

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO
CENTRO TECNOLÓGICO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROJETO DE GRADUAÇÃO**



EDUARDO OLIVEIRA FONSECA

**SIMULAÇÃO DE MICROINVERSOR COM CONVERSOR CC-CC LLC
RESSONANTE APLICADO EM PAINÉIS FOTOVOLTAICOS**

**VITÓRIA
2021**

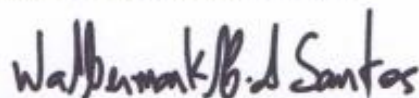
EDUARDO OLIVEIRA FONSECA

**SIMULAÇÃO DE MICROINVERSOR COM CONVERSOR CC-CC LLC
RESSONANTE APLICADO EM PAINÉIS FOTOVOLTAICOS**

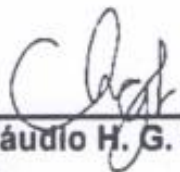
Parte manuscrita do Projeto de Graduação do aluno **Eduardo Oliveira Fonseca**, apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Aprovada em 06 de outubro de 2021.

COMISSÃO EXAMINADORA:




Prof. Dr. Walbermark M. dos Santos
Universidade Federal do Espírito Santo
Orientador



Prof. Dr. Cláudio H. G. Santos
CEFET-MG
Coorientador



Prof. Dr. Hélio Marcos André Antunes
Universidade Federal do Espírito Santo
Examinador



Prof. Msc. Jefferson William Zanotti
Instituto Federal Santa Catarina
Examinador

Dedico este trabalho aos meus pais.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, pelo presente da vida em uma família que tanto amo, que me proporcionou todo o conforto e base para trilhar os meus objetivos. Agradeço a minha família e também a minha namorada Carolina, que esteve ao meu lado nos tempos bons e ruins, por todo apoio e por nunca deixarem de acreditar em mim.

Agradeço aos meus orientadores, Walbermark M. dos Santos e Cláudio H. G. Santos, pela paciência, suporte e direcionamento durante o processo, sem a ajuda deles não teria conseguido chegar onde cheguei. Também gostaria de demonstrar minha enorme gratidão ao meu coorientador Cláudio, que foi surpreendentemente indispensável para a conclusão do trabalho, ele que despendeu seu tempo para ajudar uma pessoa que nem ao menos conhecia pessoalmente.

Agradeço aos professores da UFES que se mostraram muito dedicados e que batalham para que a Universidade seja cada vez melhor.

Agradeço a minha psicóloga Maristela, cujas orientações eu procuro seguir no futuro, por ter me ajudado a passar por esta etapa da minha vida.

Agradeço aos meus amigos, que me acompanham e que estão ao meu lado para minhas comemorações.

RESUMO

Neste trabalho de conclusão de curso é apresentado um estudo de título “Simulação de Microinversor com Conversor CC-CC LLC Ressonante aplicado em Painéis Fotovoltaicos”. Nele é feita uma simulação de um microinversor monofásico que interliga um painel fotovoltaico de corrente contínua à rede elétrica em corrente alternada. O sistema é dividido em duas etapas, a primeira é um conversor de topologia LLC ressonante e, o segundo estágio, um inversor de tensão monofásico ponte completa. A fonte de potência do sistema é uma única placa solar de 250 W e a função de rastreamento do ponto de máxima potência do painel fotovoltaico é realizada pelo conversor LLC ressonante. É utilizado o método de aproximação FHA (*First Harmonic Approximation*) para a análise do estágio CC-CC. O inversor de tensão que desempenha a função do estágio CC-CA tem modulação PWM Unipolar. Também é reproduzida uma metodologia de projeto de filtro LCL baseada na componente harmônica principal para adequar o fluxo de energia entre o microinversor e a rede. Além disso, para o sincronismo entre os sinais do microinversor proposto e a rede é utilizado um controle PLL baseado em série de Fourier. Toda a teoria é corroborada pelos resultados das simulações.

Palavras-chave: Fotovoltaico, Microinversor, Monofásico, Conversor LLC ressonante, FHA, Inversor, Filtro LCL, PLL.

ABSTRACT

This Course Conclusion Paper presents a study entitled “Microinverter Simulation with DC-DC LLC Resonant Converter applied in Photovoltaic Panels”. In it is done a simulation of a single-phase microinverter that connects a photovoltaic panel in direct current to the electrical network in alternating current. The system is divided into two stages, the first is a resonant LLC topology converter and the second stage is a single-phase full bridge voltage inverter. The system power source is a single 250 W solar panel and the maximum power point tracking function of the photovoltaic panel is performed by the resonant LLC converter. The FHA (First Harmonic Approximation) approximation method is used for the analysis of the DC-DC stage. The voltage inverter that performs the function of the DC-AC stage uses unipolar PWM modulation. An LCL filter design methodology based on the main harmonic component to adapt the energy flow between the microinverter and the grid is also reproduced. Furthermore, for synchronism between the signals of the proposed microinverter and the network, a PLL control based on Fourier series is used. The entire theory is supported by the results of the simulations.

Keywords: Photovoltaic, Microinverter, Single-phase, LLC Resonant Converter, FHA, Inverter, LCL Filter, PLL.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 — Esquema de ligação dos painéis com conversores convencionais.....	8
Figura 2 — Esquema de ligação dos painéis com microinversores.....	9
Figura 3 — Efeito relacionado ao potencial de incidência solar no módulo FV	10
Figura 4 — Circuito de comutação genérico.....	14
Figura 5 — Tensão de saída da Figura 4	15
Figura 6 — Conversor ressonante LLC	16
Figura 7 — Formas de onda conversor LLC operando na frequência de ressonância	18
Figura 8 — Formas de onda e espectro da (a) tensão e (b) corrente aplicadas no tanque ressonante	21
Figura 9 — Tensão de entrada no tanque ressonante	21
Figura 10 — Esquema simplificado do Conversor.....	22
Figura 11 — Modelo linearizado.....	23
Figura 12 — Ganho normalizado do conversor LLC para diferentes valores de Q_e	25
Figura 13 — Regiões de funcionamento do conversor LLC	26
Figura 14 — Curva de Corrente vs.Tensão e curva de Potência vs.Tensão de uma célula solar fotovoltaica	28
Figura 15 — Fluxograma do método P&O.....	30
Figura 16 — Fluxograma P&O variando a frequência	31
Figura 17 — Inversor ponte completa monofásico	33
Figura 18 — Portadora e moduladoras da modulação SPWM unipolar	35
Figura 19 — Modulador a três níveis.....	36
Figura 20 — Forma de onda em v_o com modulação PWM Unipolar.....	36
Figura 21 — Esquema do inversor com filtro LCL	38
Figura 22 — Diagrama de blocos do FB-PLL	41
Figura 23 — Curvas I_xV e P_xV do painel para irradiância 1000 W/m^2 e temperatura $25 \text{ }^\circ\text{C}$	44
Figura 24 — Curvas I_xV e P_xV do painel para irradiância 1000 W/m^2 e temperatura $55 \text{ }^\circ\text{C}$	44
Figura 25 — Circuito do painel FV.....	45
Figura 26 — Circuito de simulação do conversor LLC ressonante	46

Figura 27 — Controle do MPPT do conversor LLC ressonante.....	46
Figura 28 — Potência do painel FV variando irradiância de 1000 W/m ² para (a) 600 W/m ² e para (b) 1200 W/m ²	47
Figura 29 — Potência do painel FV variando a temperatura de 55 °C para (a) 45 °C e para (b) 65°C	48
Figura 30 — Esquema simplificado de ligação do microinversor	49
Figura 31 — Circuito para simulação do inversor	50
Figura 32 — Ligação do PLL na simulação	51
Figura 33 — Circuito de controle do inversor	53
Figura 34 — PWM montado para simulação	54
Figura 35 — (a) Potência e (b) corrente na saída do microinversor para irradiância 1000 W/m ² e temperatura 55°C.....	55
Figura 36 — (a) Frequência de comutação do conversor LLC e (b) variável de controle do inversor	56
Figura 37 — Tensão no barramento CC e tensão da rede.....	56
Figura 38 — (a) Potência, (b) corrente e (c) tensões do microinversor variando a irradiância de 1000 W/m ² para 600 W/m ² , mantendo a temperatura constante	57
Figura 39 — (a) Potência, (b) corrente e (c) tensões do microinversor variando a irradiância de 1000 W/m ² para 1200 W/m ² , mantendo a temperatura constante	58
Figura 40 — (a) Potência, (b) corrente e (c) tensões do microinversor variando a temperatura de 55 °C para 65 °C, mantendo a irradiância constante	59
Figura 41 — (a) Potência, (b) corrente e (c) tensões do microinversor variando a temperatura de 55 °C para 45 °C, mantendo a irradiância constante	60

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 — Parâmetros do conversor LLC ressonante	44
Tabela 2 — Erros relativos do MPPT nos testes	49
Tabela 3 — Especificações do estágio CC-CA	51

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CC/CC	Conversor de Corrente Contínua para Corrente Contínua
DFA	<i>Dynamical Fourier Analysis</i>
DMPPT	<i>Distributed Maximum Power Point Tracking</i>
FB-PLL	<i>Fourier Based Phase Locked Loop</i>
FHA	<i>First Harmonic Aproximation</i>
FV	Fotovoltaico
GCCE	Grupo Coordenador de Conservação de Energia Elétrica
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MATLAB®	<i>Matrix Laboratory Software</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MPP	<i>Maximum Power Point</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
OSR	<i>Original Signal Reconstruction</i>
P&O	Perturba e Observa
PI	Controlador Proporcional Integrador
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PROCEL	Programa Nacional de Conservação da Energia Elétrica
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i> ou Valor Eficaz
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
UFES	Universidade Federal do Espírito Santo
ZCS	<i>Zero Current Switching</i>
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

t_{on}	Tempo em condução do conversor LLC
T_s	Período de chaveamento do conversor LLC
δ	Razão cíclica do conversor LLC
f_s	Frequência de comutação
f_n	Frequência normalizada
f_r	Frequência de ressonância
f_{rp}	Frequência de ressonância em paralelo
V_{in}	Tensão de entrada do conversor LLC
V_L	Tensão na carga do conversor LLC
V_{tanque_ress}	Tensão no tanque ressonante
v_s	Tensão de comutação no tanque ressonante
v_{s1}	Harmônica fundamental da tensão de comutação no tanque ressonante
n	Relação de transformação
L_r	Indutância de dispersão do conversor LLC
L_m	Indutância magnetizante do conversor LLC
L_n	Indutância normalizada do conversor LLC
I_r	Corrente no tanque ressonante do conversor LLC
I_m	Corrente magnetizante do conversor LLC
I_s	Corrente média na carga do conversor LLC
I_{D1}	Corrente no diodo D1
I_{D2}	Corrente no diodo D2
C_r	Capacitor série
G_n	Ganho normalizado do conversor LLC
Q_e	Fator de qualidade da carga
R_L	Carga não linear
R_e	Carga linearizada
ω_{LLC}	Frequência angular de comutação do conversor LLC
V_{cc}	Tensão no barramento CC do inversor

v_o	Tensão na ponte chaveada do inversor
V_1	Componente fundamental da tensão de saída do inversor
m_a	Índice de modulação em amplitude da PWM do inversor
m_f	Índice de modulação em frequência da PWM do inversor
$V_{m,ref}$	Amplitude da onda moduladora senoidal da PWM do inversor
$V_{p,tri}$	Amplitude da onda portadora triangular da PWM do inversor
f_{ref}	Frequência da referência senoidal do PWM do inversor
f_{tri}	Frequência do sinal triangular do PWM do inversor
F_s	Frequência de chaveamento do inversor
F_{ca}	Frequência da rede CA
P_{ca}	Potência nominal do inversor
I_{ca}	Corrente eficaz do inversor
V_{ca}	Tensão eficaz do inversor
Δi_{L1}	Ondulação de corrente no indutor L_1
ΔV_{cc}	Ondulação de tensão no barramento CC
C_b	Capacitância base do inversor
C_{bar}	Capacitor do barramento CC
C_f	Capacitância do filtro LCL
L_1	Indutor esquerdo do filtro LCL
L_2	Indutor direito do filtro LCL
Z_b	Impedância base do inversor
ω_s	Frequência angular de chaveamento do inversor

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	8
1.1	APRESENTAÇÃO E OBJETO DE PESQUISA.....	8
1.2	JUSTIFICATIVA.....	11
1.3	OBJETIVO GERAL E OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	12
1.3.1	Objetivos específicos	13
1.4	Organização do Trabalho	13
2	EMBASAMENTO TEÓRICO	14
2.1	Conversor LLC Ressonante.....	14
2.1.1	Modos de operação	17
2.1.2	Operando na frequência de ressonância	17
2.1.3	Operando abaixo da frequência de ressonância.....	18
2.1.4	Operando acima da frequência de ressonância	19
2.1.5	Aproximação FHA.....	20
2.2	Rastreamento de ponto de máxima potência (MPPT)	27
2.2.1	Algoritmo perturba e observa (P&O).....	29
2.2.2	Método perturba e observa variando a frequência.....	30
2.3	Inversor monofásico.....	32
2.3.1	Inversor de tensão monofásico em ponte completa.....	32
2.3.2	Modulação SPWM unipolar.....	34
2.3.3	Filtros passivos	37
2.3.4	Projeto do filtro LCL	37
2.4	Circuito PLL	40
2.5	Comentários finais	42
3	SIMULAÇÕES E RESULTADOS	43
3.1	Estágio CC-CC e MPPT	43
3.2	Resultados do projeto	49
4	CONCLUSÃO E SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS.....	61
4.1	Conclusão.....	61

4.2	Sugestões de trabalhos futuros	62
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	63

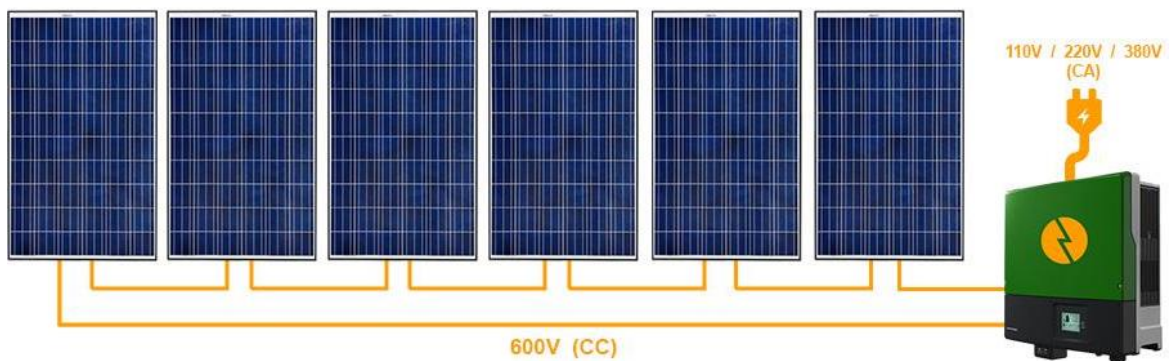
1 INTRODUÇÃO

1.1 APRESENTAÇÃO E OBJETO DE PESQUISA

Conversores eletrônicos de potência são a interface entre a fonte geradora de energia e a carga, são essenciais para sistemas de geração distribuída e qualquer circuito que dependa de uma adequação entre fonte e carga. Também chamados de inversores de potência, atuam controlando o fluxo de energia, permitindo o melhor uso de todo o potencial elétrico. O papel principal do inversor no sistema fotovoltaico é converter a energia elétrica gerada pelos painéis, em corrente contínua (CC), para corrente alternada (CA) (PIVETTA, 2017).

Em sistemas fotovoltaicos, utilizam-se módulos solares, que são dispositivos capazes de gerar energia elétrica proveniente da incidência de radiação solar. Existem diversas formas de conectar os inversores aos painéis fotovoltaicos dependendo da forma que os painéis estão interligados e da quantidade de inversores utilizados na ligação. Um dos tipos de conexões mais utilizados, considerado como convencional, é composto pela interligação de vários módulos em série, acoplados a um único inversor. Na Figura 1 é apresentado um esquema de ligação dos painéis ligados a um conversor convencional, que atende a vários painéis simultaneamente.

Figura 1 — Esquema de ligação dos painéis com conversores convencionais



Fonte: Portal Solar (2019).

No caso dos microinversores aplicados em sistemas fotovoltaicos, estes são fabricados para serem instalados um em cada painel solar, como mostrado na Figura 2, e trazem vantagens como:

- Capacidade de conectar à rede painéis solares de marcas e modelos diferentes, já que cada painel ou dupla de painéis funciona de forma independente;
- Possibilidade de instalar painéis em orientações e inclinações diferentes, permitindo uma otimização de aproveitamento da área de telhado;
- Os painéis sofrerão menos influência de possíveis sombreamentos.

Figura 2 — Esquema de ligação dos painéis com microinversores

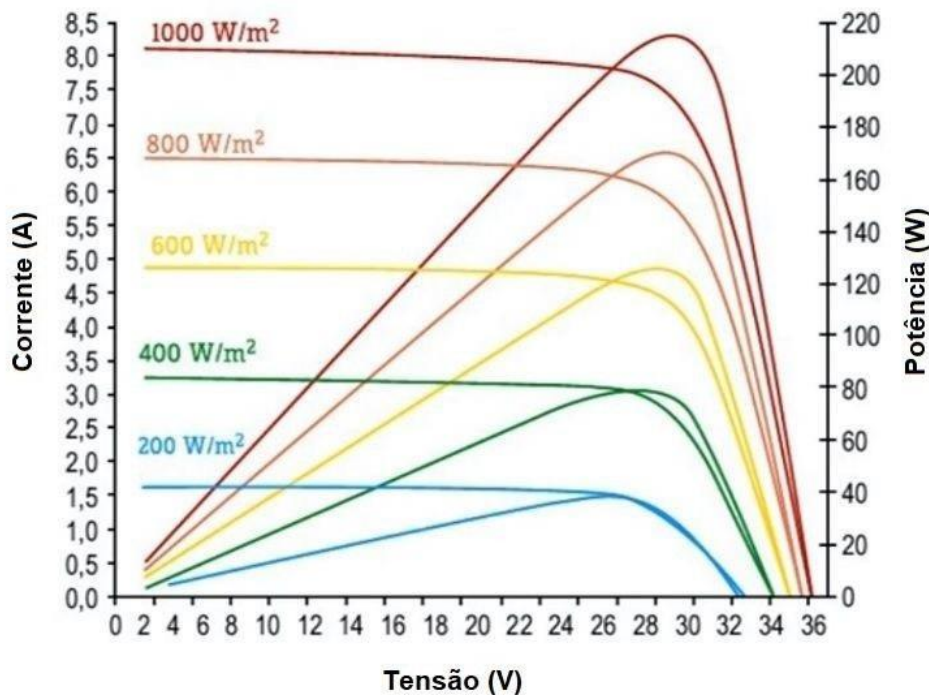


Fonte: Portal Solar (2019).

Cada painel fotovoltaico pode fornecer diferentes valores de potência, dependendo de alguns fatores. As principais causas que influenciam nas características elétricas de um painel são a radiação solar e a temperatura das células. A corrente gerada nos módulos aumenta linearmente com o aumento da intensidade luminosa. Por outro lado, o aumento da temperatura na célula faz com que a eficiência do módulo caia, diminuindo assim os pontos de operação para potência máxima gerada.

Na Figura 3 mostra-se as curvas de potência em comparação com a de incidência luminosa (indicada em W/m^2) para um módulo fotovoltaico, corroborando o que foi apresentado no parágrafo anterior.

Figura 3 — Efeito relacionado ao potencial de incidência solar no módulo FV



Fonte: Area Tecnologia (2019).
Nota: Adaptado pelo autor.

