Além disso, caso essa frequência não satisfaça a equação 2.33, o filtro deve ser recalculado para outro valor de atenuação.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} \quad (2.32)$$

$$10f_g < f_{res} < 0,5f_{sw} \quad (2.33)$$

O resistor R_f é responsável por atenuar parte da oscilação de tensão proveniente do chaveamento, a fim de evitar a ressonância e deve ter o valor equivalente a um terço da impedância do capacitor C na frequência de ressonância (REZNIK et al., 2014), assim como demonstra a equação 2.34.

$$R_f = \frac{1}{6\pi f_{res} C} \quad (2.34)$$

3 Metodologia

3.1 Painel Fotovoltaico

Para o painel fotovoltaico foi selecionado um modelo comercial com potência máxima na média do mercado, de 300W, para servir de referência. Será utilizado o modelo DYMOND CS6K-300, da fabricante [Canadian Solar](#), constituído de 60 células solares de silício monocristalino. Suas características elétricas, sob condições padronizadas de teste ¹, *STC*, do inglês *Standard Test Conditions* e de temperatura estão dispostas nas figuras 12 e 13, respectivamente.

O comportamento da curva IxV do modelo para diferentes temperaturas e irradiância está presente na figura 14.

ELECTRICAL DATA STC*				
CS6K-290MS/295MS/300/305MS-FG				
Nominal Max. Power (Pmax)	290 W	295 W	300 W	305 W
Opt. Operating Voltage (Vmp)	32.1 V	32.3 V	32.5 V	32.7 V
Opt. Operating Current (Imp)	9.05 A	9.14 A	9.24 A	9.33 A
Open Circuit Voltage (Voc)	39.3 V	39.5 V	39.7 V	39.9 V
Short Circuit Current (Isc)	9.67 A	9.75 A	9.83 A	9.91 A
Module Efficiency	17.72%	18.02%	18.33%	18.54%
Operating Temperature	-40°C ~ +85°C			
Max. System Voltage	1500 V (IEC) or 1000 V (IEC/UL)			
Module Fire Performance	CLASS A (IEC 61730)			
Max. Series Fuse Rating	15 A			
Application Classification	Class A			
Power Tolerance	0 ~ + 5 W			

Figura 12 – Características elétricas em STC do painel modelo ([Canadian Solar, 2018](#))

TEMPERATURE CHARACTERISTICS	
Specification	Data
Temperature Coefficient (Pmax)	-0.39 % / °C
Temperature Coefficient (Voc)	-0.29 % / °C
Temperature Coefficient (Isc)	0.05 % / °C
Nominal Module Operating Temperature (NMOT)	42±3 °C

Figura 13 – Características de temperatura do painel modelo ([Canadian Solar, 2018](#))

Para modelar o comportamento do painel no PSIM, foi seguido o procedimento indicado no tutorial ([POWERSIM, 20-?](#)). Utiliza-se, portanto, informações das presentes

¹Irradiância de $1000W/m^2$, temperatura do módulo de $25^{\circ}C$ e massa de ar de 1,5

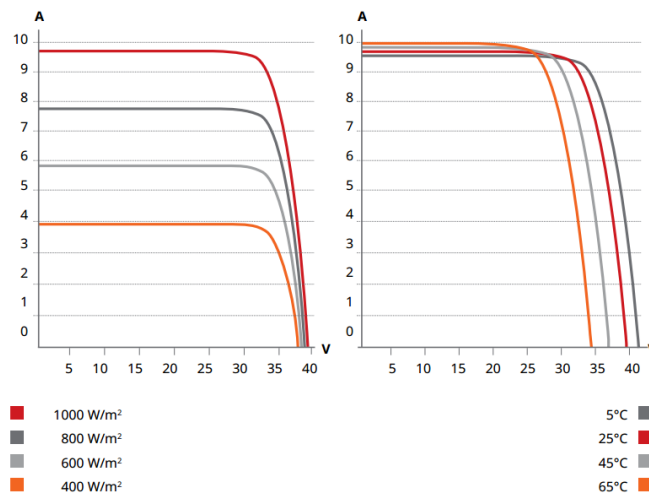


Figura 14 – Curvas IxV do painel modelo (Canadian Solar, 2018)

nas figuras 12 e 13, já da figura 14 é extraída a inclinação $\frac{dV}{dI}$ na tensão de circuito aberto V_{OC} , que é de $-0,4V/A$.

Nas figuras 15 e 16 são mostrados os parâmetros e as características, respectivamente, do módulo fotovoltaico utilizado no PSIM.

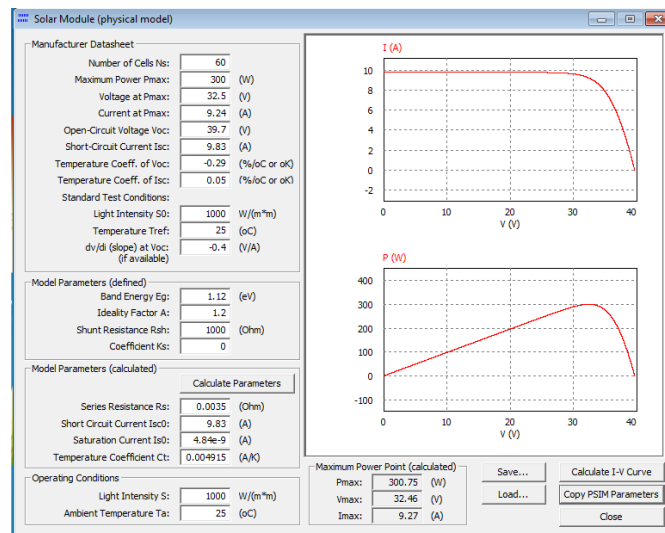


Figura 15 – Parâmetros do módulo fotovoltaico no PSIM

O circuito que representa o painel fotovoltaico pode ser visto na figura 17, na qual $Irrad$ é a irradiância, $Temp$ a temperatura e V_{out} a tensão de saída.