Em sistemas fotovoltaicos convencionais, é comum haver diferentes níveis de incidência para cada módulo. Nessas situações, e devido ao arranjo das placas, com cada painel operando em uma condição diferente, o rendimento do sistema em geral é afetado. Já com a presença do microinversor em conjunto com cada uma dessas placas, estas vão ser tratadas como sistemas independentes, sem que uma baixa eficiência em um dos painéis cause transtorno ao rendimento global da associação, uma vez que a potência total gerada depende de todos os painéis estarem operando no MPP. Em (RUBINO et al., 2013) é feito um estudo comparativo das configurações dos arranjos fotovoltaicos que demonstra que a configuração de microinversores oferece algumas vantagens quando comparado a ligação de painéis FV em série. No estudo, o conversor LLC ressonante é usado na parte de conversão CC/CC demonstrando as vantagens de usar esta topologia como MPPT (*Maximum Power Point Tracking*), por essa razão a topologia de conversor LLC foi contemplada neste trabalho.

Painéis fotovoltaicos de marcas e modelos distintos possuem diferentes características elétricas. Quando são conectados módulos solares diferentes em

série, cria-se uma incompatibilidade entre os parâmetros que torna o ponto de operação impossível de se chegar no ponto ótimo de potência. Ainda é importante ressaltar que na ligação de painéis em série, a corrente do sistema fotovoltaico é nivelada a partir do painel FV de menor corrente, podendo afetar o desempenho do conjunto. Seguindo a explicação, com ligação dos painéis em série, o defeito em uma placa implica na falta do sistema geral (PORTAL SOLAR, 2019).

O principal diferencial do microinversor é o fato de evitar ligação em série de painéis fotovoltaicos. Desta forma, possibilita que cada painel trabalhe com toda a sua potência, independente dos outros presentes no mesmo arranjo, evitando problemas em casos que a potência de um dos módulos interfira cronicamente no rendimento do sistema todo (MICRO INVERSOR, 2019). Vale ressaltar que essa autonomia dos painéis ajuda diretamente na detecção e evasão de falhas do sistema. Essa liberdade também auxilia no monitoramento de placas defeituosas em sistemas paralelos, já que a medição da energia entregue por cada painel torna-se mais simples.

1.2 JUSTIFICATIVA

Visando dar atenção às questões ambientais, existe uma grande tendência em investimentos na indústria de energias renováveis. Este trabalho é importante por seguir a trilha do movimento global em direção a potencialização do uso da energia solar. Também pode-se acrescentar que se mantém continuado o Programa Nacional de Conservação da Energia Elétrica (PROCEL), criado pelo Governo Federal em 1985, que objetiva o uso eficiente da energia elétrica, e demonstra o interesse público no assunto.

Sendo assim, o projeto proposto tem compatibilidade e relação direta com os interesses do cenário energético do país. Segundo (GCCE, 2017, p.3),

“A eficiência energética é um vetor de desenvolvimento técnico, econômico, ambiental e social do país, contribuindo para o uso racional dos recursos naturais e para a segurança energética e postergando investimentos na geração de energia elétrica”.

Em decorrência do crescente desenvolvimento de sistemas fotovoltaicos no cenário energético, é importante analisar diversas formas de se aproveitar desta fonte de energia limpa que é a energia solar.

A pesquisa também tem intenção de estudar a topologia LLC ressonante, que apesar de ainda não ser muito difundida, apresenta grandes vantagens para geração de energia em baixas potências como a baixa perda térmica, dentre outras que serão mostradas à frente.

1.3 OBJETIVO GERAL E OBJETIVOS ESPECÍFICOS

A ideia principal do trabalho é simular um microinversor que faça a conexão entre a fonte de energia e o barramento de corrente alternada que representa a rede elétrica. O objetivo geral deste trabalho é realizar um estudo e visualizar o funcionamento do microinversor proposto por meio de simulações no *software* de simulações de sistemas eletrônicos, PSIM®.

Para se chegar no objetivo principal, o trabalho expõe estudos da teoria de conversores comutadores, focando na topologia LLC ressonante, e do funcionamento de inversores de tensão, mostrando a ideia por trás do controle e até os conceitos de filtros passivos.

Feita a análise da teoria, o próximo passo é simular os circuitos, dividindo em três partes. Numa parte será reproduzida a simulação do conversor LLC ressonante atuando como MPPT, enquanto em outra será simulado o inversor de tensão que operará e em sincronia com a rede elétrica (barramento de $220 V_{RMS}$ em corrente alternada). Ao final serão reproduzidas essas partes operando em conjunto. Todos os resultados das simulações serão analisados explicando o funcionamento do projeto.

1.3.1 Objetivos específicos

Os objetivos específicos do trabalho são:

- Expor estudos sobre a topologia do conversor LLC ressonante;
- Mostrar metodologia de projeto de filtro LCL baseado na componente harmônica principal;
- Simular o conversor LLC ressonante atuando como MPPT;
- Simular o inversor de tensão conectado à rede elétrica.

1.4 Organização do Trabalho

Este projeto está dividido em 4 seções, cada uma com o conteúdo exposto a seguir.

Na seção 1 são apresentados os motivos para a realização do trabalho, assim como uma contextualização do cenário de sistemas fotovoltaicos e do setor de energia. Além de ser comentado sobre o problema dos métodos de ligação comum dos painéis fotovoltaicos.

O Capítulo 2 carrega em seu texto uma breve, porém pontual explicação das teorias que permeiam o trabalho. Essa parte foi estruturada de forma a seguir as etapas da conversão de energia que ocorrem entre uma fonte de energia e o sistema elétrico. Inicialmente são apresentados os conversores comutadores e chegando até aos inversores monofásicos e seus cuidados para a conexão com a rede.

No Capítulo 3 do trabalho são esclarecidas todas as simulações usadas para o projeto do microinversor, assim como algumas análises feitas para comprovar o funcionamento adequado do trabalho.

O último capítulo é destinado a conclusão do trabalho, com algumas observações finais. Nele também são expostas sugestões para futuros estudos que podem auxiliar no desenvolvimento da área.

2 EMBASAMENTO TEÓRICO

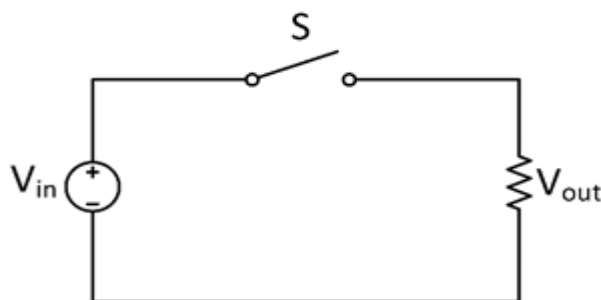
Neste capítulo será apresentada a base teórica para a elaboração do trabalho. Serão mostrados os principais conceitos que sustentam a teoria do projeto do microinversor, características de algumas topologias de conversores e a razão para a escolha da topologia de inversor ressonante LLC para o trabalho.

2.1 Conversor LLC Ressonante

Dentre as diversas topologias de conversores possíveis, o modelo ressonante LLC tem se mostrado uma opção bastante estudada devido às suas vantagens, apesar do seu modo de funcionamento complexo. Entre suas qualidades, podem-se citar a capacidade de trabalhar em altas frequências com baixa geração de ruído eletrônico e baixas perdas térmicas (SCHROEDER; PÉRES, 2014).

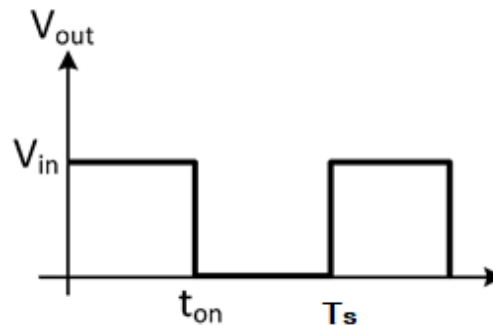
No circuito dos conversores de potência são empregados elementos comutadores (transistores, MOSFET's ou IGBT's) funcionando como chaves liga e desliga de modo que se possa gerar uma onda quadrada de frequência controlada. O chaveamento desses conversores de potência tem a função de controlar a alimentação na carga, operando em altas frequências e, desse modo, diminuindo as perdas ao utilizar indutores e capacitores (ALL ELECTRONICS GROUP, 2020). A Figura 4 mostra um circuito genérico onde o elemento comutador é representado pela chave S e a Figura 5 mostra o valor da tensão de saída com o chaveamento.

Figura 4 — Circuito de comutação genérico



Fonte: All Electronics Group (2020).

Figura 5 — Tensão de saída da Figura 4



Fonte: All Electronics Group (2020).

Nota: Adaptado pelo autor.

Normalmente estes conversores são controlados por modulação PWM (Pulse Width Modulation), em que a potência entregue é controlada a partir do tempo em condução dos transistores. Quanto maior o tempo do impulso em condução, maior a potência em direção a carga (MICHELS, 2005).

A razão cíclica, δ , é definida pelo quociente entre o tempo em condução do chaveamento, t_{on} , e o período $T_s = \frac{1}{f_s}$, sendo f_s a frequência de chaveamento do conversor.

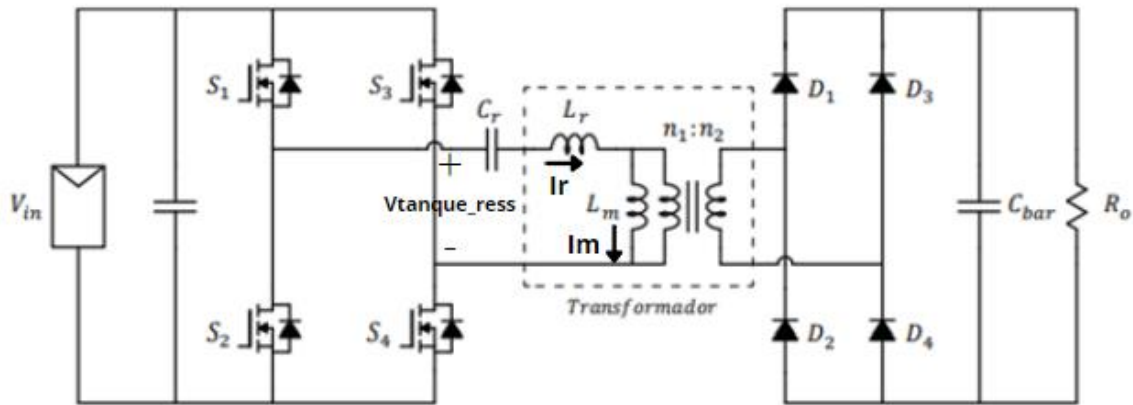
$$\delta = \frac{t_{on}}{T_s} \Rightarrow t_{on} = \delta \times T_s \quad (1)$$

O funcionamento dos conversores LLC baseia-se na utilização do conjunto do filtro LC com a indutância magnetizante do transformador, que funcionam como um circuito ressonante em que, operando na sua frequência de ressonância, podem-se extrair as maiores vantagens desta topologia. Atuando nessa frequência garante-se que o conversor comute com tensão nula (*ZVS – Zero Voltage Switching*), reduzindo as perdas por comutação em comparação com os conversores convencionais controlados por PWM (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

Na topologia de conversor LLC ressonante escolhida para este trabalho, para evitar assimetrias na corrente ressonante e, conseqüentemente, redução do rendimento do conversor, a razão cíclica é constante e igual a 0,5. Nesta configuração, geralmente é empregado um transformador isolador a fim de reduzir a quantidade de ruídos no

isolamento secundário. O transformador é posicionado no circuito do conversor como na Figura 6.

Figura 6 — Conversor ressonante LLC



Fonte: Barbi e Beckhäuser.

A indutância magnetizante e de dispersão, L_m e L_r respectivamente, são incorporadas ao transformador, podendo reduzir a quantidade de componentes no circuito (YANG, 2013). Dois indutores, L_m e L_r , e o capacitor série, C_r , fazem parte do tanque ressonante.

O conversor LLC é considerado multiressonante devido ao fato de existirem duas frequências de ressonância. Uma é determinada pela ressonância entre o indutor e o capacitor série, dada por f_r . A outra é chamada frequência de ressonância em paralelo, f_{rp} , que ocorre na ressonância entre o capacitor série e o conjunto de indutores, série e paralelo, somados (YANG, 2013).

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \times C_r}} \quad (2)$$

$$f_{rp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m) \times C_r}} \quad (3)$$

2.1.1 Modos de operação

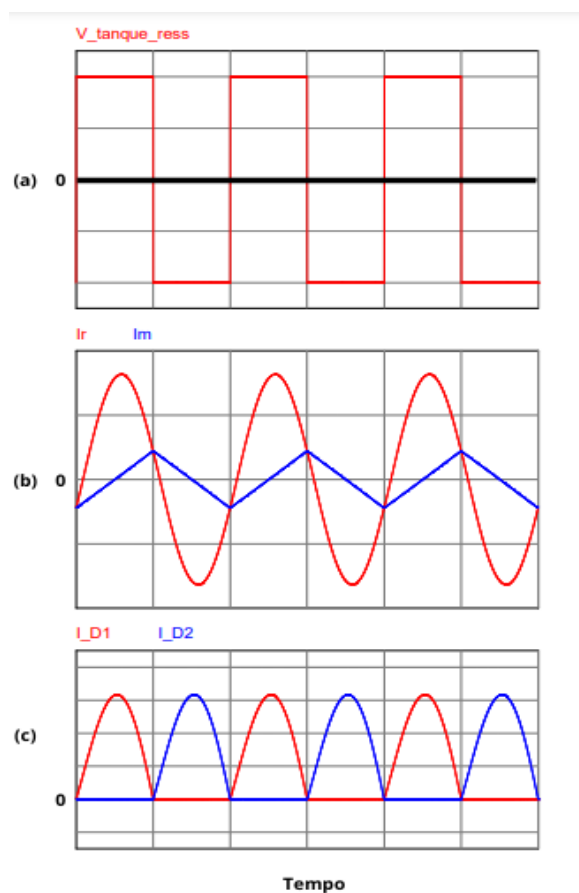
Este tipo de conversor apresenta três formas de funcionamento relativas a sua frequência de comutação, uma vez que apresenta modulação em frequência. São elas, o funcionamento acima ($f_s > f_r$), abaixo ($f_s < f_r$) e na própria frequência de ressonância ($f_s = f_r$). Cada um destes modos tem suas particularidades e etapas de funcionamento e, para simplificar o entendimento, serão apresentadas as principais funções de cada modo de operação (BARBI; BECKHÄUSER, 2018).

2.1.2 Operando na frequência de ressonância

O melhor ponto de operação é na frequência de ressonância ($f_s = f_r$) pois a corrente do tanque ressonante será senoidal e o conversor opera com ganho constante independente da carga (BARBI; BECKHÄUSER, 2018).

O funcionamento e as formas de onda típicas do conversor LLC apresentado na Figura 6, para a operação na frequência de ressonância ($f_s = f_r$) e em regime permanente são mostrados na Figura 7. Onde estão representadas as curvas: (a) de tensão aplicada no tanque ressonante (V_{tanque_ress}), que é a medida da tensão entre as saídas das chaves comutadoras; (b) a corrente no tanque ressonante (I_r), que é a corrente que passa através do capacitor C_r e do indutor L_r , e a corrente magnetizante (I_m), que circula pelo indutor L_m ; (c) as correntes nos diodos do retificador do lado secundário (I_{D1} e I_{D2}).

Figura 7 — Formas de onda conversor LLC operando na frequência de ressonância



Fonte: Produzido pelo próprio autor.

A tensão de entrada no tanque ressonante ilustrada na Figura 7 (a), tal como nos conversores comutados, é gerada a partir da comutação dos dispositivos S1, S2, S3 e S4, e consiste numa onda quadrada de amplitudes V_{in} e $-V_{in}$. Sendo que numa parte do tempo S1 e S4 estão conduzindo e na outra parte S2 e S3 conduzem, e este tempo é determinado pela frequência de comutação (OLIVEIRA, 2016).

2.1.3 Operando abaixo da frequência de ressonância

Também pode ser recomendada a operação em frequências abaixo da frequência de ressonância ($f_s < f_r$), em que o conversor se comporta como conversor elevador de tensão, e como é observado por (BARBI; BECKHÄUSER, 2018) sobre a operação abaixo da frequência de ressonância:

(...) apesar de haver aumento das perdas por correntes circulantes no tanque ressonante devido ao aumento da corrente de magnetização, ainda há comutação suave nos diodos do retificador do secundário e uma boa regulação de tensão com pequenas variações na frequência.

Em determinadas configurações, pode-se dizer que quanto menor for a frequência de comutação em relação a de ressonância, maior será o ganho do conversor. Isso é verdade quando se respeita o limite mínimo de frequência de operação, que ocorre na frequência de ressonância em paralelo, f_{rp} , pois em frequências menores o conversor começa a atuar na região de ZCS (*Zero Current Switching*), podendo danificar os interruptores (YANG, 2003).

2.1.4 Operando acima da frequência de ressonância

No modo de operação acima da frequência de ressonância, o conversor LLC ressonante se comporta como um abaixador de tensão. E apesar de ele funcionar numa região ZVS, frequências acima da frequência de ressonância devem ser evitadas pois, como mostra (BARBI; BECKHÄUSER, 2018), os diodos do retificador do secundário passam a sofrer comutação forçada, o que reduz o rendimento do conversor.

Também, como observado em alguns estudos (BARBI; BECKHÄUSER, 2018), (YANG, 2003) e (SCHROEDER; PÉRES, 2014), mesmo não havendo frequência limite para este modo de operação, para se obter um ganho pouco abaixo do ganho unitário, a frequência de comutação do conversor deve ser muito maior em relação a frequência de ressonância. Isso não é desejado, visto que frequências muito destoantes da frequência de ressonância geram erros quando se é utilizado o método de aproximação FHA (*First Harmonic Aproximation*) para a modelagem do conversor LLC ressonante, que é o método de aproximação utilizado no trabalho para explicar o funcionamento do conversor próximo a sua frequência de ressonância.

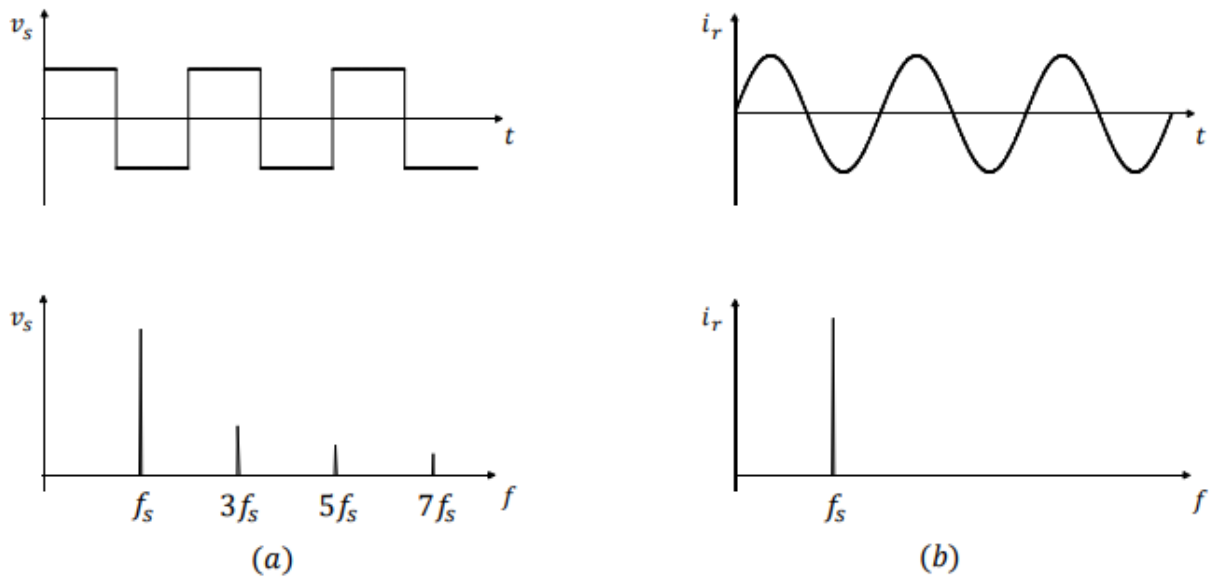
2.1.5 Aproximação FHA

Devido à complexidade na modelagem do conversor, o método FHA (*First Harmonic Approximation*) de aproximação será utilizado para facilitar a análise do circuito. O princípio desse método reside no fato de que a maior parte da energia processada pelo conversor se concentra na primeira harmônica. Desse modo e acompanhando a ideia principal da técnica, pode-se adotar uma série de simplificações do circuito que resulta num modelo cujo comportamento é mais próximo ao real quanto mais próxima a frequência de comutação for da frequência de ressonância. Apesar do funcionamento se tornar mais intuitivo, o modelo apresenta erros proporcionais ao desvio entre a frequência de comutação e a frequência de ressonância (SCHROEDER; PÉRES, 2014).

Nessa técnica de aproximação, como as harmônicas de ordem superior na frequência de ressonância são desprezadas, a forma de onda da corrente no tanque de ressonância pode ser assumida como puramente senoidal. Essa aproximação mostra resultados confiáveis para os pontos de operação próximos da frequência de ressonância, tendo melhores resultados para pontos acima dela, mas também com resultados ainda válidos para frequências abaixo (DE SIMONE, 2006).

A tensão de comutação, v_s , que também pode ser chamada de tensão de entrada no tanque ressonante, é uma onda quadrada gerada pela comutação das chaves em alta frequência. É observado em alguns estudos, como em (BARBI; BECKHÄUSER, 2018), que a corrente no tanque ressonante apresenta característica essencialmente senoidal quando a frequência de comutação coincide com a ressonância do circuito. Na Figura 8 mostram-se as formas de tensão aplicada no tanque ressonante e a corrente resultante dessa excitação.

Figura 8 — Formas de onda e espectro da (a) tensão e (b) corrente aplicadas no tanque ressonante



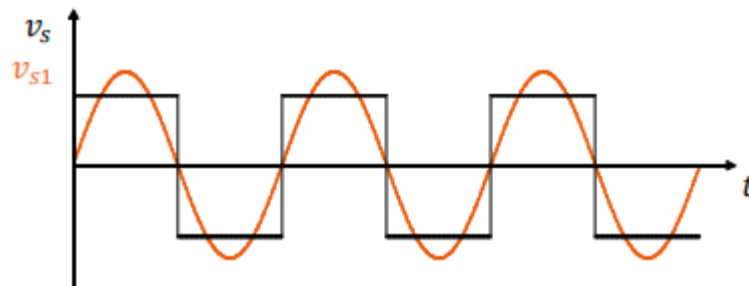
Fonte: Barbi e Beckhäuser (2018).

Na Equação 5 é mostrada a expansão em Série de Fourier da onda quadrada de tensão aplicada no tanque ressonante. A Equação 6 representa a fundamental da primeira harmônica da onda quadrada. Na Figura 9 são representadas as formas de onda das equações citadas.

$$\omega_{LLC} = 2\pi f_s \quad (4)$$

$$v_s(t) = \frac{4V_{in}}{\pi} \sum_{n=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \text{sen}(n\omega_{LLC}t) \quad (5)$$

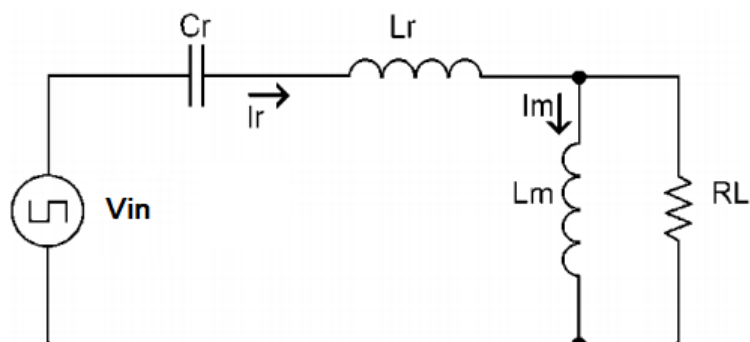
Figura 9 — Tensão de entrada no tanque ressonante



Fonte: Barbi e Beckhäuser (2018).

Segundo a análise feita por (SCHROEDER; PÉRES, 2014), o modelo simplificado do circuito, representando a fonte chaveada por uma fonte de tensão quadrada e o transformador, com relação de transformação unitária para facilitar a explicação, apenas como uma indutância magnetizante, L_m , está apresentado na Figura 10.

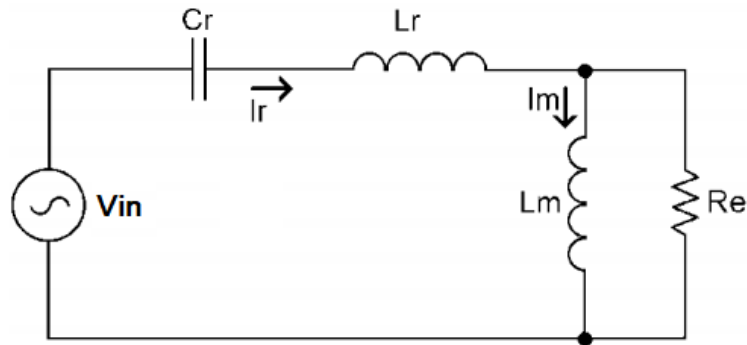
Figura 10 — Esquema simplificado do Conversor



Fonte: Schroeder e Péres (2014).
Nota: Adaptado pelo autor.

Ainda seguindo a análise dos autores citados (SCHROEDER; PÉRES, 2014), apesar de o retificador, filtro de saída e a resistência da carga formarem uma carga não linear, o que não permitiria a aplicação da modelagem FHA, é feita uma simulação para validar o método de aproximação, atendendo ao requisito da frequência de operação, f_s , próxima à frequência de ressonância, f_r , do conversor. Nessa condição, a natureza senoidal da corrente de entrada no circuito ressonante é comprovada em simulações, como foi mostrado na Figura 7(b), do mesmo modo que a corrente magnetizante tem comportamento linear. Desta forma a linearização do circuito é obtida substituindo a fonte de tensão de onda quadrada por uma fonte senoidal e a carga não linear, R_L , pela carga linearizada R_e . Este modelo de aproximação é representado na Figura 11.

Figura 11 — Modelo linearizado



Fonte: Schroeder e Pères (2014).
Nota: Adaptado pelo autor.

Como mostrado em (SCHROEDER; PÉRES, 2014), o valor de R_e é obtido da relação entre a harmônica fundamental da tensão retangular na entrada do conversor (Equação 6) pela corrente média na carga, definida na Equação 7. Ainda como demonstrado no trabalho citado, desenvolvendo a relação da Equação 7 e incluindo a relação de transformação (n), pode-se chegar na Equação 8, que representa R_e .

$$v_{s1}(t) = \frac{4V_{in}}{\pi} \text{sen}(\omega_{LLC}t) \quad (6)$$

$$I_s = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} i(t) dt \quad (7)$$

$$R_e = \frac{8n}{\pi^2} R_L \quad (8)$$

Analisando a tensão na carga, V_L , do modelo linearizado por divisor de tensão, é possível escrever a expressão do ganho de tensão em função de $j\omega$. Expandindo as associações em paralelo da Equação 9, obtém-se a Equação 10, que ainda pode ser simplificada e descrita a partir dos valores de L_r , L_m , ω , C_r e R_e , conforme Equação 11.

$$\frac{V_L}{V_{in}} = \left| \frac{j\omega_{LLC}L_m || R_e}{j\omega_{LLC}L_m || R_e + j\omega_{LLC}L_r + \frac{1}{j\omega_{LLC}C_r}} \right| \quad (9)$$

$$\frac{V_L}{V_{in}} = \left| \frac{\frac{j\omega_{LLC}L_mR_e}{j\omega_{LLC}L_m + R_e}}{\frac{j\omega_{LLC}L_mR_e}{j\omega_{LLC}L_m + R_e} + j\omega_{LLC}L_r + \frac{1}{j\omega_{LLC}C_r}} \right| \quad (10)$$

$$\frac{V_L}{V_{in}} = \left| \frac{\omega_{LLC}^2 L_m C_r R_e}{\omega_{LLC}^2 L_m C_r R_e + \omega_{LLC}^2 L_r C_r R_e + j(\omega^3 L_m L_r C_r - \omega L_m) - R_e} \right| \quad (11)$$

A Equação 11 não é intuitiva e, por isso, e como é visto em outros trabalhos, é normal reescrevê-la em termos de valores normalizados para as indutâncias e a frequência de comutação, relacionando a carga R_e com o fator de qualidade da carga Q_e (Equação 12).

$$Q_e = \sqrt{\frac{L_r}{C_r} \frac{1}{R_e}} \quad (12)$$

O fator de qualidade está relacionado ao nível de amortização do circuito ressonante, é um valor adimensional que quanto maior for seu valor, mais estreita é a banda de passagem do circuito. Q_e também representa o comportamento da carga e a relação entre a energia armazenada no circuito e a energia dissipada no mesmo. É importante notar que baixos valores dessa grandeza podem causar danos aos componentes do circuito (MANIKTALA, 2013).

Para reescrever a Equação 11, serão usadas as relações entre a frequência de comutação e a frequência de ressonância e a relação entre a indutância magnetizante e a ressonante, essas relações serão representadas pelas equações 13 e 14, respectivamente. Ainda fazendo alguns ajustes, pode-se chegar na equação do ganho normalizado, G_n , possibilitando a análise do comportamento do conversor.

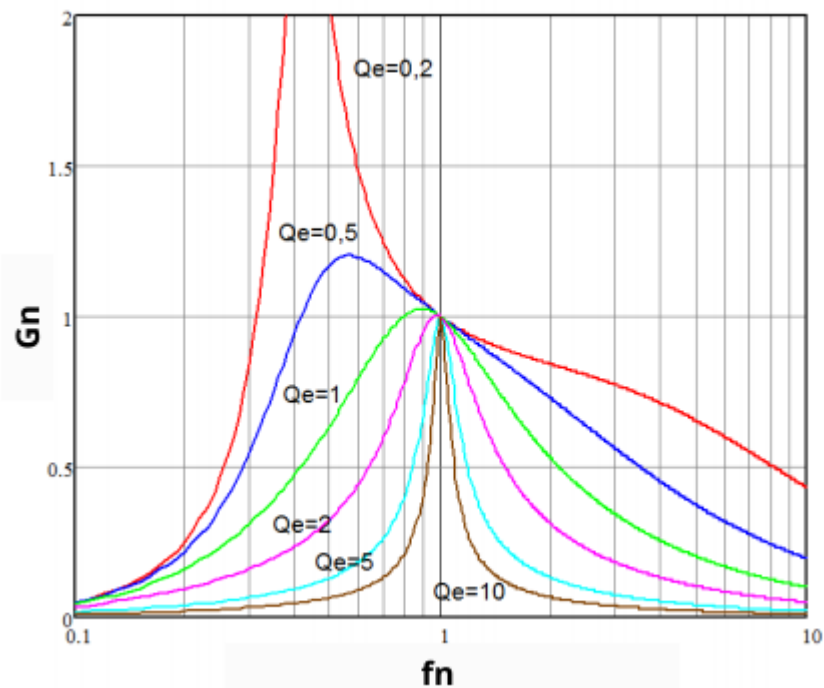
$$f_n = \frac{f_s}{f_r} \quad (13)$$

$$L_n = \frac{L_m}{L_r} \quad (14)$$

$$G_n = \frac{V_L}{V_{in}} = \left| \frac{f_n^2 L_n}{f_n^2 (L_n + 1) + j \left((f_n^2 - 1) f_n L_n Q_e \right) - 1} \right| \quad (15)$$

Para ajudar a análise do ganho do conversor, pode ser plotado o gráfico para um valor fixo de L_n e diversos valores de Q_e , como é mostrado na Figura 12, em que se utiliza o valor de $L_n = 5$. Vale lembrar que o comportamento da curva de ganho segue padrões próximos, mesmo quando feita com diferentes valores de L_n , como mostram alguns estudos como (BARBI; BECKHÄUSER, 2018) e (YANG, 2003), que também podem ser demonstrados com a ajuda de ferramentas matemáticas, como o MATLAB®.

Figura 12 — Ganho normalizado do conversor LLC para diferentes valores de Q_e

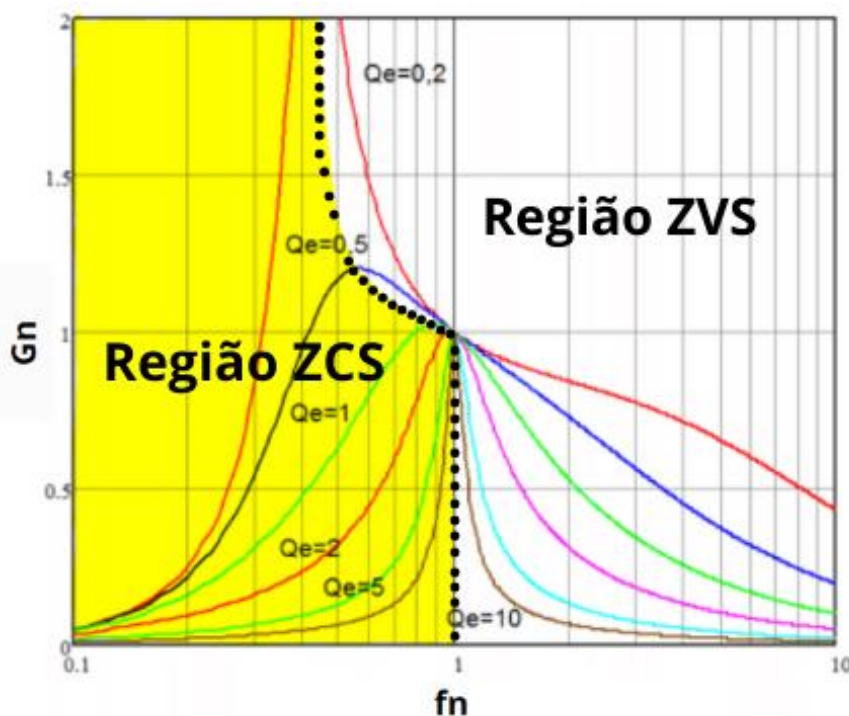


Fonte: Schroeder e Péres (2014).
Nota: Adaptado pelo autor.

Dependendo das características da carga, pode-se ter diferentes frequências de ressonância dominantes no circuito, sendo mais à esquerda em f_{rp} , e à direita em f_r . Quanto maior for a carga, a frequência f_r se torna mais dominante, já para o caso contrário, f_{rp} passa a exercer mais impacto na ressonância do circuito. É observado

também que o comportamento ideal do conversor acontece na região ZVS, sendo que deve ser evitada a atuação em ZCS, que pode gerar danos aos elementos e comprometer o funcionamento correto do sistema (YANG, 2003).

Figura 13 — Regiões de funcionamento do conversor LLC



Fonte: Schroeder e Péres (2014).
Nota: Adaptado pelo autor.

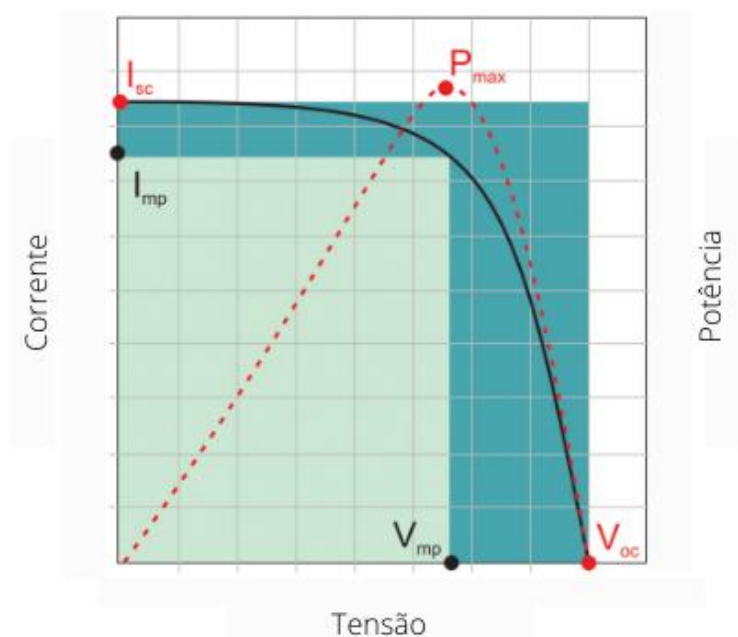
É importante notar que independente dos parâmetros, o ganho do conversor será unitário quando a frequência de comutação for igual a frequência de ressonância, e este é o modo de operação que é utilizado para realizar o projeto do trabalho. Também existem dois picos de ressonância, uma em f_r , quando a carga anula a indutância paralela e outra em f_{rp} , quando a carga está ausente. Pelo gráfico também se pode perceber que o fator de carga, Q_e , determina os limites do ganho que o circuito pode atingir e em quais frequências ocorrem (SCHROEDER; PÉRES, 2014).

2.2 Rastreamento de ponto de máxima potência (MPPT)

Devido às características das células fotovoltaicas, a potência máxima que pode ser gerada por um módulo FV depende de alguns fatores ambientais, como a temperatura e a radiação incidentes. Como as condições ambientais não podem ser controladas, nem sempre o valor máximo de potência poderá ser extraído dos módulos, desta forma é utilizada uma técnica de rastreamento de potência máxima que é normalmente realizada pelo conversor CC/CC. O MPPT consiste numa função desempenhada pelo conversor que servirá para ajustar a tensão de saída do módulo, considerando as condições de temperatura e radiação, de modo que se obtenha a máxima transferência de potência (CASTRO, 2002).

Para explicar o funcionamento do módulo FV, que nada mais é que um conjunto de células fotovoltaicas conectadas eletricamente, pode-se usar do estudo sobre o funcionamento da célula FV, como foi feito em (GABRIELA, et al. 2015). Quando se analisa a curva de tensão e corrente de uma célula FV, nota-se que para cada nível de radiação solar e temperatura, dependendo da carga ligada ao painel, existe um ponto ótimo de tensão e corrente que fornece a maior potência. Essa análise pôde ser feita na Figura 3, para painéis solares, e será vista na Figura 14, para uma única célula em determinadas condições de radiação e temperatura.

Figura 14 — Curva de Corrente vs.Tensão e curva de Potência vs.Tensão de uma célula solar fotovoltaica



Fonte: Gabriela et al. (2015).
Nota: Editado pelo autor.

São apresentados alguns pontos importantes na Figura 14, são eles:

I_{sc} é a corrente de curto circuito, que circula quando a diferença de tensão nos terminais é nula;

V_{oc} é a tensão de circuito aberto, quando não há passagem de corrente;

I_{mp} é a corrente no ponto de máxima potência;

V_{mp} é a tensão no ponto de máxima potência;

P_{max} é a potência no ponto de máxima potência.

O conversor CC/CC tem um papel importante no sistema fotovoltaico, pois além de regular a tensão do módulo solar para o barramento CC, também tem a função de garantir que o circuito atinja a máxima potência. Estes conversores são conectados entre os módulos solares e a carga, modificando o ponto de operação do conjunto, de modo a estabelecer a máxima transferência de potência sob qualquer condição (COELHO, 2008).

Controlando o conversor, são usados algoritmos que permitem rastrear o MPP. Existem diversas técnicas diferentes que podem ser usadas para este passo, neste trabalho será usada uma variação da técnica perturba e observa (P&O).