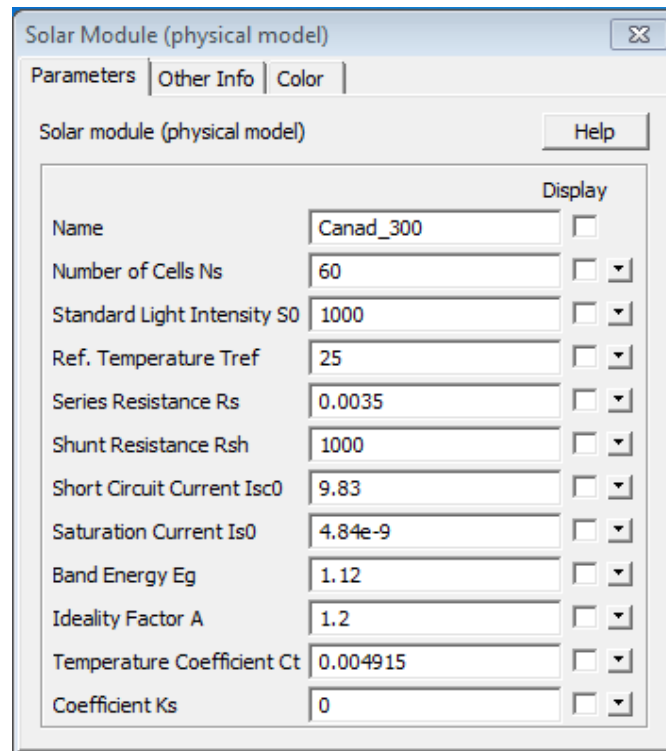


Figura 16 – Características do módulo fotovoltaico no PSIM

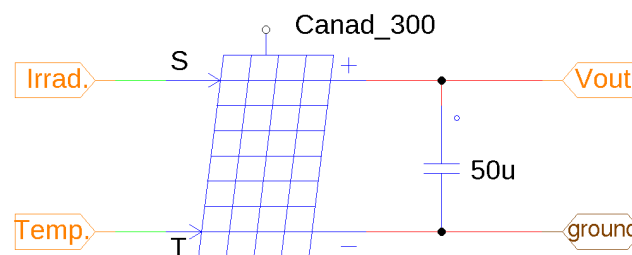


Figura 17 – Circuito do módulo fotovoltaico no PSIM

3.2 Conversores Estáticos CC/CC

3.2.1 Conversor Ćuk Convencional

As seções 3.2.1.1 a 3.2.1.3 a seguir representam os passos no projeto de um conversor cuk convencional. Primeiramente é definido o comportamento desejado do circuito que, para este projeto é:

- Frequência de chaveamento de $15kHz$;
- Potência de $300W$;
- Tensão de entrada de $32,5V$, equivalente à tensão máxima do painel fotovoltaico;
- Tensão de saída de $180V$, equivalente à tensão de pico da rede elétrica monofásica;

- Tensão de ripple de saída de $0,5V$;
- Corrente de ripple de $0,1A$ no indutor $L2$;
- Tensão de ripple de $1V$ no capacitor de transferência $C1$;
- Corrente de ripple de $1A$ no indutor $L1$.

Além disso, dados a potência e tensão de saída pode-se encontrar a carga equivalente R :

$$R = \frac{P}{V^2} = 108\Omega \quad (3.1)$$

3.2.1.1 Ciclo de Trabalho

O ciclo de trabalho do conversor cuk é encontrado a partir de seus valores de tensão de entrada e saída desejados. Utilizando a função de transferência deste circuito, definida na equação 2.7 e com as tensões de entrada e saída, encontra-se o *duty cycle* encontrado na equação 3.2.

$$d = \frac{V_o}{V_o + V_s} = 0,847 \quad (3.2)$$

3.2.1.2 Indutores

Para definir os indutores inicialmente é necessário encontrar o valor mínimo desses componentes para que o circuito opere em modo de condução contínua, através das equações 2.8 e 2.9. Sendo assim tem-se:

$$L_{b1} = \frac{(1-d)R}{2df} = 648\mu H \quad (3.3)$$

$$L_{b2} = \frac{(1-d)R}{2f} = 549\mu H \quad (3.4)$$

Calcula-se, também, os valores necessários para obter o comportamento desejado do circuito e utiliza-se o menor valor que satisfaça as duas condições. Os cálculos para os parâmetros do circuito estão representados pelas equações 3.5 e 3.6.

$$L1 = \frac{V_s \cdot d}{f \cdot 1,00A} = 1,99mH \quad (3.5)$$

$$L2 = \frac{V_s \cdot d}{f \cdot 0,10A} = 18,3mH \quad (3.6)$$

3.2.2.2 Indutores

Como o ciclo de trabalho, a carga e a frequência de chaveamento do conversor cuk entrelaçado são iguais aos do conversor cuk convencional, os valores dos indutores a serem utilizados, por fase, serão iguais os encontrados para o conversor anterior. Dessa forma, teremos L_{X1} e L_{X2} , onde X indica a fase, definidos nas equações 3.9 e 3.10, respectivamente.

$$L_{X1} = 1,99mH \quad (3.9)$$

$$L_{X2} = 18,3mH \quad (3.10)$$

3.2.2.3 Capacitores

Assim como no conversor cuk convencional, os capacitores são encontrados a partir das equações 2.10 e 2.11. Sendo assim, teremos os capacitores C_{X1} e $C2$, onde X representa a fase, com os valores presentes nas equações 3.11 e 3.12, respectivamente.

$$C_{X1} = 1,67\mu F \quad (3.11)$$

$$C2 = 94,3\mu F \quad (3.12)$$

3.2.2.4 Circuito Resultante

Assim como no conversor cuk convencional, os valores encontrados para cada componente foram aproximados a fim de se utilizar apenas valores comerciais. O circuito do conversor cuk entrelaçado de duas fases montado no PSIM pode ser visto na figura 19.

Percebe-se que o pwm de cada braço, apesar de apresentar o mesmo ciclo de trabalho é defasado de 180° , que equivale ao atraso de $360^\circ/N$, onde N representa o número de fases (Joseph; Daniel; Unnikrishnan, 2015).

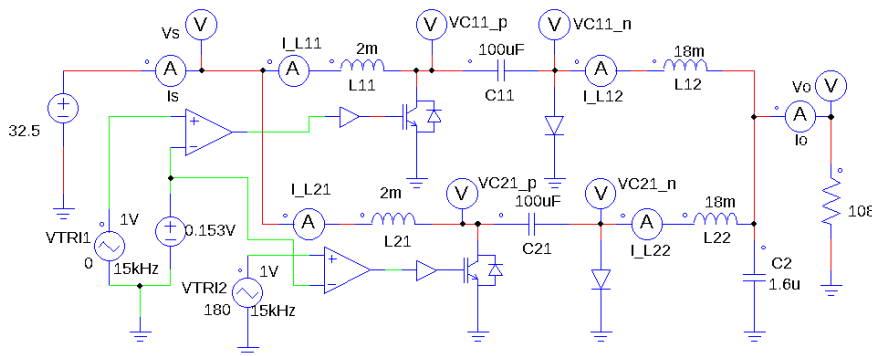


Figura 19 – Circuito do conversor cuk entrelaçado de duas fases

3.3 Conversores CC/CA - Inversores tipo fonte de tensão (VSI)

3.3.1 Inversor PWM Bipolar

O circuito da figura 20 apresenta o circuito montado no PSIM para simular um inversor VSI com PWM bipolar. Foi utilizada uma fonte de tensão de 180V para emular a alimentação do circuito.

Para o sinal de portadora foi utilizada uma fonte de sinal triangular de 1kHz e 3V de amplitude pico a pico. Já como modulante, uma fonte de sinal senoidal de 1V e 60Hz, uma vez que a modulante deve corresponder à forma de onda e frequência da saída desejada.

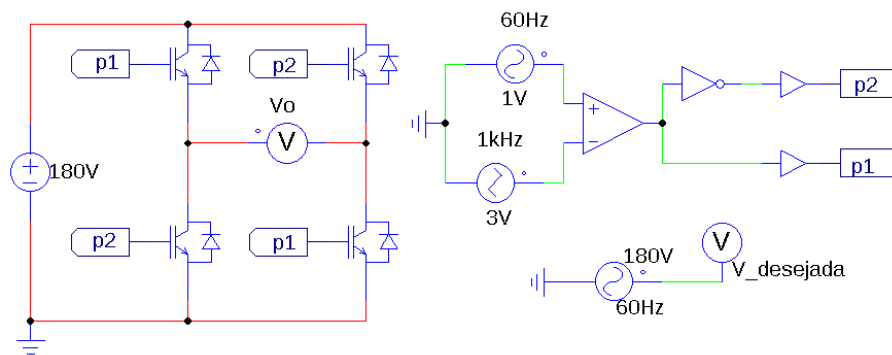


Figura 20 – Inversor VSI Bipolar

3.3.2 Inversor PWM Unipolar

O circuito da figura 21 apresenta o circuito montado no PSIM para simular um inversor VSI com PWM unipolar. Assim como no inversor bipolar, utilizou-se uma fonte de tensão contínua de 180V para emular a alimentação do circuito.

Para o sinal de portadora foi utilizada uma fonte de sinal triangular de 1kHz e 3V de amplitude pico a pico. Já para as modulantes, foram utilizadas duas fontes senoidais de 60Hz e 1V de amplitude, defasadas entre si de 180°.

3.4 Conversor Integrado (CC/CA)

3.4.1 Conversor Ćuk Integrado

O conversor cuk integrado é uma versão simplificada do conversor convencional, descrito na seção 4.1.1, do qual são retirados os componentes ao se retirar os componentes $C2$, $L2$ e D , conectado a um inversor, os quais também já foram descritos.

Sendo assim, o circuito obtido para este conversor, sem a definição do controle do inversor, está presente na figura 22