2.2.1 Algoritmo perturba e observa (P&O)

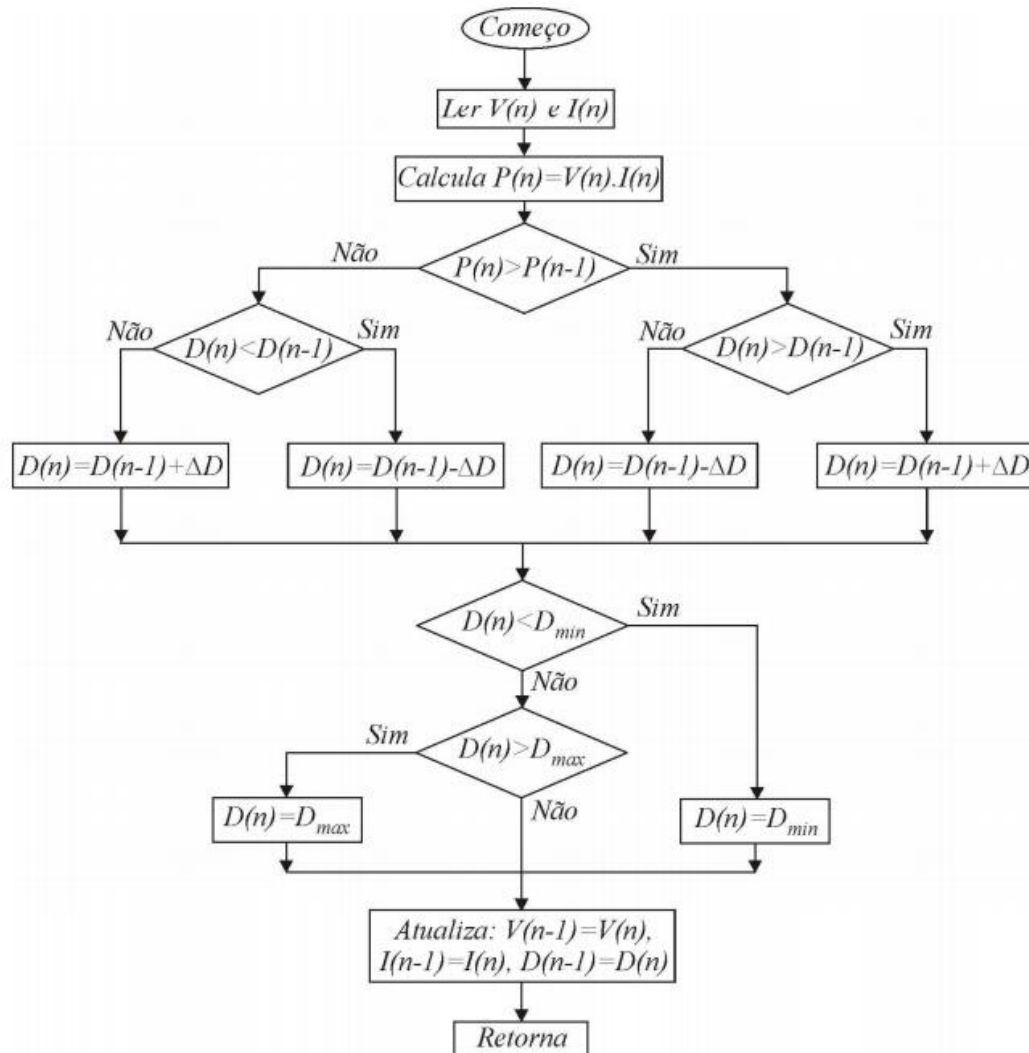
O método perturba e observa é um dos métodos mais simples de MPPT e bastante difundido na literatura, como se pode ver nos trabalhos (GRUNDEMAN, 2017), (TOFOLI, F.; PEREIRA, D. C.; PAULA, W., 2015), (COELHO, 2008) e (IMHOFF, 2007). Desta técnica também podem ser feitas algumas modificações, desde que se mantenha o padrão de perturbar uma variável em cada iteração do método.

Como visto por (COELHO, 2008), o método perturba e observa consiste de várias iterações em que são considerados os valores de tensão e corrente em dado momento. Cada iteração realiza uma mudança na razão cíclica do conversor, e feito o cálculo da nova razão cíclica, são medidos os novos valores de corrente e tensão, e calcula-se então a nova potência que será comparada com a potência do passo anterior. Caso o novo valor de potência for maior que o anterior, muda-se novamente a razão cíclica no mesmo sentido, caso contrário, a razão cíclica sofrerá uma mudança no sentido contrário.

A velocidade do algoritmo é determinada pelo tamanho do passo, que determina a variação da razão cíclica. Quanto maior for o passo, mais rápido o algoritmo irá convergir para a máxima potência, apesar de aumentar também a oscilação do sistema em regime permanente (GRUNDEMAN, 2017).

O fluxograma que representa a estrutura do algoritmo do método perturba e observa é mostrado na Figura 15.

Figura 15 — Fluxograma do método P&O



Fonte: COELHO (2008).

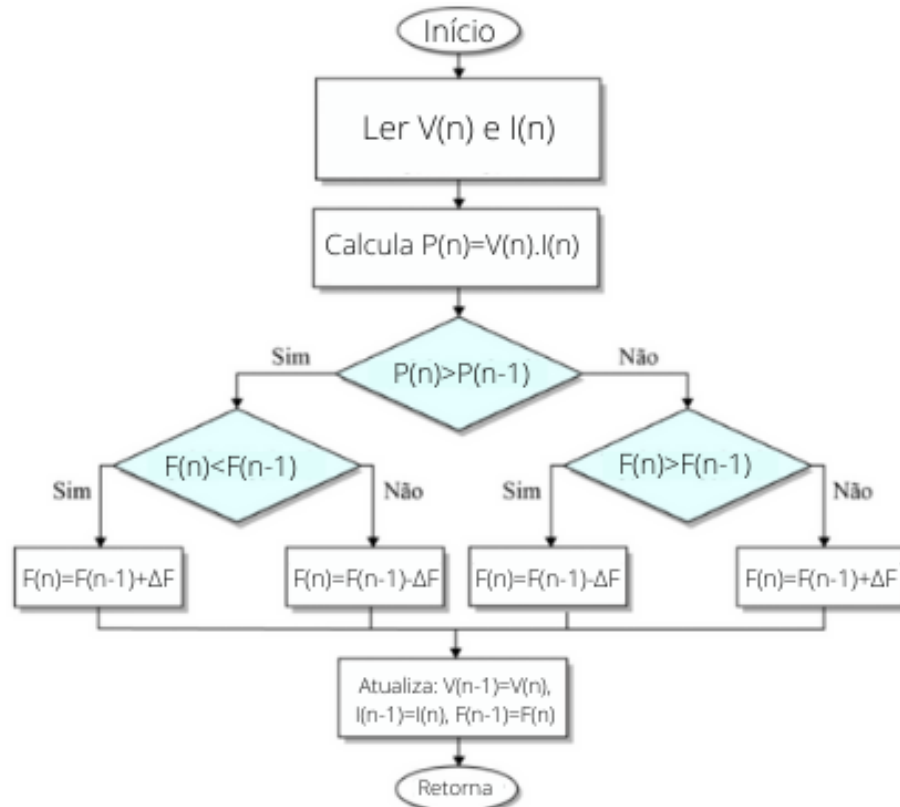
2.2.2 Método perturba e observa variando a frequência

O método perturba e observa apresentado anteriormente na Figura 15 é útil para o controle de conversores modulados pela razão cíclica, diferente do conversor proposto neste trabalho, uma vez que tem sua modulação baseada na frequência de comutação.

Nesta variação do método criada especificamente para este projeto, se mantém o padrão das iterações, sempre comparando o valor da potência atual com o valor da

potência anterior, mas a diferença é que o parâmetro variável é a frequência. A base da estrutura que foi utilizada para o trabalho é representada pela Figura 16.

Figura 16 — Fluxograma P&O variando a frequência



Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Além disso, após algumas simulações verificou-se que o conversor apresentava uma maior estabilidade quando se diminuía o tamanho do passo, quando o circuito alcançava o MPP. Portanto, considerando que no início do algoritmo, a variação da frequência em cada ciclo é chamada de ΔF_1 e após chegar no MPP uma única vez, o valor da nova variação de frequência é chamado de ΔF_2 . Para isso foi implementado um tamanho de passo que começa num valor maior, e que após alcançar o MPP pela primeira vez tem o tamanho da variação é diminuído em um quinto do valor inicial ($\Delta F_2 = \Delta F_1/5$). Desta forma tem-se um ajuste mais agressivo no início das iterações, contribuindo para uma alta velocidade de convergência, mas com oscilações mais suaves após se chegar no MPP.

2.3 Inversor monofásico

Os inversores de tensão são comumente aplicados em situações onde se deseja o fornecimento de tensão alternada, a partir de uma fonte de corrente contínua. Também chamados de conversores CC/CA, os inversores convertem a tensão ou corrente de níveis contínuos em níveis alternados, apresentando simetria em amplitude. Podem ser usados para diversas aplicações, como fontes de alimentação para sistemas embarcados e fontes ininterruptas de energia, com frequência de operação fixa, ou até mesmo como controle de velocidade de motores, com frequência de operação variável (GERENT, 2005).

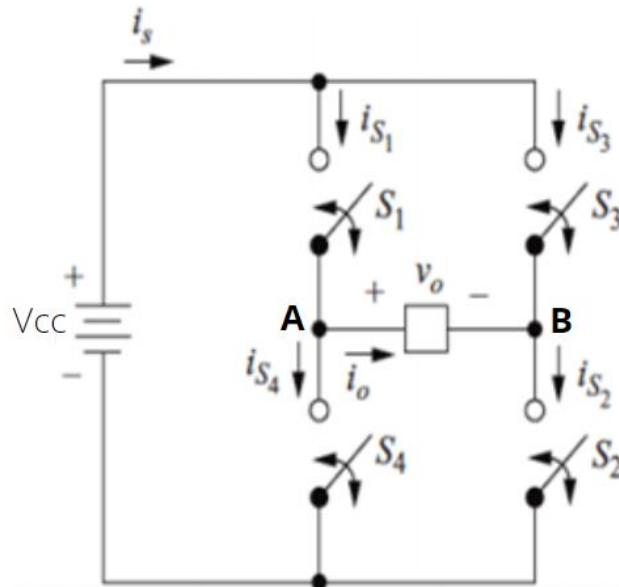
Existem diversas topologias conhecidas na literatura que podem ser empregadas nos circuitos do conversor, entre elas destacam-se os inversores em ponte completa, em meia ponte e do tipo *push-pull*. Em (SAHAN et al., 2011) pode-se categorizar os conversores CC/CA em inversores de corrente, que têm como entrada uma fonte de corrente, e inversores de tensão, que têm como entrada uma fonte de tensão. Para atender o objetivo do projeto de adequar a tensão entregue pela fonte de tensão contínua e conectar à rede elétrica, neste trabalho será usada a topologia de inversor de tensão em ponte completa.

2.3.1 Inversor de tensão monofásico em ponte completa

A topologia de ponte completa apresenta algumas vantagens sobre outras estruturas de inversores na mesma aplicação, pois funciona com baixos esforços de tensão e corrente nos interruptores. Apesar das vantagens, a estrutura do inversor necessita de quatro interruptores com sinais de comandos isolados, pois não possuem a mesma referência do circuito (BARBI; MARTINS, 2001).

Na Figura 17 apresenta-se o circuito do conversor ponte completa monofásico, que devida a sua simplicidade e facilidade de operação, é um dos mais utilizados em sistemas fotovoltaicos (SANTOS, 2014).

Figura 17 — Inversor ponte completa monofásico



Fonte: Hart (2011).
Nota: Adaptado pelo autor

A fonte V_{cc} é a fonte de tensão contínua e os semicondutores, que funcionam como chaves, são S_1 , S_2 , S_3 e S_4 . É importante lembrar que S_1 e S_4 são chaves complementares que não podem ser fechadas ao mesmo tempo para evitar que ocorra um curto-circuito no barramento, o mesmo vale para S_2 e S_3 . Quando S_1 e S_2 estão conduzindo (S_3 e S_4 estão abertos), a tensão $+V_{cc}$ é aplicada nos terminais da carga V_o , já quando S_3 e S_4 estão conduzindo (S_1 e S_2 estão abertos), a tensão $-V_{cc}$ é aplicada na carga. Quando S_1 e S_3 estão fechadas (e S_2 e S_4 abertas) ou quando S_2 e S_4 estão fechadas (e S_1 e S_3 abertas), a tensão na saída é nula.

Como o circuito do inversor é controlado pelo chaveamento dos interruptores, o comportamento da tensão na saída do inversor pode ter diferentes características dependendo da modulação adotada. Existem diversas técnicas de modulação conhecidas na literatura, como a modulação por largura de pulsos (PWM), por pulso único e por largura de pulso senoidal. Neste trabalho será aplicada a estratégia de modulação por largura de pulso senoidal PWM (SPWM) unipolar.

2.3.2 Modulação SPWM unipolar

A análise dos pulsos de comando que controlam o inversor é feita a partir do conceito de função de chaveamento. Como mostra (ALVES, 1998), esse conceito descreve que as funções de chaveamento das chaves interruptoras do inversor podem assumir valores descritos pelos estados lógicos 0 e 1, que representam as situações de não condução e condução das chaves controladoras, respectivamente.

Sabe-se que a tensão na saída da ponte completa do inversor não é senoidal e possui conteúdo harmônico muito alto. E como a função do inversor de tensão é de regular a tensão de saída (alternada) a partir de uma tensão de entrada (contínua), pode-se utilizar a técnica SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*) de modo que a tensão de saída se aproxime de uma forma de onda senoidal pura e que as distorções harmônicas sejam reduzidas (SANTOS, 2014).

Esta técnica permite controlar a amplitude da tensão de saída, através do índice de modulação em amplitude, m_a , definido na Equação 16. Além deste índice, outro conceito importante é o índice de modulação em frequência, m_f , que relaciona a frequência do sinal modulante com a frequência da portadora.

$$m_a = \frac{V_{m,ref}}{V_{p,tri}} \quad (16)$$

$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_{ref}} \quad (17)$$

Onde:

$V_{m,ref}$ é a amplitude da onda moduladora senoidal;

$V_{p,tri}$ é a amplitude da onda portadora triangular, em alta frequência;

f_{tri} é a frequência do sinal triangular;

f_{ref} é a frequência da referência senoidal.

Como analisado por (SANTOS, 2014), para índices de modulação em amplitude inferiores à unidade, existe uma proporcionalidade linear entre este índice e a amplitude da componente de frequência fundamental da tensão de saída (V_1), de forma que a proporção pode ser variada para mudar a amplitude do sinal de saída. A Equação 17 mostra essa relação, em que V_{cc} é a tensão de entrada no barramento CC do inversor.

$$V_1 = m_a \cdot V_{cc} \quad (17)$$

Na Figura 18 mostram-se as formas de onda, dos sinais moduladores e da portadora, que configuram a técnica de modulação SPWM unipolar ou três níveis.

Figura 18 — Portadora e moduladoras da modulação SPWM unipolar

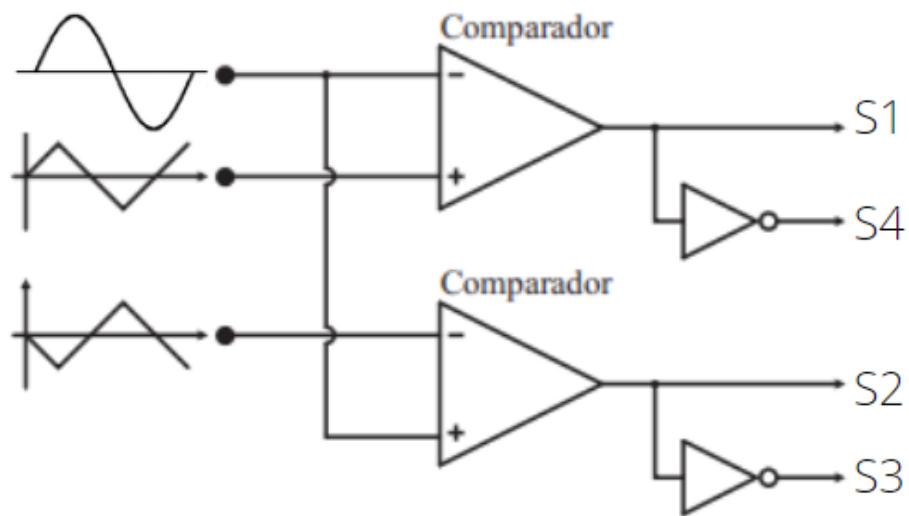


Fonte: Hart (2011).
Nota: Editado pelo autor.

Essa modalidade para modulação é chamada PWM unipolar, ou modulação a três níveis, uma vez que é caracterizada por apresentar três níveis diferentes de tensão entre os terminais da carga, que são: $+V_{cc}$, 0 e $-V_{cc}$.

Uma forma de configuração da modulação SPWM unipolar é representada na Figura 19 e mostra como é estruturada a técnica de modulação a três níveis que foi utilizada neste trabalho. Esta configuração segue o mesmo princípio da Figura 18, porém utiliza uma onda moduladora senoidal e duas portadoras triangulares. O PWM compara o sinal modulador senoidal com as portadoras, ondas triangulares defasadas de 180° . Desta forma são gerados os sinais que irão controlar as chaves semicondutoras.

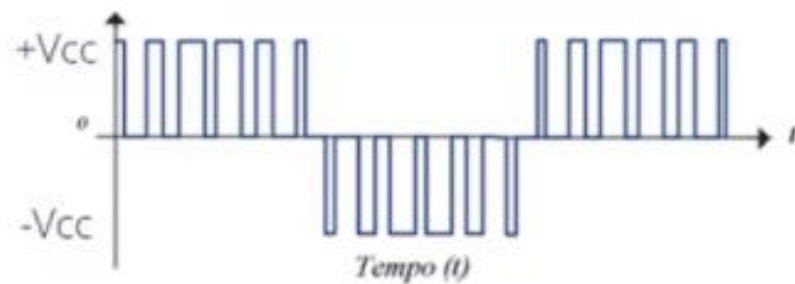
Figura 19 — Modulador a três níveis



Fonte: Maccarini, 2009.
Nota: Editado pelo autor.

Na Figura 20 é apresentada a forma de onda da tensão na saída do chaveamento do inversor para as modulações de três níveis. A tensão de saída é medida em v_o da Figura 17.

Figura 20 — Forma de onda em v_o com modulação PWM Unipolar



Fonte: Caracas, 2013.
Nota: Editado pelo autor.

Vale ressaltar que, apesar de a onda de saída possuir um conteúdo harmônico muito elevado, o objetivo é obter uma forma de onda senoidal na saída do inversor. Notando ainda que a frequência fundamental da onda de tensão do inversor será igual a frequência da onda de referência (moduladora), geralmente 50 ou 60 Hz, e as harmônicas de maior ordem se encontram em torno da frequência de comutação do

sistema. A fim de filtrar as harmônicas indesejáveis do sinal de tensão, são usados filtros passivos que podem facilmente regular o sinal de saída (SANTOS, 2014).

2.3.3 Filtros passivos

Como o objetivo do trabalho é conectar o inversor à rede elétrica, deve-se atentar a qualidade da energia elétrica que pode ser introduzida na rede. Como mostrado em (MOHAN, MOHAN, 1995), a maior parte das aplicações da eletrônica de potência é caracterizada pela alta propagação de harmônicos, devido à sua natureza não linear.

Com vista a garantir uma melhor qualidade da energia, são muito utilizados filtros passa-baixa, sendo os principais os filtros L, LC e LCL, que são conectados entre os conversores e a carga de modo que filtrem os harmônicos que podem ser propagados através do circuito (TEODORESCU, et al. 2011).