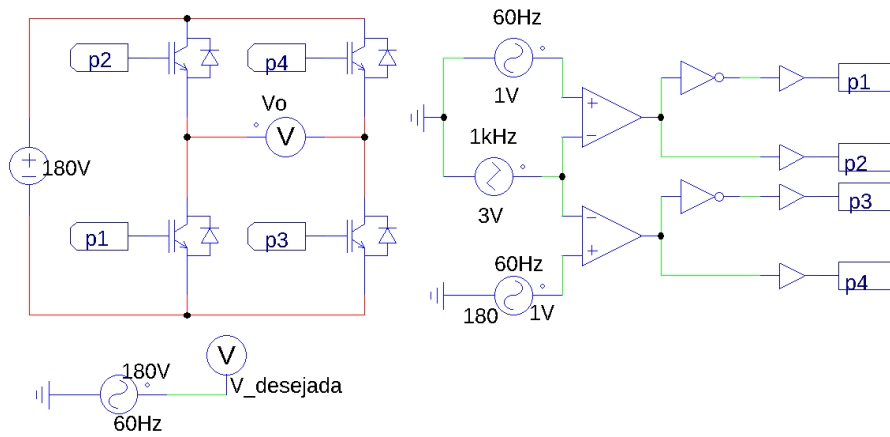


Figura 21 – Inversor VSI Unipolar

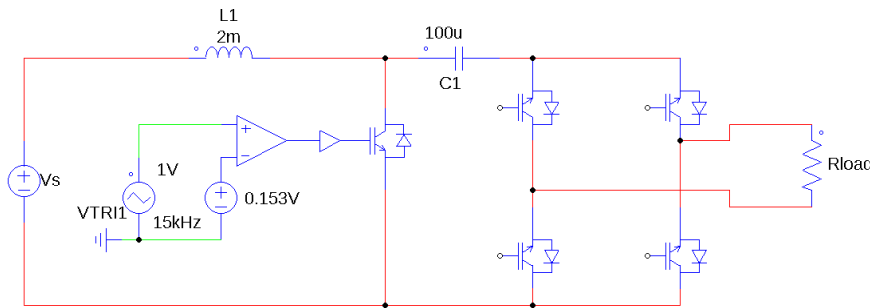


Figura 22 – Circuito do conversor cuk integrado

3.5 Rastreador de ponto de máxima potência (*MPPT*)

O algoritmo de rastreamento de ponto de máxima potência do painel fotovoltaico escolhido foi o *P&O*. Foi desenvolvida uma rotina em C, que segue o fluxograma da figura 9 utilizando o **C Block**, um segurador de ordem zero com frequência de amostragem de $500Hz$ e um comparador de tensão ao qual é conectado uma fonte de sinal triangular de $15kHz$ e $1V$ de amplitude, a portadora.

O segurador se faz necessário para determinar a frequência da execução da rotina, uma vez que o **C Block** executa o código a cada passo da simulação.

Para facilitar a inserção da MPPT nos circuitos, foi montado um sub-circuito, que compreende os dois blocos e o comparador da implementação(23). O código implementado pode ser visto no anexo A.

3.6 Filtro

Os componentes do filtro são encontrados a partir das equações 2.27 a 2.34.

O filtro é projetado para um inversor de $300W$, conectado a rede monofásica, com

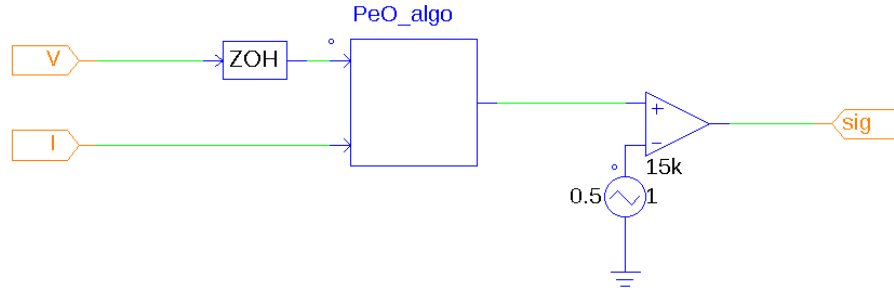


Figura 23 – Circuito de MPPT implementado

tensão de barramento CC de $210V$ e frequência de chaveamento de $15kHz$. Utilizando esses parâmetros, são encontrados os componentes representados pelas equações 3.13 a 3.15.

$$L_1 = 9,88mH \quad (3.13)$$

$$L_2 = 68,4\mu H \quad (3.14)$$

$$C = 9,87\mu F \quad (3.15)$$

Verifica-se, a partir da equação 2.32 e dos componentes encontrados que a frequência de ressonância do circuito é de $6144Hz$. Como a frequência de ressonância é superior a $600Hz$ e inferior a $7500Hz$ a equação 2.33 é satisfeita e pode-se calcular o resistor de ressonância, a partir da equação 2.34. O valor encontrado para o resistor está presente na equação 3.16.

$$R_f = 0,87\Omega \quad (3.16)$$

O filtro resultante pode ser visto na figura 24, com o capacitor C aproximado para o valor comercial mais próximo, de $10\mu F$.

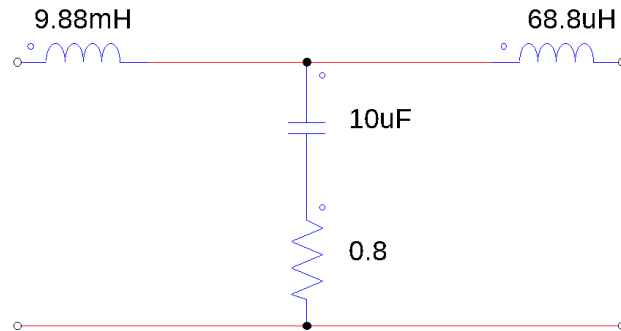


Figura 24 – Filtro LCL implementado

3.6.1 Conjuntos Painel-Convertor CC/CC-Inversor-Filtro

Nessa seção são apresentados os circuitos dos sistemas compostos pela conexão dos estágios projetados até aqui. Os circuitos serão expostos nas figuras ?? a ?? e no anexo ??, com maior qualidade.

4 Resultados

4.1 Conversores Estáticos CC/CC

4.1.1 Conversor Ćuk Convencional

A partir da simulação do circuito da figura 18 no PSIM, obteve-se os valores de média e ripple presentes na tabela 2. Além disso, as formas de onda verificadas são apresentadas na figuras 25 a 31.

Corrente média em $L1$	9,22A
Corrente de ripple em $L1$	0,92A
Corrente de ripple em $L2$	0,10A
Tensão de ripple em $C1$	0,94V
Tensão de saída média do conversor	-179,91V
Tensão de ripple de saída do conversor	0,53V
Potência de saída média	299,71W
Oscilação da potência de saída	1,77W