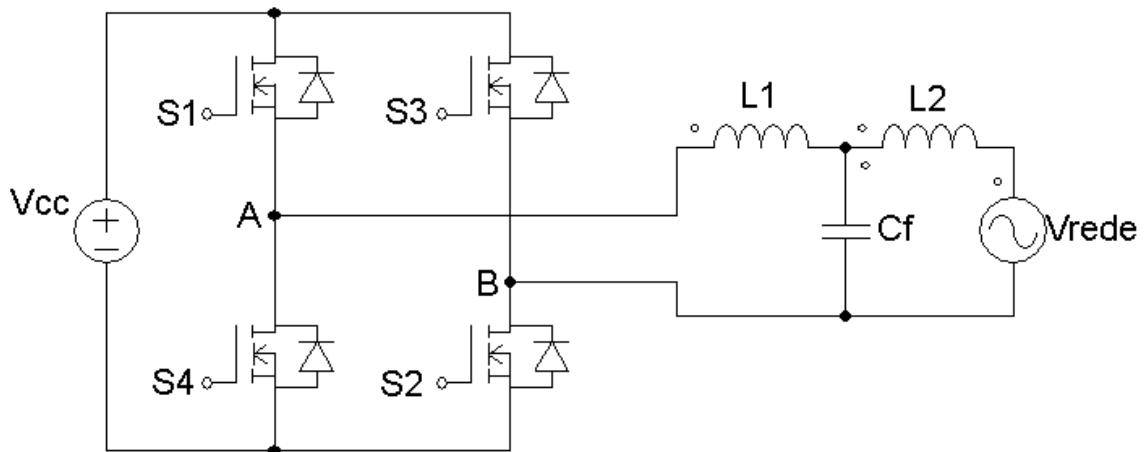
Para fornecer maior proteção a distúrbios da rede, que podem tanto se propagar do conversor para a rede, quanto o contrário, os filtros LCL são os mais utilizados devido a atuação do seu segundo indutor. Este filtro também garante boa diminuição das harmônicas de alta frequência por ser um sistema de terceira ordem (ALVES, et al. 2018).

2.3.4 Projeto do filtro LCL

Na literatura existem diversos estudos com maneiras de se projetar o filtro LCL, como pode ser visto em (ALVES, et al. 2018), (ARAUJO, et al. 2007) e (BARBOSA, 2011). Vale lembrar que o projeto do filtro depende ainda da modulação empregada no inversor, portanto neste trabalho será usada a metodologia de projeto de filtro LCL empregada por (CARACAS, 2013), em que é feita uma análise do filtro passa-baixa para inversor com modulação PWM unipolar.

Na Figura 21 mostra-se o esquema de ligação do inversor, junto ao filtro LCL, ligado à rede.

Figura 21 — Esquema do inversor com filtro LCL



Fonte: Produzido pelo próprio autor.

A fim de projetar o filtro LCL, inicialmente deve se levar em consideração a ondulação de corrente permissível para o inversor, desta forma será determinado L_1 . Ainda, como verificado por (CARACAS, 2013), quanto maior for a ondulação, maior será o pico máximo de corrente que irá circular pelas chaves semicondutoras, menor será o tamanho do indutor L_1 e maior o tamanho de L_2 . Foi admitida uma ondulação de corrente, Δi_{L1} , de 25% da corrente fundamental do inversor.

$$\Delta i_{L1} = 0,25 \cdot \sqrt{2} \cdot I_{ca} \quad (18)$$

Na Equação 18 é utilizada a corrente RMS nominal do inversor (I_{ca}), que pode ser obtida relacionando a potência nominal, P_{ca} , com a tensão RMS de saída, V_{ca} , do inversor.

$$I_{ca} = \frac{P_{ca}}{V_{ca}} \quad (19)$$

A partir da ondulação de corrente (Δi_{L1}), o valor do indutor L_1 pode ser calculado a partir da Equação 20.

$$L_1 = \frac{V_{cc}}{8 \cdot \Delta i_{L1} \cdot F_s} \quad (20)$$

Sabendo o valor de L_1 , a componente harmônica de maior amplitude pode então ser determinada, como mostrado em (CARACAS, 2013), considerando que a maior componente harmônica é de 37% com frequência igual ao dobro da frequência de chaveamento:

$$\omega_s = 2\pi F_s \quad (21)$$

$$|i_{L1}(2j\omega_s)|_{\%} = \frac{0,37 \times V_{cc}}{4\pi \cdot F_s \cdot L_1 \cdot I_{ca} \cdot \sqrt{2}} \quad (22)$$

Para o cálculo da capacitância do filtro, faz-se necessário definir a impedância base do inversor, Z_b .

$$Z_b = \frac{V_{ca}^2}{P_{ca}} \quad (23)$$

A capacitância, C_f , empregada no filtro, é calculada a partir da capacitância base do inversor, C_b .

$$C_b = \frac{1}{2\pi \cdot F_{ca} \cdot Z_b} \quad (24)$$

Considerando γ_c como a relação entre o capacitor do filtro a capacitância base. Seguindo a interpretação feita por (CARACAS, 2013), sobre o estudo de (GABE, 2008), para garantir que o aumento de corrente causado pela capacitância seja inferior a 1% e que a aproximação realizada para o capacitor como um curto para as correntes de alta frequência seja aceitável, usa-se o valor do capacitor entre 1 e 15% da capacitância base do inversor (C_b). Portanto, para este projeto, o valor da capacitância escolhido foi de 1% da capacitância base.

$$C_f = \gamma_c C_b \quad (25)$$

$$C_f = \frac{0,01 \times P_{ca}}{2\pi \cdot F_{ca} \cdot V_{ca}^2} \quad (26)$$

Determinados L_1 e C_f , calcula-se L_2 de modo a reduzir a componente harmônica do primeiro indutor, pela Equação 27. Neste projeto é desejável que se reduza a componente harmônica para 0,3%, portanto, utiliza-se o valor de 0,003 onde está $i_{L2}(2j\omega_s)$.

$$L_2 = \frac{1}{16\pi^2 F_s^2 \left| \frac{i_{L2}(2j\omega_s)}{i_{L1}(2j\omega_s)} \right| C_f - 1} \quad (27)$$

Com o filtro estimado, ainda existe um objetivo a se cumprir para finalmente proporcionar a conexão do inversor com a rede elétrica, o sincronismo da fase e da frequência da rede elétrica com o inversor monofásico. Este propósito pode ser alcançado com a ajuda do controle PLL (*Phase Locked Loop*).

2.4 Circuito PLL

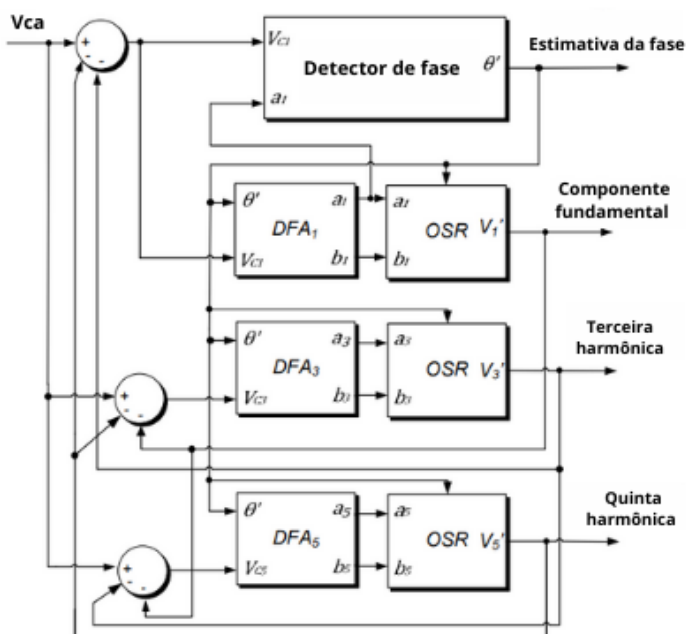
Com o atual crescimento dos estudos sobre a operação de microrredes, vêm se empregando cada vez mais tecnologias voltadas a garantir que a ligação entre as fontes e a carga, ou sistema elétrico, seja de melhor qualidade possível. Com o objetivo de garantir o sincronismo entre a geração e o sistema elétrico, são usados algoritmos que atuam de modo a fornecer uma estimativa da fase e da frequência da tensão no ponto de interconexão (DE SOUZA, 2019). Além do sincronismo ser essencial para o controle do fluxo de potência do sistema, a falta dele pode causar danos aos dispositivos eletrônicos do conversor e também à rede elétrica (YAZDANI et al., 2009).

A maior parte dos equipamentos eletrônicos que desempenham a função do sincronismo com a rede elétrica utilizam algum tipo de estrutura de PLL. Alguns circuitos PLL convencionais são derivados de um controle por realimentação, utilizando osciladores controlados, detectores de fase, filtros passa-baixa e comparadores (MARAFÃO, et al., 2005).

Existem diversos métodos diferentes de PLL, que podem tanto ser utilizados em sistemas trifásicos quanto em monofásicos. Para o projeto é utilizado o método de PLL monofásico baseado em série de Fourier, ou FB-PLL (*Fourier Based Phase Locked Loop*), como apresentado em (SANTOS, et al., 2013) e em (SANTOS, et al., 2010).

O diagrama de blocos do método FB-PLL empregado é apresentado na Figura 22, nela nota-se que são consideradas a primeira, a terceira e a quinta componentes harmônicas. Na representação podem ser vistas as estruturas usadas para o método, são elas o detector de fase, a estrutura de análise dinâmica de Fourier (DFA) e o reconstrutor do sinal original (OSR).

Figura 22 — Diagrama de blocos do FB-PLL



Fonte: Santos, et al., 2013.

Nota: Editado pelo autor.

2.5 Comentários finais

Este capítulo foi elaborado para definir os conceitos fundamentais para o desenvolvimento do trabalho. Inicialmente, na Seção 2.1 foi apresentada uma breve introdução aos conversores comutadores. Em sequência, na Seção 2.2, foi feita uma análise do funcionamento do conversor LLC e seus modos de operação, ainda apresentando um método de aproximação para simplificar o entendimento da topologia. A Seção 2.3 foi reservada para esclarecer a função de MPPT desempenhada pelo estágio CC-CC.

A partir da Seção 2.4 foi estudado o inversor monofásico, e apresentadas algumas formas de modulação PWM. Somado a isso, também foi exposta uma metodologia de projeto do filtro LCL, que em conjunto com os conceitos de controle PLL apresentados na Seção 2.5 tornou possível entender a conexão do microinversor com a rede.

No capítulo a seguir serão mostrados os resultados das simulações para demonstrar o funcionamento do microinversor.

3 SIMULAÇÕES E RESULTADOS

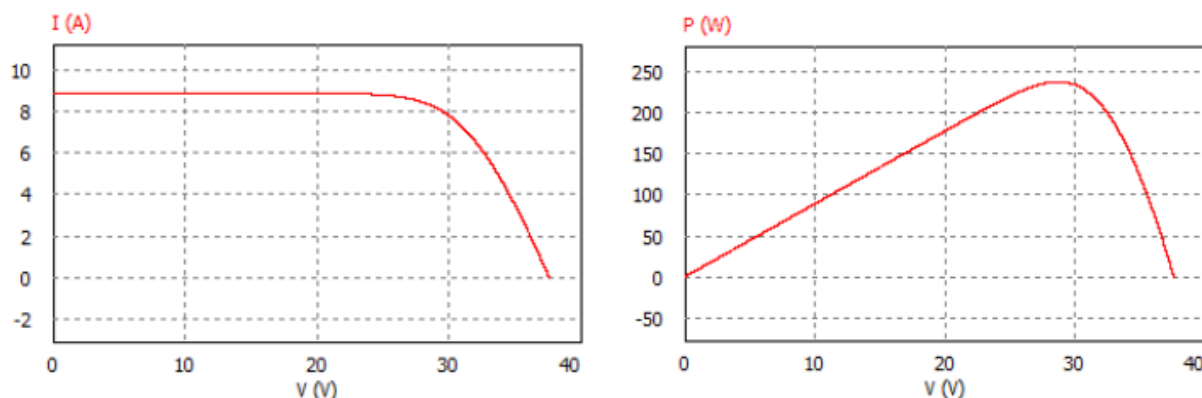
Neste capítulo serão apresentados os resultados das simulações do projeto. Inicialmente a visualização da operação do micro inversor será separada em partes. A primeira parte é voltada para o estágio CC-CC, demonstrando o MPPT, e ao final será mostrado o resultado do conversor LLC ressonante em conjunto com o inversor de tensão, demonstrando o fluxo de potência entre o microinversor e a rede. As simulações foram feitas utilizando o *software* de simulação de circuitos eletrônicos, PSIM®.

3.1 Estágio CC-CC e MPPT

O conversor LLC forma o primeiro estágio de conversão de energia do micro inversor. A função desta etapa é de garantir que o painel solar opere em condições elétricas de entregar a maior potência possível. A fim de atestar o funcionamento desta parte, foram estabelecidos parâmetros iniciais de irradiância e de temperatura. A irradiância é medida em W/m^2 , e representa o fluxo de energia radiante instantâneo que incide sobre uma superfície, por unidade de área. A temperatura é medida em graus Celsius, e representa a temperatura da superfície da placa solar, que na prática é normalmente maior que a temperatura do ambiente em que o painel FV está localizado.

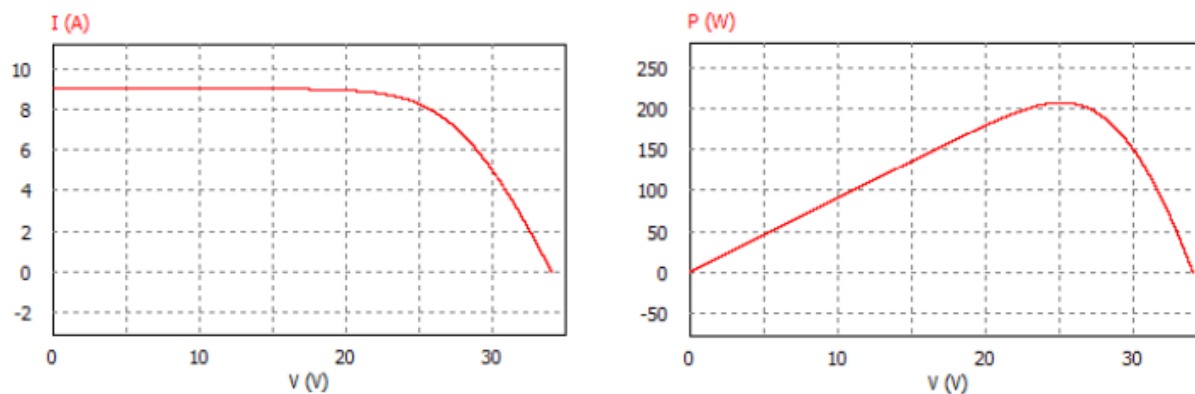
O painel utilizado na simulação tem 250 W de potência nominal e suas curvas características estão relacionadas aos parâmetros de $1000 W/m^2$ de irradiância e $25\text{ }^\circ\text{C}$ de temperatura, mostradas na Figura 23. A fim de se aproximar da realidade prática, sabendo que normalmente a temperatura do painel FV se encontra acima da temperatura ambiente, se optou por analisar a operação do painel numa temperatura de $55\text{ }^\circ\text{C}$. As curvas características do painel para as condições de operação em $55\text{ }^\circ\text{C}$ e mantendo a irradiância padrão de $1000 W/m^2$ são representadas na Figura 24.

Figura 23 — Curvas IxV e PxV do painel para irradiância 1000 W/m² e temperatura 25 °C



Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Figura 24 — Curvas IxV e PxV do painel para irradiância 1000 W/m² e temperatura 55 °C



Fonte: Produzido pelo próprio autor.

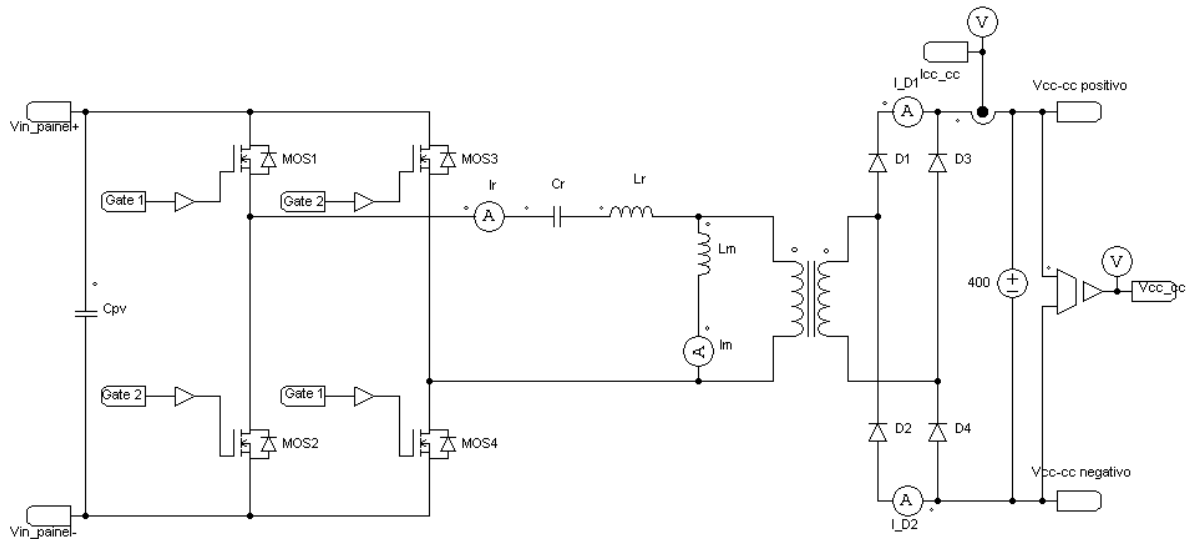
Os parâmetros utilizados no conversor LLC são mostrados na Tabela 1. Os cálculos para estes valores foram baseados no capítulo 2.2.

Tabela 1 — Parâmetros do conversor LLC ressonante

Parâmetros	Valor
Capacitor ressonante (C_r)	1,13 μ F
Indutor ressonante (L_r)	2,25 μ H
Indutor magnetizante (L_m)	11,25 μ H
Tensão na saída CC	400 V
Frequência de ressonância (f_r)	100 kHz
Frequência de ressonância em paralelo (f_{rp})	40748 Hz
Máxima potência (Temperatura: 55 °C; Irradiância: 1000 W/m ²)	208 W

Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Figura 26 — Circuito de simulação do conversor LLC ressonante

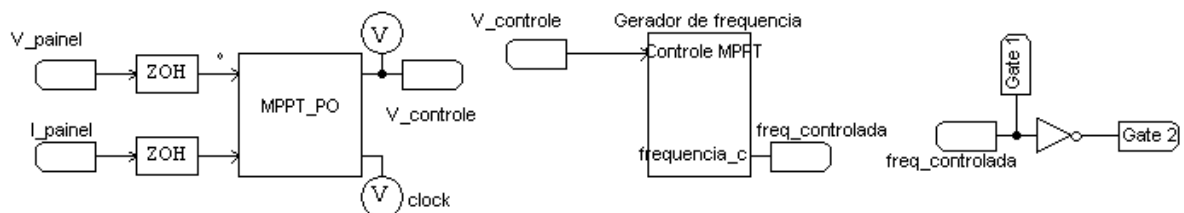


Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Para o controle do primeiro estágio, que envolve o MPPT e a comutação das chaves interruptoras, é implementado um código com o algoritmo de rastreamento de máxima potência para o bloco “MPPT_PO”. Este bloco é uma função (“C Block”) do simulador que executa o código que está escrito nele. O código utilizado está no Apêndice A.

Também é empregado um circuito gerador de frequência que tem como entrada o sinal de controle, da saída do bloco MPPT, que é convertido em frequência para o controle da comutação das chaves. O circuito do gerador de frequência está no Apêndice B. Na Figura 27 mostra-se a parte do controle do conversor LLC ressonante.

Figura 27 — Controle do MPPT do conversor LLC ressonante

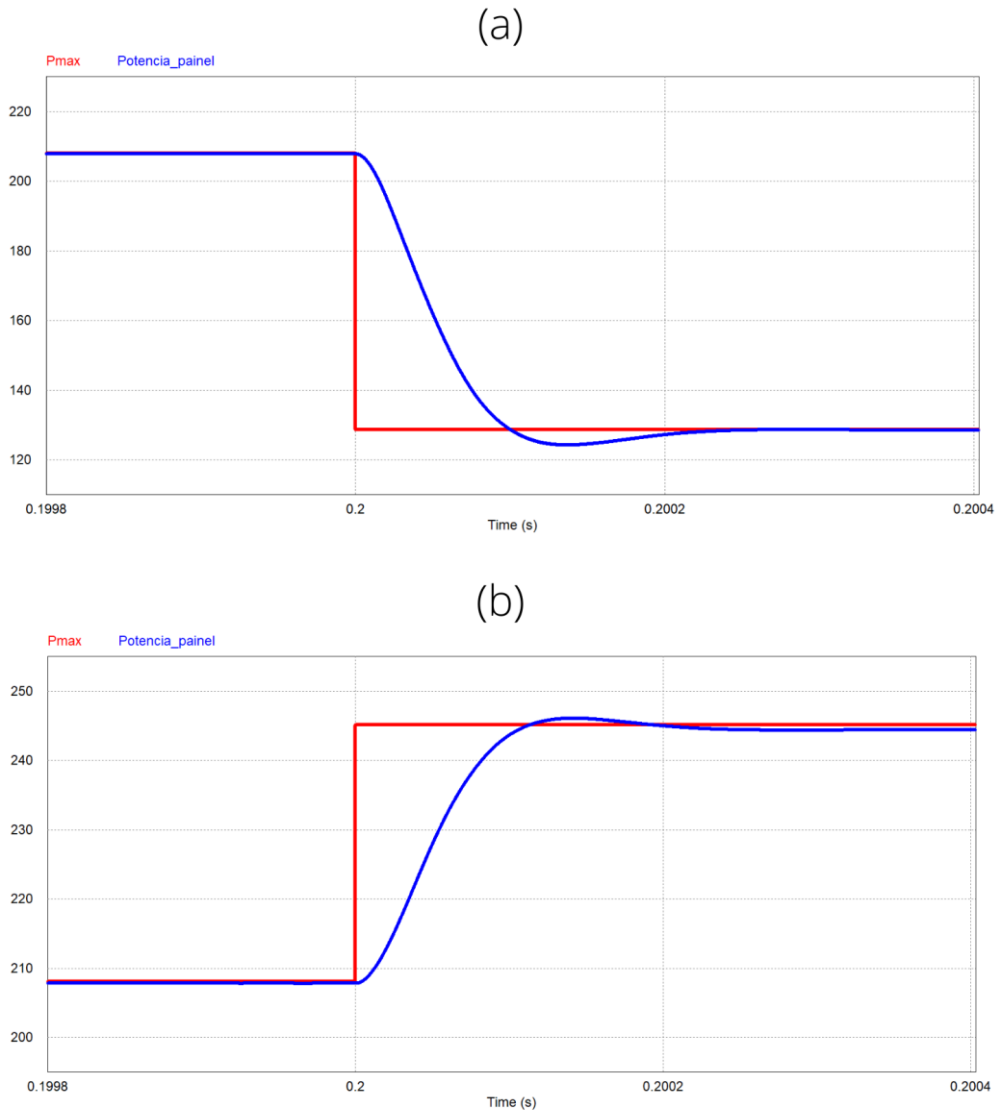


Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Para comprovar o funcionamento do MPPT, aplica-se uma perturbação de um degrau na irradiância e na temperatura do painel. As condições iniciais são sempre com irradiância em 1000 W/m^2 e temperatura a 55°C , e para cada teste é aplicada uma

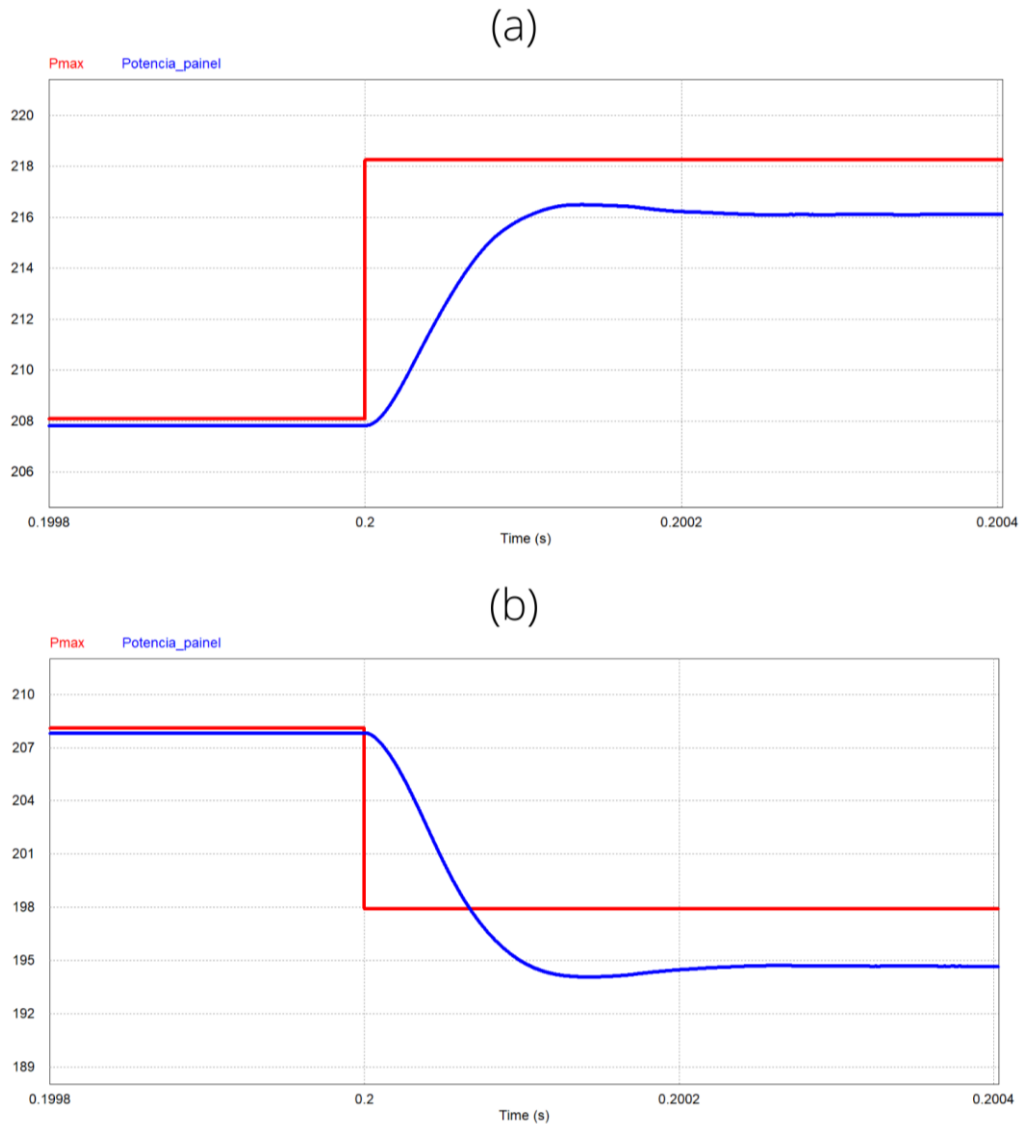
perturbação em um destes parâmetros. Na Figura 28 mostra-se a atuação do MPPT para algumas perturbações na irradiância, já a Figura 29 para perturbações na temperatura.

Figura 28 — Potência do painel FV variando irradiância de 1000 W/m² para (a) 600 W/m² e para (b) 1200 W/m²



Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Figura 29 — Potência do painel FV variando a temperatura de 55 °C para (a) 45 °C e para (b) 65°C



Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Na Tabela 2 são mostrados os erros relativos para as condições representadas pelas Figuras 28 (a), 28 (b), 29 (a) e 29 (b). Os erros relativos são baseados na relação entre a potência máxima que o painel FV pode chegar e a potência alcançada pelo MPPT.

Tabela 2 — Erros relativos do MPPT nos testes

Figura	Erro relativo
28 (a)	0,13 %
28 (b)	0,27 %
29 (a)	0,98 %
29 (b)	1,58 %

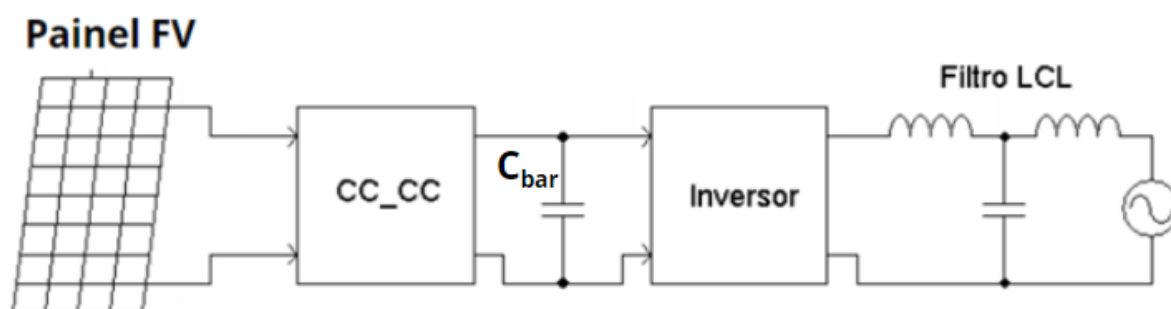
Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Os testes comprovam que o sistema está rastreando a potência máxima do painel, sendo os resultados mais divergentes, que ocorrem com na Figura 29 (b), mostram uma diferença de aproximadamente 1,58 % entre a potência máxima do painel e a potência alcançada pelo MPPT.

3.2 Resultados do projeto

O inversor de tensão tem a função de conectar o conjunto do sistema FV e o MPPT com a rede elétrica. O objetivo desta etapa é garantir que a potência proveniente do painel FV esteja adequada para ligação com da rede elétrica. Os níveis de tensão da saída do inversor devem ser condizentes com os níveis da rede, além de estarem sincronizados em fase e frequência. Somado a isso, o inversor ainda tem a função de garantir a regulação da tensão no barramento CC. O esquema simplificado de ligação do microinversor está representado na Figura 30.

Figura 30 — Esquema simplificado de ligação do microinversor



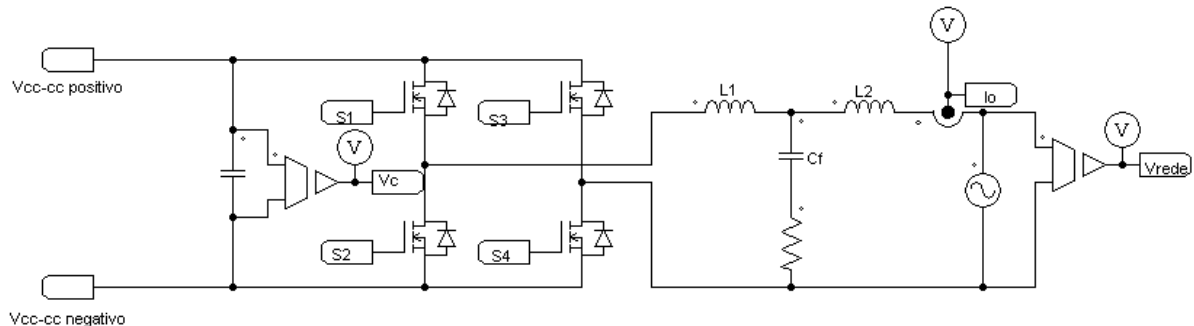
Fonte: Produzido pelo autor.

A rede elétrica foi representada por uma fonte de tensão alternada ideal. Entre os terminais do barramento CC, nota-se a presença de um capacitor (C_{bar}) que tem a função de amenizar o valor de pico da ondulação de tensão no barramento. O valor da capacitância é inversamente proporcional ao valor da ondulação de tensão, e o valor mínimo do capacitor para um determinado valor de ondulação de tensão pode ser definido pela Equação 28 como mostrado em (NETO, et al., 2013). Para o projeto, foi utilizado um capacitor de aproximadamente dez vezes o valor da capacitância mínima.

$$C_{bar} \geq \frac{P_{ca}}{2\pi \cdot F_{ca} \cdot \Delta V_{cc} \cdot V_{cc}} \quad (28)$$

O circuito utilizado para a simulação do inversor está apresentado na Figura 31.

Figura 31 — Circuito para simulação do inversor



Com base nas observações feitas em (CARACAS, 2013), ainda para o circuito, foi utilizada uma resistência (R_{Cf}) em série com o capacitor do filtro (C_f) que tem a função de amortecer o pico de ressonância que pode ser causado pelo filtro LCL. Quanto maior for o resistor, maior será a atenuação do ganho do sistema no pico de ressonância, porém maiores as perdas inseridas no sistema. As especificações do estágio CC-CA proposto no projeto são apresentadas na Tabela 3.

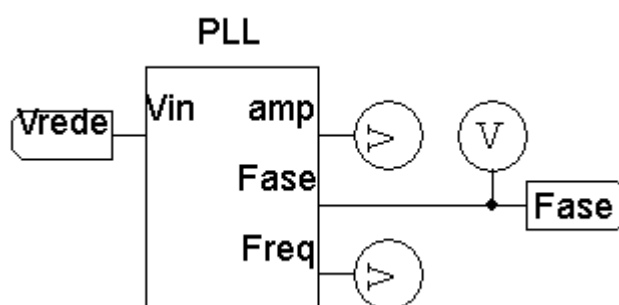
Tabela 3 — Especificações do estágio CC-CA

Parâmetros	Valor
Tensão do barramento CC	400 V
Tensão da rede monofásica (V_{ca})	220 V_{RMS}
Frequência da rede monofásica (F_{ca})	60 Hz
Frequência de chaveamento (F_s)	40 kHz
Ondulação máxima de corrente em L_1	$25\% \cdot \sqrt{2} \cdot I_{ca}$
Potência do inversor (P_{ca})	208 W
Indutor L_1 do filtro LCL	3,73 mH
Indutor L_2 do filtro LCL	370 μ H
Capacitor C_f do filtro LCL	114 nF
Capacitor do barramento CC (C_{bar})	2 mF
Resistência de amortecimento (R_{cf})	10 m Ω

Fonte: Produzido pelo próprio autor.

O PLL deve ser conectado junto a tensão da rede, de forma a garantir o sincronismo do circuito, em fase e frequência, com a rede elétrica. A entrada do bloco PLL é conectada na tensão da rede, e o circuito exerce a detecção da fase da tensão de entrada. A saída do PLL com o valor da fase será utilizada no controle do inversor de modo que a fase da rede seja sincronizada com a corrente do sistema. O modo de ligação do PLL está representado na Figura 32 e o circuitos utilizados no bloco PLL serão mostrados no Apêndice C.

Figura 32 — Ligação do PLL na simulação

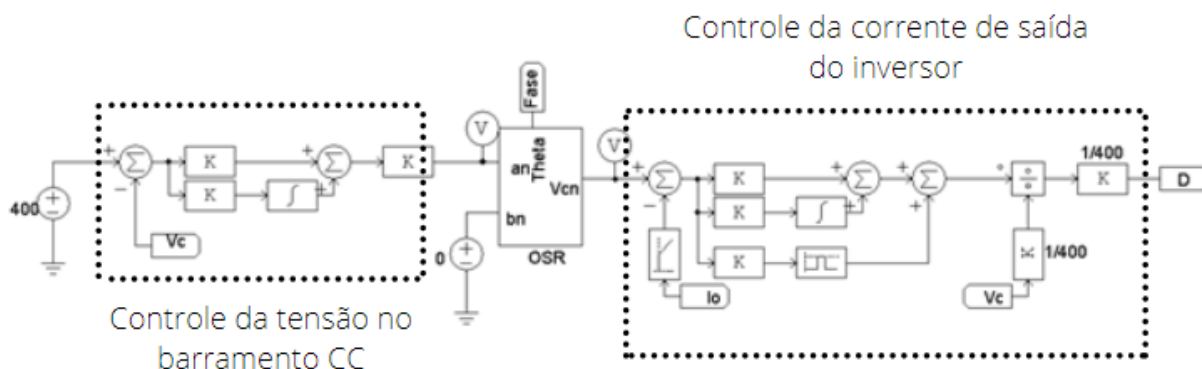


Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Para o controle do inversor foram utilizados PIs, que são formas de controle bastante difundidas em sistemas eletrônicos. Também confere uso de um bloco reconstrutor de sinal (OSR) que é conectado a fase da saída do PLL. O circuito do OSR está no

Apêndice C. O esquema utilizado para o controle do inversor conectado à rede está mostrado na Figura 33.

Figura 33 — Circuito de controle do inversor

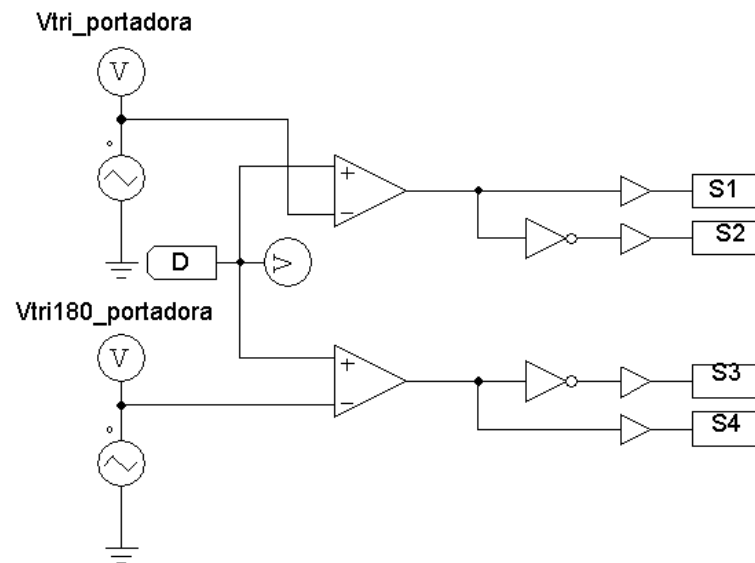


Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Na Figura 33 são representados dois controles em série, à esquerda o controle da tensão no barramento CC e à direita o controle da corrente de saída do inversor. O primeiro, à esquerda, gera o sinal de referência para o segundo controle, à direita. O da esquerda controla a tensão no barramento CC (que é também a tensão no capacitor C_{bar}), que gera uma referência de corrente para o segundo controlador. Esta referência representa a parte ativa da corrente, que é conectada na entrada “an”. O controlador de tensão no capacitor gera uma referência de amplitude, que será passada para o bloco OSR, que reconstrói um sinal na forma senoidal em fase com a rede. Então o controlador de corrente usa essa referência senoidal e gera outro parâmetro para a tensão de entrada para o inversor, de modo que este tenha a corrente necessária para se obter a tensão designada do controlador de tensão. O conjunto funciona de forma que o inversor controle a tensão no barramento CC, que tem como referência 400 V, controlando o fluxo de corrente entre o sistema e a rede. Neste processo, o capacitor do barramento CC pode ser carregado ou descarregado, porém sua tensão permanece próxima da referência. Para este projeto, o objetivo do sistema é injetar corrente na rede, isso será mostrado a seguir nos resultados finais. Para aumentar a precisão do controle no segundo controlador é utilizado, em paralelo com o PI, um controle ressonante sintonizado na frequência de 60 Hz que basicamente implica num ganho do sinal na frequência da rede.