Tabela 2 – Valores medidos para o conversor cuk convencional

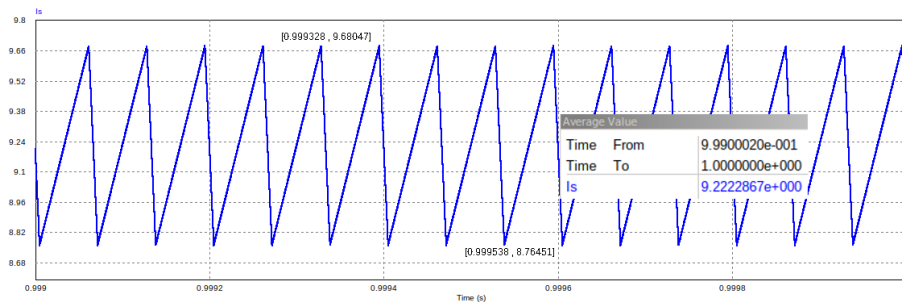


Figura 25 – Corrente de ripple no indutor $L1$ do conversor cuk convencional

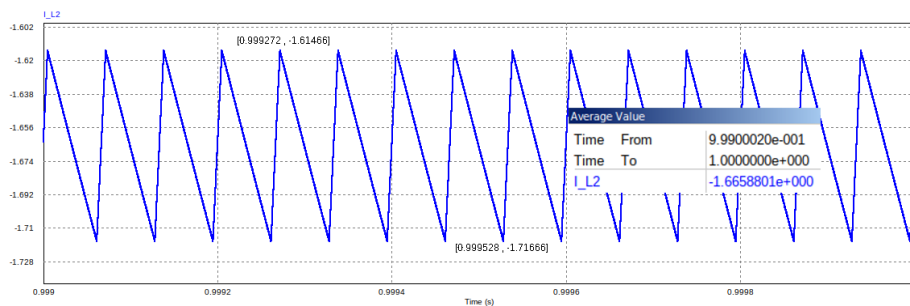


Figura 26 – Corrente de ripple no indutor $L2$ do conversor cuk convencional

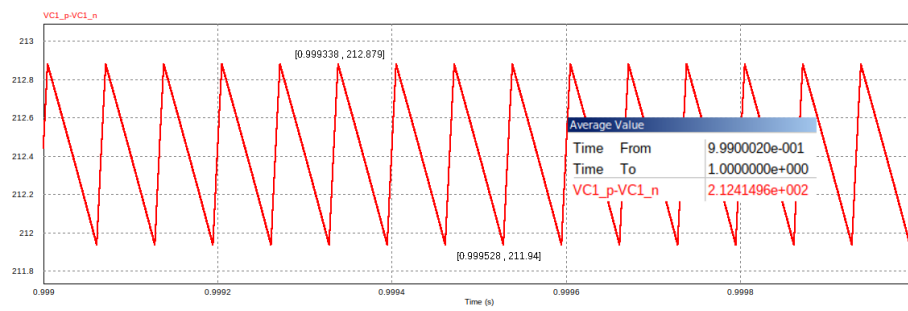


Figura 27 – Tensão de ripple no capacitor $C1$ do conversor cuk convencional

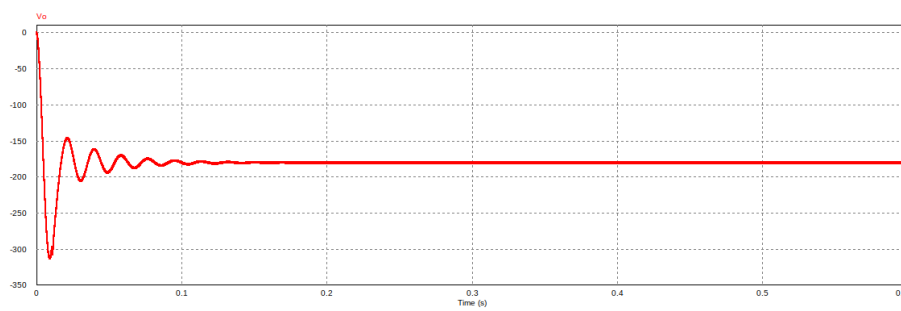


Figura 28 – Comportamento da tensão de saída do conversor cuk convencional

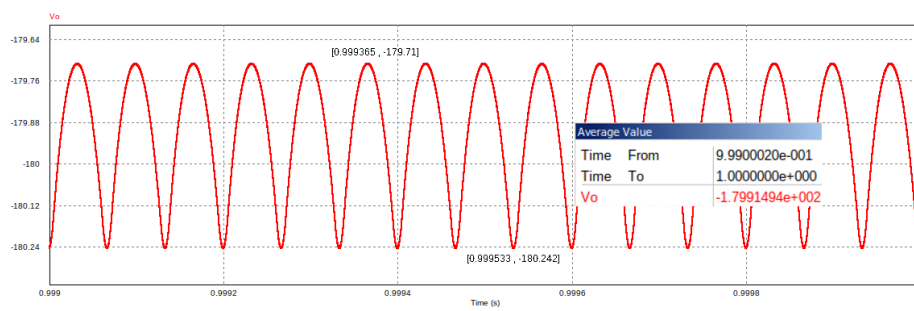


Figura 29 – Tensão de ripple de saída do conversor cuk convencional

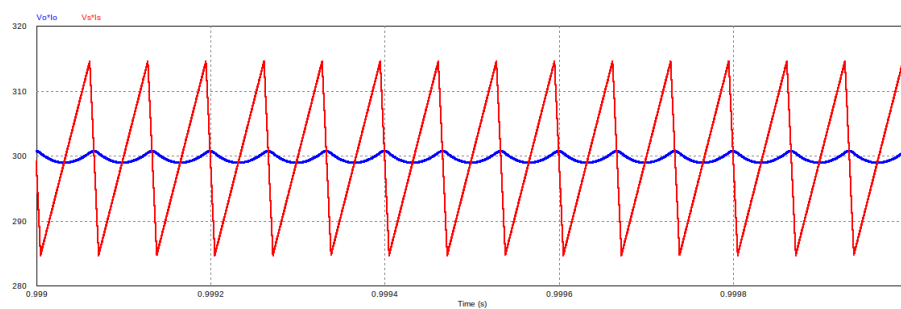


Figura 30 – Potência na entrada e saída do conversor cuk convencional

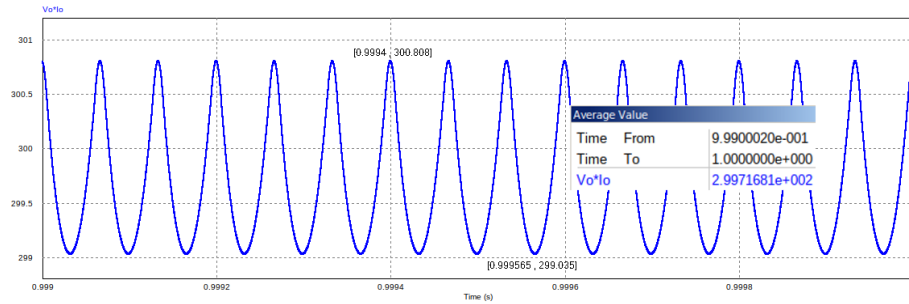


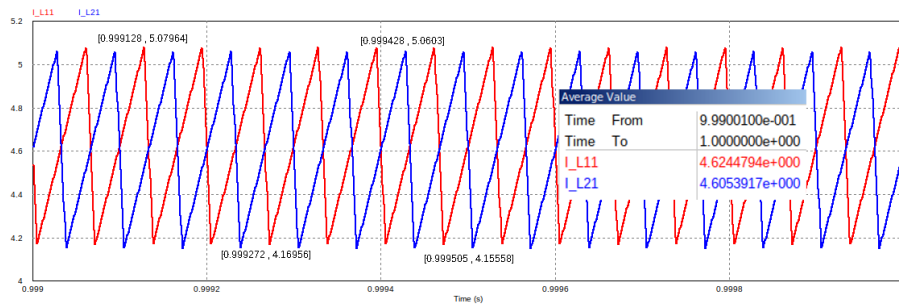
Figura 31 – Oscilação da potência na saída do conversor cuk convencional

4.1.2 Conversor Ćuk Entrelaçado

A partir da simulação do circuito da figura 19 no PSIM, obteve-se os valores de média e ripple presentes na tabela 3. Além disso, as formas de onda verificadas são apresentadas na figuras 32 a 38.

	Fase 1	Fase 2	-
Corrente média em L_{X1}	4,62A	4,60A	-
Corrente de ripple em L_{X1}	0,91A	0,90A	-
Corrente de ripple em L_{X2}	0,10A	0,10A	-
Tensão de ripple em C_{X1}	0,83V	0,83A	-
Tensão média de saída do conversor	-	-	-179,91V
Tensão de ripple de saída do conversor	-	-	0,22V
Potência de saída média	-	-	299,71W
Oscilação da potência de saída	-	-	0,72W

Tabela 3 – Valores medidos para o conversor cuk entrelaçado de duas fases

Figura 32 – Corrente de ripple no indutores L_{11} e L_{21} do conversor cuk entrelaçado de duas fases

4.2 Conversores CC/CA - Inversores tipo fonte de tensão (VSI)

4.2.1 Inversor PWM Bipolar

Para analisar as características de um inversor VSI bipolar foi simulado o circuito da figura 20, do qual obteve-se o sinal de saída que pode ser visto na figura 39, juntamente com o sinal senoidal desejado, para facilitar a comparação. Ainda na figura 39 é possível verificar que este circuito apresenta distorção harmônica total, *THD*, do inglês *Total Harmonic Distortion* de 1,84%.

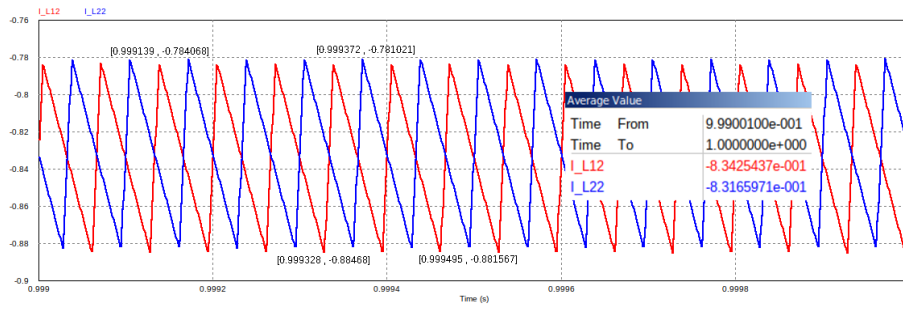


Figura 33 – Corrente de ripple nos indutores L_{12} e L_{22} do conversor cuk entrelaçado de duas fases

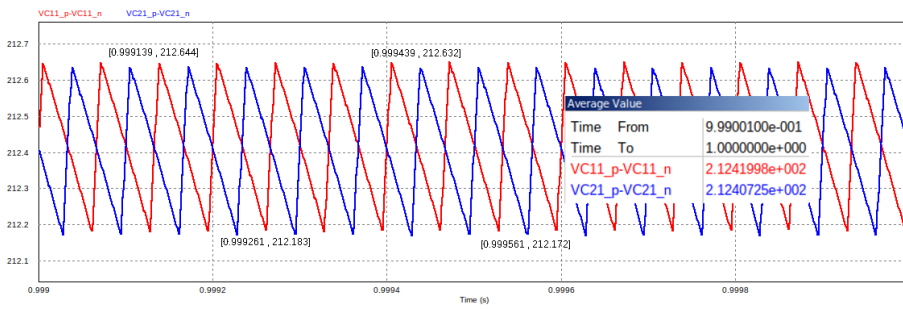


Figura 34 – Tensão de ripple nos capacitores C_{11} e C_{21} do conversor cuk entrelaçado de duas fases

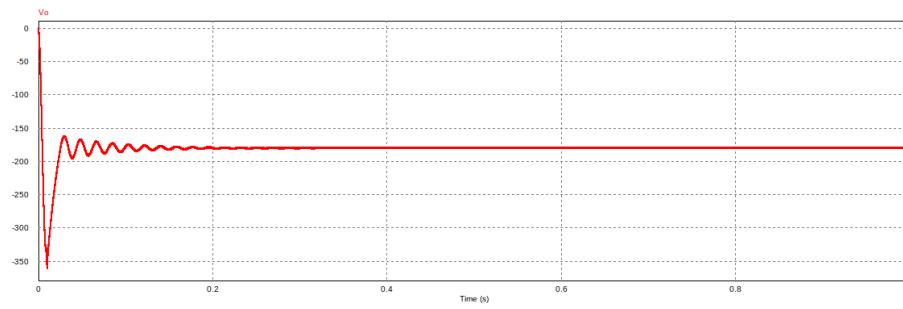


Figura 35 – Comportamento da tensão de saída do conversor cuk entrelaçado de duas fases