O circuito responsável pela modulação PWM unipolar é montado como na Figura 34. O circuito apresentado teve seu comportamento explicado anteriormente no Capítulo 2.4.2.

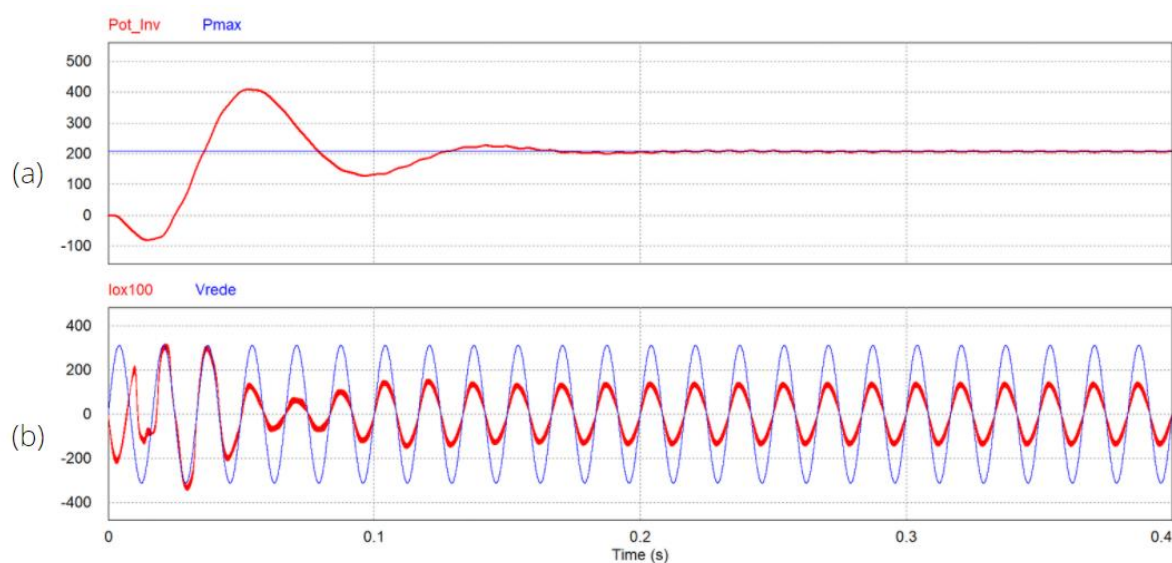
Figura 34 — PWM montado para simulação



Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Para comprovar o funcionamento do microinversor, será mostrado o fluxo de potência que é injetado na rede para a operação em algumas condições. Inicialmente o sistema opera em regime permanente, para as condições padrões de temperatura e irradiância. Depois será mostrada a operação do sistema alterando a irradiância para um valor abaixo e um valor acima do padrão adotado. Na Figura 35 é mostrada a operação do microinversor nas condições padrões de 1000 W/m^2 de irradiância e 55°C de temperatura.

Figura 35 — (a) Potência e (b) corrente na saída do microinversor para irradiância 1000 W/m² e temperatura 55°C

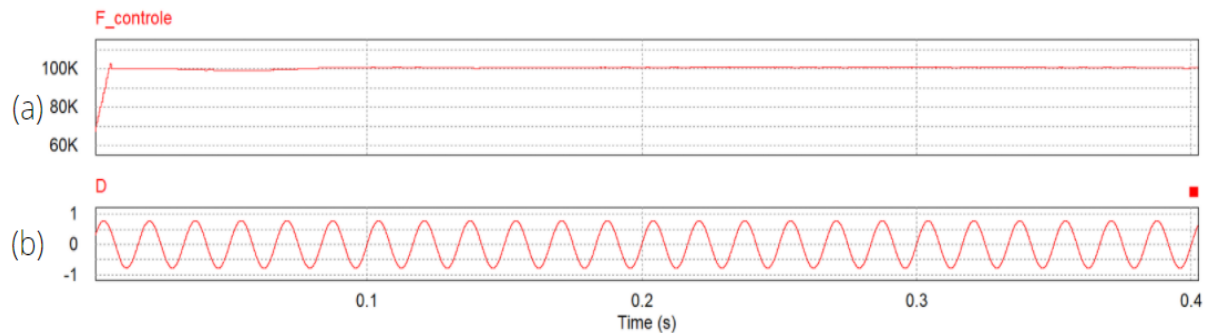


Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Na Figura 35 (a) nota-se que no início da operação existe um transitório, que deve ser desconsiderado. Após este período, a simulação se estabiliza e vê-se que a potência na saída do microinversor (Pot_Inv) se aproxima da potência máxima do painel (Pmax), comprovando que o algoritmo MPPT está rastreando a máxima potência. Também se nota que a potência na saída do microinversor aparenta ser igual a potência máxima do painel, o que não é verdade, pois a potência da saída apenas se aproxima da máxima, mas isso acontece devido a escala da figura. Além disso, para facilitar a visualização na Figura 35 (b), o sensor da corrente de saída do microinversor tem ganho 100 e é mostrada junto da tensão na rede. Isso é feito de modo a verificar que a corrente na saída do inversor está em fase com a tensão na rede, comprovando que o microinversor está injetando potência na rede.

Para a mesma situação da figura anterior, são mostradas a frequência de comutação do conversor LLC (F_controle), para demonstrar o controle do algoritmo MPPT, e a variável de controle do PWM do inversor, para demonstrar que o controle do inversor está funcionando. Na Figura 36 mostram-se o comportamento destas variáveis.

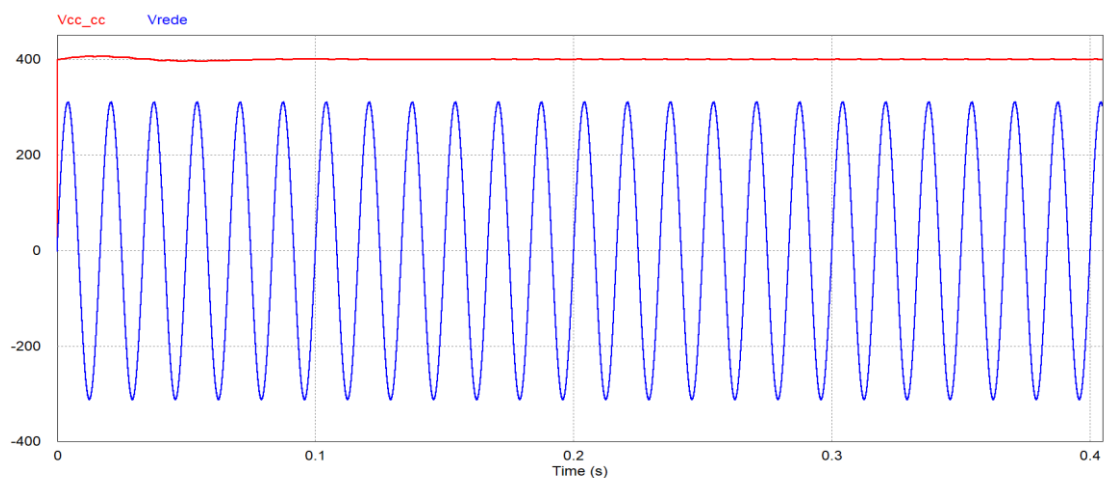
Figura 36 — (a) Frequência de comutação do conversor LLC e (b) variável de controle do inversor



Fonte: Produzido pelo autor.

Deve-se atentar as tensões no barramento CC e na saída do inversor, sendo que o valor da primeira deve estar próximo do valor da referência (400 V) e a segunda é a tensão na rede, com tensão eficaz de 220 V. As tensões no barramento CC e da saída conectada na rede são mostradas na Figura 37.

Figura 37 — Tensão no barramento CC e tensão da rede



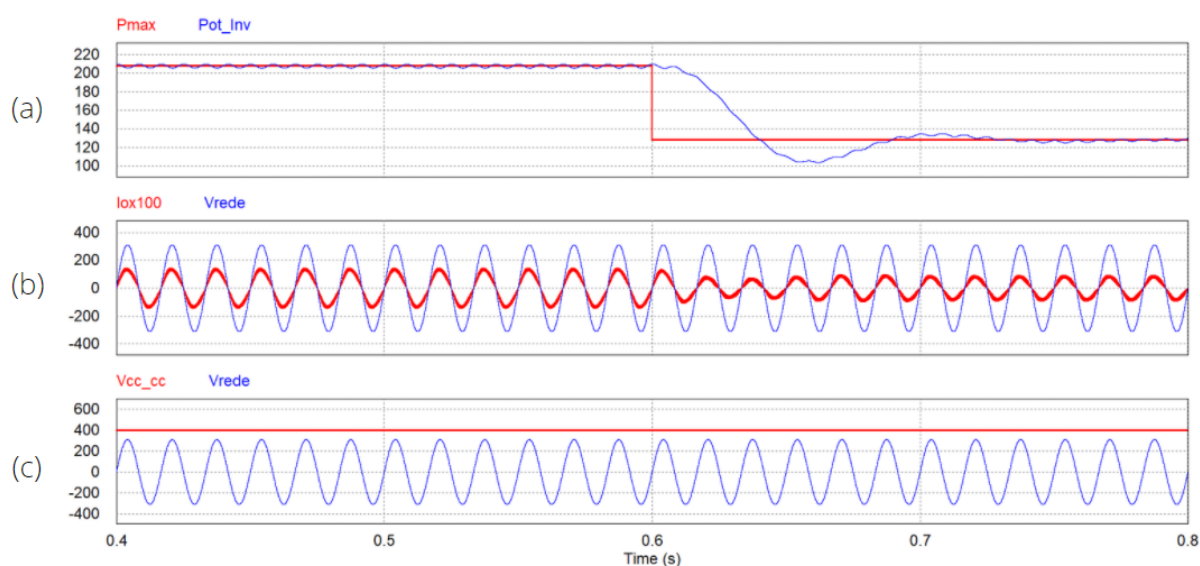
Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Pela Figura 37 fica comprovado que a tensão no barramento CC se mantém próxima da referência de 400 V o que significa que o controle de tensão do barramento CC desempenhado pelo inversor está adequado.

Seguindo os resultados, foram introduzidas perturbações nas condições de entrada do painel FV para simular situações práticas, como a variação da irradiância na superfície do painel. Para estas etapas a temperatura dos painéis é mantida constante

em 55 °C. Inicialmente é adotado o valor padrão de irradiância de 1000 W/m², depois varia-se o valor da irradiância para 600 W/m² para o primeiro teste. No segundo teste, varia-se do valor padrão para 1200 W/m². O ganho do sensor de corrente na saída do microinversor (em $\text{Iox}100$) está configurado em 100 vezes, para facilitar a visualização, já que os valores são pequenos quando comparados com a tensão na rede. A Figura 38 demonstra como o microinversor se comporta quando a irradiância incidente sobre o painel FV diminui, o que causa uma queda na potência gerada por ele.

Figura 38 — (a) Potência, (b) corrente e (c) tensões do microinversor variando a irradiância de 1000 W/m² para 600 W/m², mantendo a temperatura constante

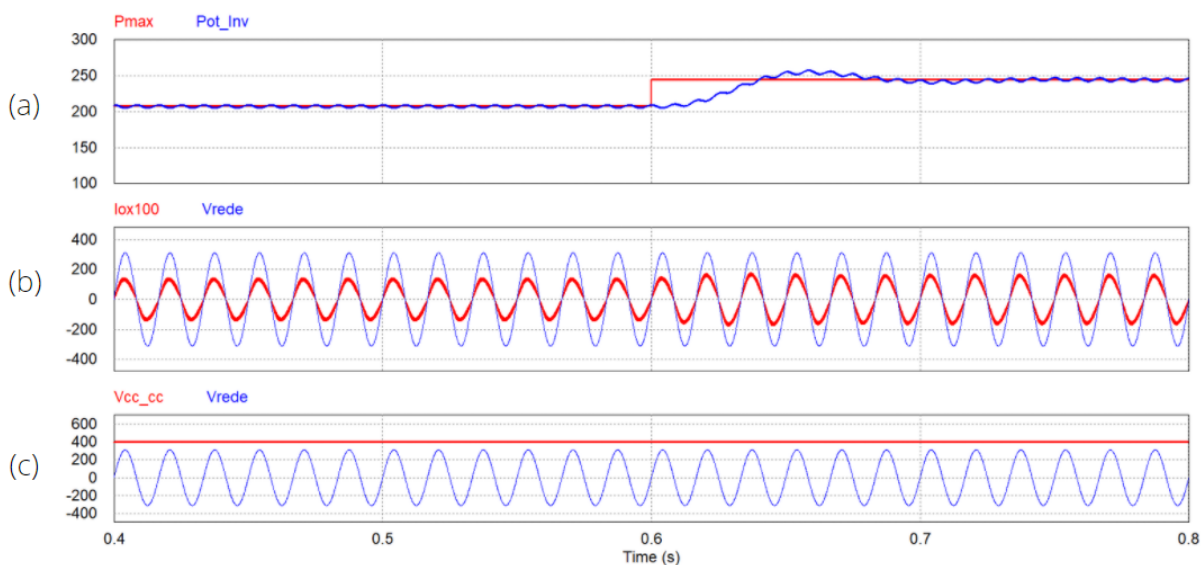


Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Na Figura 38 (a) nota-se a queda da potência máxima do painel (P_{max}), devido a variação da irradiância, apesar disso a potência do microinversor (Pot_Inv) ajusta-se novamente para próximo da máxima potência disponível. Na Figura 38 (b) pode ser observada a queda da corrente na saída do microinversor, que está em fase com a tensão na rede. Além disso observa-se que a tensão no barramento CC e a tensão na rede estão adequados.

Na Figura 39 mostra-se o comportamento do microinversor quando o valor da irradiância é aumentado, ocasionando, como esperado, um aumento da potência no módulo FV.

Figura 39 — (a) Potência, (b) corrente e (c) tensões do microinversor variando a irradiância de 1000 W/m² para 1200 W/m², mantendo a temperatura constante



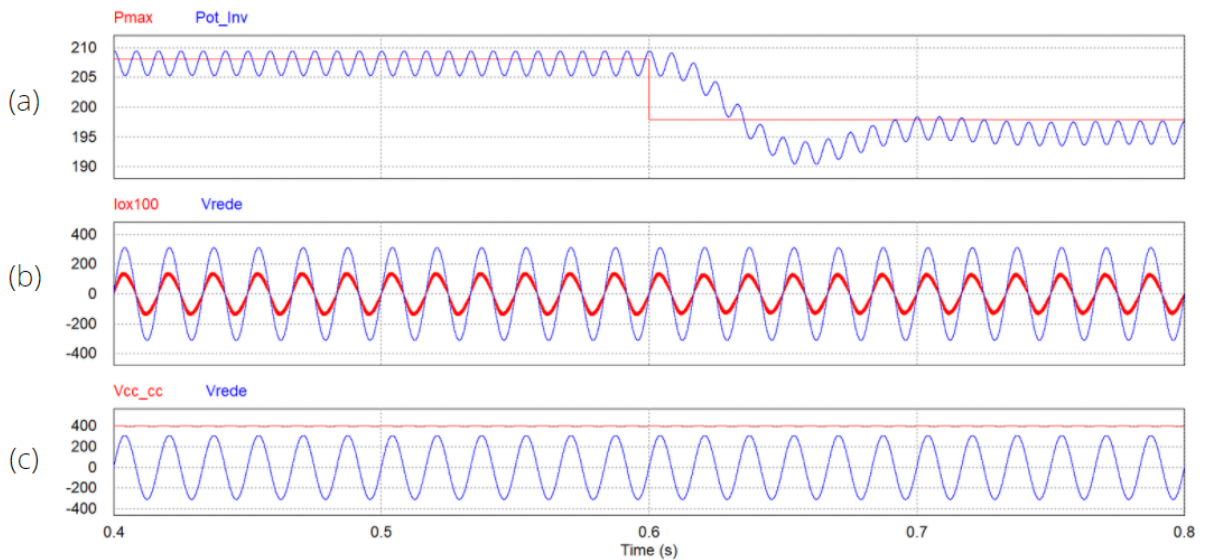
Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Na Figura 39 (a) nota-se o aumento da potência máxima do painel (Pmax), devido a variação da irradiância, mas apesar disso a potência do microinversor (Pot_Inv) ajusta-se novamente para próximo dela. Na Figura 39 (b) pode ser reparada o aumento da corrente na saída do microinversor, que está em fase com a tensão na rede. Além disso repara-se que a tensão no barramento CC e a tensão na rede estão adequados.

Ainda para verificar o funcionamento do microinversor, foram analisadas as curvas para situações em que a temperatura do painel FV varia. Para estas etapas a irradiância é mantida constante em 1000 W/m². Primeiro aumentou-se a temperatura do painel, depois fez-se um teste diminuindo a temperatura. Para estas condições o sistema deve apresentar uma potência menor no primeiro caso e maior no segundo caso. O sensor de corrente na saída do microinversor (Iox100) tem ganho 100 com a finalidade de melhorar sua visualização. Também pode se observar que a corrente da saída do microinversor está sincronizada em fase e em frequência com a tensão da rede (Vrede), o que demonstra que o sistema está injetando potência na rede elétrica. Na Figura 40 é mostrado o resultado da simulação quando se aumenta a temperatura

do módulo solar e, em razão disso, nota-se que a potência gerada pelo sistema diminui.

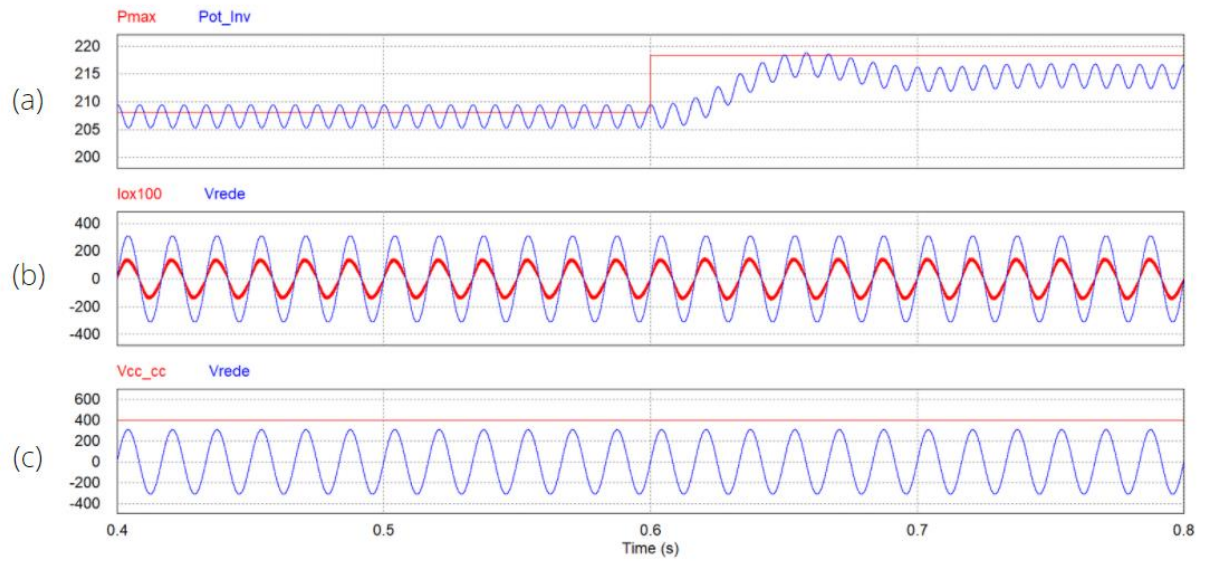
Figura 40 — (a) Potência, (b) corrente e (c) tensões do microinversor variando a temperatura de 55 °C para 65 °C, mantendo a irradiância constante



Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Na Figura 41 é mostrado o resultado da simulação quando se diminui a temperatura do módulo solar e, em razão disso, nota-se um aumento da potência gerada pelo sistema.