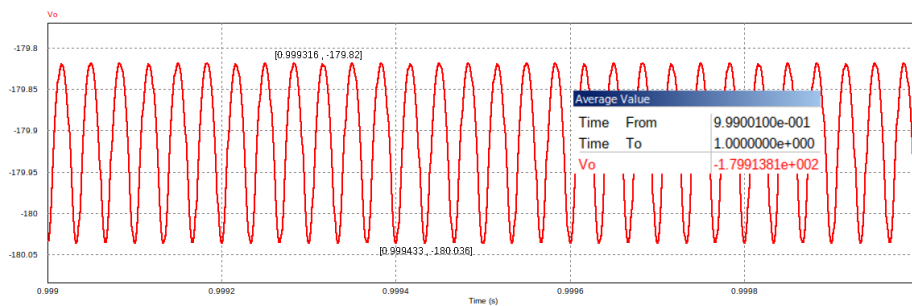


Figura 36 – Tensão de ripple de saída do conversor cuk entrelaçado de duas fases

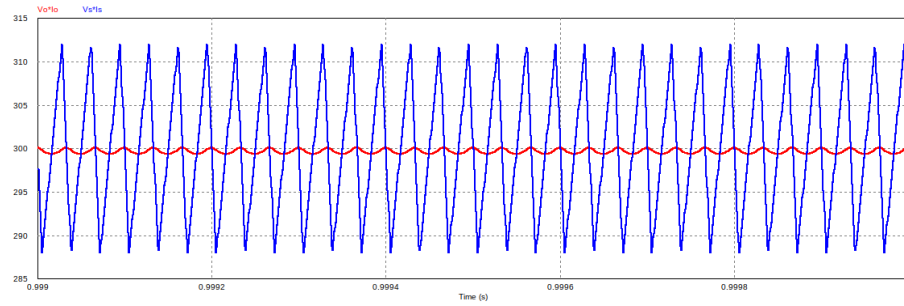


Figura 37 – Potência na entrada e saída do conversor cuk entrelaçado de duas fases

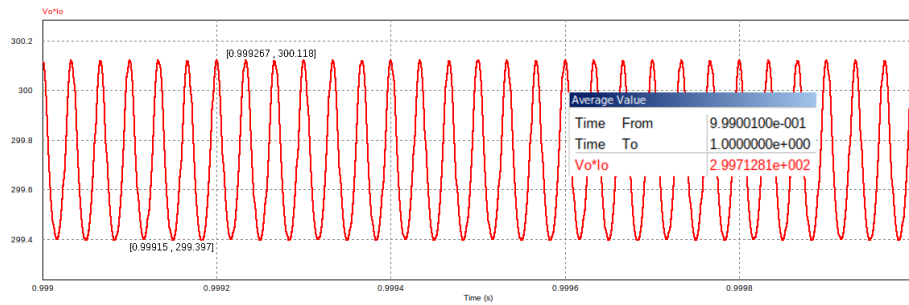


Figura 38 – Oscilação da potência saída do conversor cuk entrelaçado de duas fases

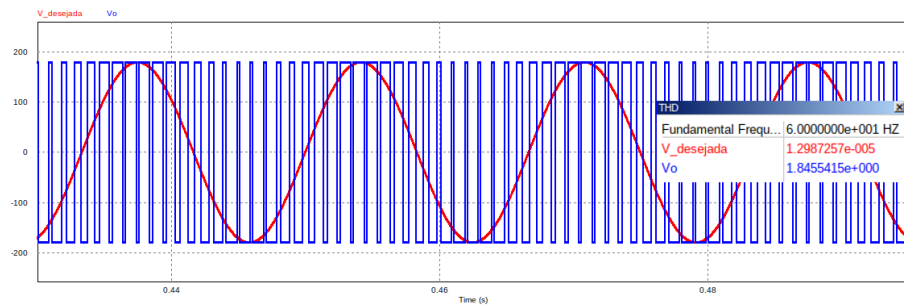


Figura 39 – Sinal de saída do inversor VSI bipolar

4.2.2 Inversor PWM Unipolar

Para analisar as características de um inversor VSI unipolar foi simulado o circuito da figura 21, do qual assim como para o inversor bipolar, obteve-se o sinal de saída, presente na figura 40. Ainda a partir da figura 40 verifica-se que este circuito apresenta THD inferior ao inversor bipolar, de 0,96%.

4.2.3 Conjuntos Painel-Convertor CC/CC-Inversor-Filtro

Nessa seção são apresentados os resultados apresentados por cada combinação de componentes estudada.

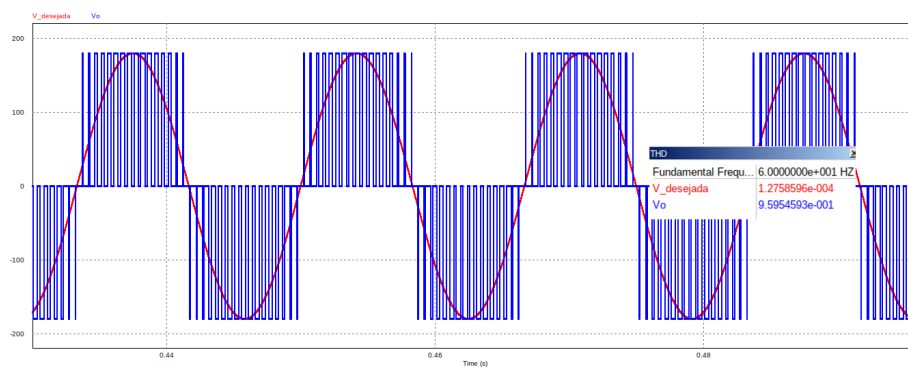


Figura 40 – Sinal de saída do inversor VSI unipolar

5 Conclusão

FALAR SOBRE STATE OF THE ART EM INVERSORES X MICRONIVERSORES \longleftrightarrow FALAR SOBRE TOPOLOGIAS DE INVERSORES DIFERENÇAS ENTRE MICRONIVERSORES E INVERSORES VANTAGENS MICRONIVERSORES MICRONIVERSORES NOS ULTIMOS anos

(microinversores e inversores topologias, pq cuk?) FALAR SOBRE TOPOLOGIA CUK (PQ ESCOLHER ESSA \rightarrow fonte de corrente?/ nova leva?)

FALAR SOBRE TWO PANEL MICROINVERTERS TOPOLOGY

Referências

- ACKERMANN, T.; ANDERSSON, G.; SÖDER, L. Distributed generation: a definition. *Electric Power Systems Research*, v. 57, n. 3, p. 195 – 204, 2001. ISSN 0378-7796. Citado na página 5.
- ANEEL. *Geração Distribuída*. 2018. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/geracao-distribuida>>. Citado na página 5.
- Beriber, D.; Talha, A. Mppt techniques for pv systems. In: *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1437–1442. ISSN 2155-5532. Citado 3 vezes nas páginas 16, 17 e 18.
- Bouzuenda, M. et al. Solar photovoltaic inverter requirements for smart grid applications. In: *2011 IEEE PES Conference on Innovative Smart Grid Technologies - Middle East*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–5. Citado na página 6.
- Canadian Solar. *PV Module Product Datasheet V5.571 EN*. 2018. Disponível em: <<https://www.canadiansolar.com/upload/37080f6dcf409df2/6eb95e52d0590f66.pdf>>. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 22.
- CZARKOWSKI, D. Cuk converter. In: _____. *Power Electronics Handbook*. [S.l.]: Academic Press, 2001. cap. 13, p. 218. Citado 2 vezes nas páginas 10 e 11.
- de Oliveira, F. M. et al. Grid-tied photovoltaic system based on pso mppt technique with active power line conditioning. *IET Power Electronics*, v. 9, n. 6, p. 1180–1191, 2016. ISSN 1755-4535. Citado na página 9.
- ESPINOZA, J. R. Full-bridge vsi. In: _____. *Power Electronics Handbook*. [S.l.]: Academic Press, 2001. cap. 14, p. 231–232. Citado 3 vezes nas páginas 13, 14 e 15.
- Jayakumaran, T. et al. A comprehensive review on maximum power point tracking algorithms for photovoltaic cells. In: *2018 International Conference on Computation of Power, Energy, Information and Communication (ICCPEIC)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 343–349. ISSN 2576-9065. Citado 3 vezes nas páginas 16, 17 e 18.
- Joseph, K. D.; Daniel, A. E.; Unnikrishnan, A. Reduced ripple interleaved cuk converter with phase shifted pwm. In: *2015 10th Asian Control Conference (ASCC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6. Citado 3 vezes nas páginas 11, 12 e 26.
- Joseph, K. D.; Daniel, A. E.; Unnikrishnan, A. Interleaved cuk converter with reduced switch current. In: *2018 International Conference on Power, Instrumentation, Control and Computing (PICC)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6. Citado na página 11.
- Junior, L. G. et al. Evaluation of integrated inverter topologies for low power pv systems. In: *2011 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 35–39. Citado 2 vezes nas páginas 6 e 7.
- Luigi, G. et al. Integrated inverter topologies for low power photovoltaic systems. In: *2010 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - INDUSCON 2010*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–5. Citado 2 vezes nas páginas 6 e 16.

- MACHADO, M. M.; SOUSA, M. C. S. de; HEWINGS, G. Economies of scale and technological progress in electric power production: The case of Brazilian utilities. *Energy Economics*, v. 59, n. C, p. 290–299, 2016. Citado na página 5.
- MAHAMAT, C. et al. Optimized design of an lcl filter for grid connected photovoltaic system and analysis of the impact of neighbors' consumption on the system. *Journal of Electrical Systems*, v. 13, p. 618–632, 12 2017. Citado na página 19.
- Nezamuddin, O.; Crespo, J.; dos Santos, E. C. Design of a highly efficient microinverter. In: *2016 IEEE 43rd Photovoltaic Specialists Conference (PVSC)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 3463–3468. Citado na página 6.
- POWERSIM. *PSIM Tutorial - How to Use Solar Module Physical Model*. 20–? Disponível em: <<https://powersimtech.com/drive/uploads/2016/04/Tutorial-Solar-Module-physical-model.pdf>>. Citado na página 21.
- REZNIK, A. et al. Lcl filter design and performance analysis for grid-interconnected systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 50, p. 1225–1232, 03 2014. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 20.
- Shawky, A.; Ahmed, M. E.; Orabi, M. Performance analysis of isolated dc-dc converters utilized in three-phase differential inverter. In: *2016 Eighteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 821–826. Citado na página 7.

Anexos

ANEXO A – Código da implementação de MPPT utilizado

```
double v = in[0];
double i = in[1];

double old_v, old_p, old_out, temp;

double p = v*i;
double delta_p = p-old_p;
double delta_v = v-old_v;

if(delta_p > 00) {
    if(delta_v > 0) {
        temp -= 0.01; //reduz d
    } else if (delta_v < 0) {
        temp += 0.01; //aumenta d
    }
} else if (delta_p < 0) {
    if(delta_v > 0) {
        temp += 0.01; //reduz d
    } else if (delta_v < 0) {
        temp -= 0.01; //aumenta d
    }
} else {
    temp = temp;
}

if(temp > 0.95) temp = 0.95;
if(temp < 0.05) temp = 0.05;

out[0] = temp;
old_v = v;
old_p = p;
```


ANEXO B – Circuitos dos Inversores Implementados no PSIM

FIGURA FIGURA