Figura 41 — (a) Potência, (b) corrente e (c) tensões do microinversor variando a temperatura de 55 °C para 45 °C, mantendo a irradiância constante



Fonte: Produzido pelo próprio autor.

4 CONCLUSÃO E SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS

4.1 Conclusão

Neste trabalho, foi apresentado um microinversor para conexão de um painel fotovoltaico de 250W à rede CA de 220 V_{RMS} . Foi utilizada a topologia de conversor LLC ressonante no primeiro estágio (CC-CC) e um inversor de tensão no segundo estágio (CC-CA) conectado à rede.

A partir dos resultados, pôde ser comprovada a função de MPPT desempenhada pelo primeiro estágio, através do uso do conversor LLC ressonante. A topologia apresentada se mostrou útil para fins relacionados a geração de energia a partir de sistemas fotovoltaicos. Ainda sobre o estágio CC-CC, o algoritmo com variação de frequência utilizado em conjunto com o conversor demonstrou um bom resultado para o MPPT. Pensando nisso, seria válido comparar os resultados deste trabalho ao utilizar outras topologias de conversores e algoritmos MPPT.

Para a confecção do trabalho, optou-se por separá-lo em partes. Primeiro foram feitas as simulações do conversor LLC atuando como MPPT e depois foram feitas simulações do inversor conectado à rede. Após terem sido comprovadas a ação do conversor LLC no MPPT e a regulação da tensão no inversor para a conexão com a rede, as duas partes foram então acopladas formando o sistema com o conjunto do painel FV e do microinversor ligado à rede. Nesta última parte foi preciso fazer alguns ajustes da variação do passo do algoritmo MPPT, visto que dependendo dos valores adotados para a variação de frequência o sistema se tornava instável.

Assim, mostra-se que em conversores eletrônicos de potência, com o objetivo de favorecerem um fluxo de potência com alto rendimento para o sistema, um estudo da topologia do conversor CC-CC e das técnicas MPPT são primordiais. A partir das análises dos resultados apresentados pôde-se comprovar toda a teoria.

Houveram alguns desafios durante o andamento do projeto, por isso foi necessária muita prática com o ambiente de simulação, este que apesar ser uma ferramenta

completa, requer muita atenção para os detalhes. Apesar disso, de acordo com os objetivos do trabalho, pode-se concluir que os resultados foram satisfatórios e o microinversor proposto funciona em simulação.

4.2 Sugestões de trabalhos futuros

Para sugestões de trabalhos futuros pode-se sugerir:

- Projeto físico do microinversor com a topologia de conversor LLC ressonante;
- Avaliações com outros tipos de conversores;
- Avaliação e teste de outros algoritmos MPPT.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ALL ELECTRONICS GROUP. **Conversores Comutados – Parte 1**. 2020. Disponível em: <https://allelectronicsgr.com.br/conversores-comutados-parte-1/>. Acesso em: 04 abr 2021.

ALONSO, R.; IBÁÑEZ, P.; MARTÍNEZ, V.; ROMÁN, E.; SANZ, A. **Analysis of performance of new distributed MPPT architectures**, In: 2010 IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, Bari, 2010, p 3450-3455.

ALVES, et al. **Projeto e aplicação de filtros LCL+RC em inversores conectados à rede**. Congresso Nacional de Automática. 10.20906/CPS/CBA2018-1258. 2018.

ALVES, R. N. C. **Análise e implementação de técnicas de modulação em largura de Pulso para uso em inversores trifásicos**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Ciências e Tecnologia. 1998.

ANEEL. Resolução Normativa Nº 517, de 11 de dezembro de 2012. **Agência Nacional de Energia Elétrica – ANEEL**. [s.l.] 2012.

ARAUJO, S.V.; ENGLER, A.; SAHAN, B.; ANTUNES, F. **LCL filter design for gridconnected NPC inverters in offshore wind turbines**. In: Power Electronics, 2007. ICPE '07. 7th International Conference on. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1133–1138

AREA TECNOLOGIA. **Painéis solares**. 2019. Disponível em: <https://www.areatecnologia.com/electricidad/paneles-solares.html>. Acesso em: 04 nov. 2019.

BARBI, I.; BECKHÄUSER, J. A. F. **Microinversor solar utilizando um conversor LLC ressonante**. 2018. Departamento de Engenharia Elétrica – Universidade Federal de Santa Catarina, Santa Catarina, 2018.

BARBI, I.; MARTINS, D. C. **Teoria Fundamental da Eletrônica de Potência**. Florianópolis. Edição dos Autores. 2001.

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

CARACAS, J. V. M. **Avaliação das estratégias de controle e projeto de inversores para conexão de fontes fotovoltaicas à rede CA.** 2013. Dissertação (Pós-Graduação) – Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Maranhão, 2013.

CASTRO, R. M. G. **Introdução a Energia Fotovoltaica.** 2002. Universidade Técnica de Lisboa – Instituto Superior Técnico, 2002.

CHENG, B. C. S. **Modelling and control of the LLC resonant converter.** Thesis in Electrical & Computer Engineering, Queen's University, Vancouver, 2010.

COELHO, R. F. **Estudo dos conversores buck e boost aplicados ao rastreamento de máxima potência de sistemas solares fotovoltaicos.** 2008. Florianópolis, SC, 2008.

CRESESB. **Módulos Fotovoltaicos.** 2008. Disponível em: http://www.cresesb.cepel.br/index.php?section=com_content&lang=pt&cid=331. Acesso em: 07 nov. 2019.

DE SIMONE, S.; ADRAGNA, C.; SPINI, C.; GATTAVARI, G.; 2006. **Design-oriented steady state analysis of LLC resonant converters based on FHA.** International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, pp. 16–23.

DE SOUZA, A. G. et al. Otimização TLBO para Ajuste de Parâmetros de Controle de um PLL Baseado na Referência Síncrona. In: **Congresso Brasileiro de Automática-CBA.** 2019.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics - Notes on The Series Resonant Converter.** Fundamentals of Power Electronics, 2001.

FERREIRA, R. J. A. **Carro a energia solar.** 2008. Dissertação (Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores) – Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Porto, 2008.

FERREIRA, R. J. A. **Carro solar.** 2008. Disponível em: https://paginas.fe.up.pt/~ee03195/Carro_Solar/PaineisCurvasdeFuncionamento.html. Acesso em: 08 nov. 2019.

GABE, I. J. **Contribuição ao controle de inversores PWM alimentados em tensão conectados à rede através de filtro LCL.** Dissertação ed., Santa Maria, UFSM. 2008.

GABRIELA, G. et al. **Células solares sensibilizadas por corantes naturais: um experimento introdutório sobre energia renovável para alunos de graduação.** Química Nova, 2015.

GCCE. Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica. **Plano Anual de Aplicação de Recursos do Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica – PROCEL.** [s.l.] 2017.

GERENT, F. H. **Metodologia de projeto de inversores monofásicos de tensão para cargas não-lineares.** 2005. Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Santa Catarina, 2005.

GRUNDEMANN, W. T. **MPPT perturba e observa aplicado ao conversor boost.** 2017. Trabalho de conclusão de curso – Universidade Federal do Pampa, Alegrete, 2017.

HART, D. W. **Power Eletronics**, 477p. New York–NY, McGraw-Hill Inc., 2011.

HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. **Pulse Width Modulation for Power Converters.** USA; John Wiley & Sons. 2003.

IMHOFF, J. **Desenvolvimento de Conversores Estáticos para Sistemas Fotovoltaicos Autônomos.** Dissertação de Mestrado – Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria – RS, 2007.

KNAESEL, C. **Transformador de estado sólido monofásico utilizando o conversor *dual active bridge* (DAB): Estudo do bloco DAB + Inversor.** 2016. Trabalho de conclusão de curso para obtenção do Grau de Engenheiro Eletricista, Universidade Federal de Santa Catarina, Santa Catarina, 2016.

LEANDRO, G. M. **Conversor CC-CC LLC híbrido a capacitor chaveado ZVS-FM.** 2019. Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2019.

LEE, F. C. Y. et al. **Optimal design methodology for LLC resonant converter.** Applied Power Electronics onference and Exposition (APEC) 2006, pp. 533–538.

LEITE, A. C. Q. B. **Rastreamento de Máxima Potência Utilizando o Método Baseado na Medição de Temperatura com Modulação OCC Digital.** 2017. Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação. Natal, 2017.

MACCARINI, M. C. **Inversor monofásico sincronizado para a conexão de um gerador eólico à rede elétrica: estudo, projeto e implementação.** 2009. Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2009.

MANIKTALA, S. **Understanding and using llc converters to great advantage.** 2013. Microsemi Corp., Aliso Viejo, CA. Disponível em: http://www.microsemi.com/document-portal/doc_download/129464-understanding-and-using-llc-converters-to-great-advantage

MARAFÃO, F. P. et al. Metodologia de projeto e análise de algoritmos de sincronismo PLL. **Eletrônica de Potência**, v. 10, n. 1, p. 7-14, 2005.

MICHELS, L. et al. **Metodologia de projeto de filtros de segunda ordem para inversores de tensão com modulação PWM digital.** Sba Controle & Automação, Campinas, v. 16, n. 2, p. 221-242, Junho, 2005. Disponível em: http://www.scielo.br/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0103-17592005000200010&lng=en&nrm=iso. Acesso em: 13 abr. 2021. <https://doi.org/10.1590/S0103-17592005000200010>.

MICRO INVERSOR. **As vantagens dos microinversores de energia solar.** 2019. Disponível em: <https://microinversor.com.br/as-vantagens-dos-microinversores/?v=19d3326f3137>. Acesso em: 04 nov. 2019.

MOHAN, N.; MOHAN, T. M. **Power electronics.** s.l.: John wiley & sons New York. 1995.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. "**Power Electronics: Converters, Applications and Design**". John Wiley and sons, 2003.

NASCIMENTO, K. C. M. **Topologia de transformador de estado sólido baseado no conversor LLC com célula auxiliar para controle do valor eficaz da tensão de saída.** 2020. Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2020

NETO, J. A. F.; BRITO JR, F. J. B.; JOCA, D. R.; NUNES, M. A. N.; TORRICO-BASCOPE, R. P. **A five-level NPC bidirectional converter based on multi-state switching cell operating as boost rectifier.** XII Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, Gramado, 2013.

OLIVEIRA, N. M. S. **Projeto de um Conversor Ressonante LLC.** 2016. Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores – Instituto Superior Técnico. Lisboa, 2016.

PIVETTA, L. C. **Sistemas de projetos otimizados de conversores estáticos (POCE) usando algoritmos genéticos**. 2017. Tese (doutorado) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2017.

PORTAL SOLAR. **Micro inversor solar grid tie**. 2019. Disponível em: <https://www.portalsolar.com.br/micro-inversor-solar-grid-tie.html>. Acesso em: 05 nov. 2019.

RUBINO, G. et al. **LLC resonant converters in PV applications comparison of topologies considering the transformer design**. 37-41. 10.1109/ICCEP.2013.6586962, 2013.

SAHAN, B.; ARAÚJO, S. V.; NÖDING, C.; ZACHARIAS, P., **Comparative Evaluation of Three-Phase Current Source Inverters for Grid Interfacing of Distributed and Renewable Energy Systems**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 26, Nº 8, 2011.

SANTOS, H. A. **Projeto de conversor CC-CA monofásico controlado para interligação de barramentos CC e CA de uma microrrede**. 2014. Dissertação (mestrado) - Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Departamento de Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2014.

SANTOS, C. H. G. et al. Fourier-based PLL applied for selective harmonic estimation in electric power systems. **Journal of Power Electronics**, v. 13, n. 5, p. 884-895, 2013.

SANTOS, C. H. G.; SILVA, S. M.; CARDOSO FILHO, B. J. A fourier-based PLL for single-phase grid connected systems. In: **2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. IEEE, 2010. p. 2626-2632.

SCHROEDER, E.; PÉRES, A. **Estudo de conversor ressonante LLC com modelagem FHA**. 10.13140/RG.2.1.1511.7921. Universidade Regional de Blumenau Blumenau. Santa Catarina, 2014.

SHARMA, R.; BARVE, A. **“Comparative Analysis Between LLC and LCC DC-DC Resonant Converter for High Voltage Applications”**, IJECCE, vol.3, pp. 884-887, 2012.

SILVA JÚNIOR, A. C. da; SILVA, E. F. da; MACHADO, F. B. **Desenvolvimento e análise de um micro-inversor Flyback CC-CA aplicado a painéis fotovoltaicos conectados à rede elétrica**. 2017. 107f. Trabalho de Conclusão de Curso em

Engenharia de Controle e Automação - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2017.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. ***Grid converters for photovoltaic and wind power systems***. s.l.: John Wiley & Sons. 2011.

TOFOLI, F.; PEREIRA, D. C.; PAULA, W. (2015). ***Comparative Study of Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Systems***. International Journal of Photoenergy. 2015. 1-10. 10.1155/2015/812582.

YANG, B. ***Topology investigation for front end DC/DC power conversion for distributed power system***. 2003. Tese de Doutorado, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, EUA, 2003.

YAZDANI, Davood; BAKHSHAI, Alireza; JAIN, Praveen K. A three-phase adaptive notch filter-based approach to harmonic/reactive current extraction and harmonic decomposition. **IEEE Transactions on Power electronics**, v. 25, n. 4, p. 914-923, 2009.

APÊNDICE A – Código do Bloco C (MPPT_PO)

Function Type: Variable/Functions definitions

```
#include <Stdlib.h>
#include <String.h>
```

```
int g_nInputNodes=0;
int g_nOutputNodes=0;
```

```
int g_nStepCount=0;
```

```
int cont;
double VPV = 0, IPV = 0, PPV = 0, CLOCK = 0;
float pulso = 6, inc = 0.25;
```

Function Type: RunSimUser Fcn

```
g_nStepCount++;
```

```
// In case of error, uncomment next two lines. Set *pnError to 1 and copy Error message to szErrorMsg
// *pnError=1;
// strcpy(szErrorMsg, "Place Error description here.");
```

```
CLOCK++;
VPV = in[0];
IPV = in[1];

if(IPV*VPV < PPV)
{
    pulso = pulso - inc;
    cont++;
}

if(cont == 1)
    {inc = inc/10;}

if(IPV*VPV >= PPV)
    {pulso = pulso + inc;}

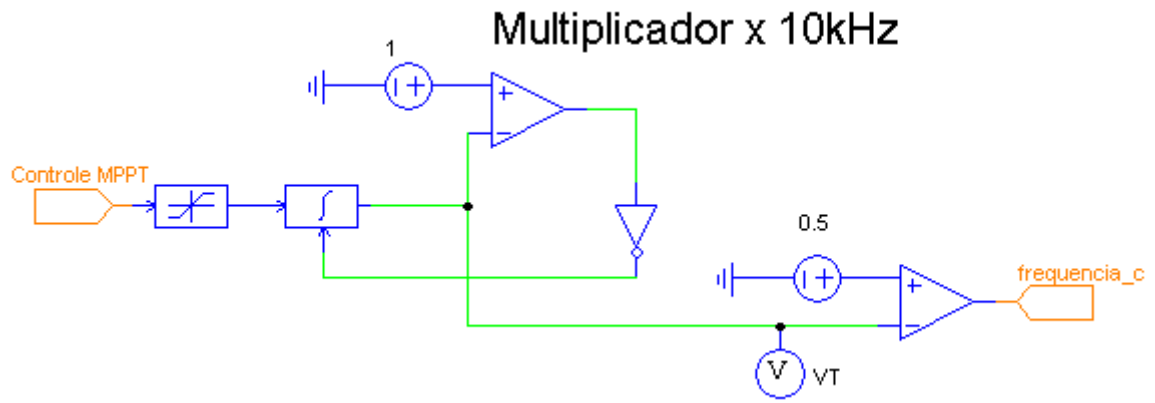
PPV = IPV*VPV;

if(pulso >= 15)
    {pulso = 15;}

if(pulso <= 6)
    {pulso = 6;}

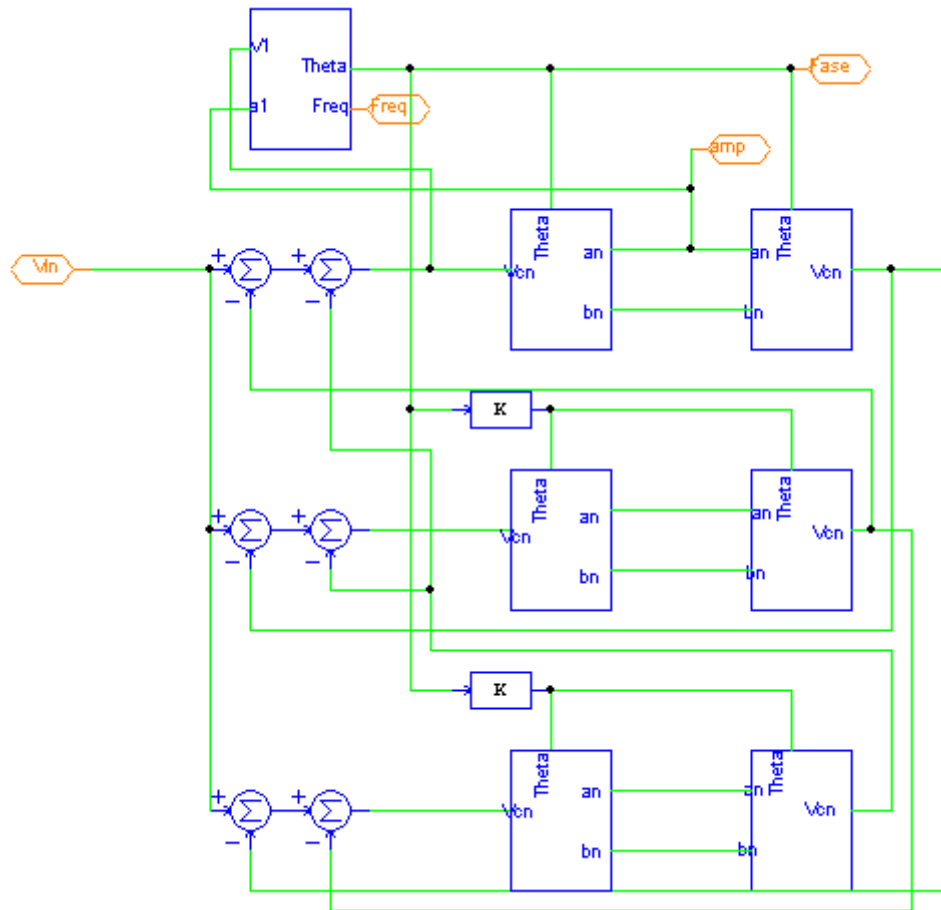
out[0] = pulso;
out[1] = CLOCK;
```

APÊNDICE B – Circuito gerador de frequência

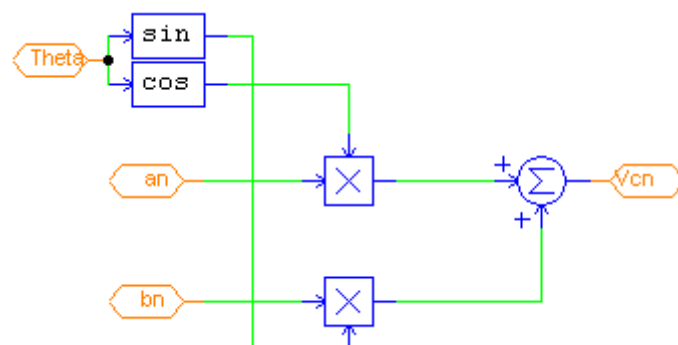


APÊNDICE C – Circuitos dos blocos para o PLL

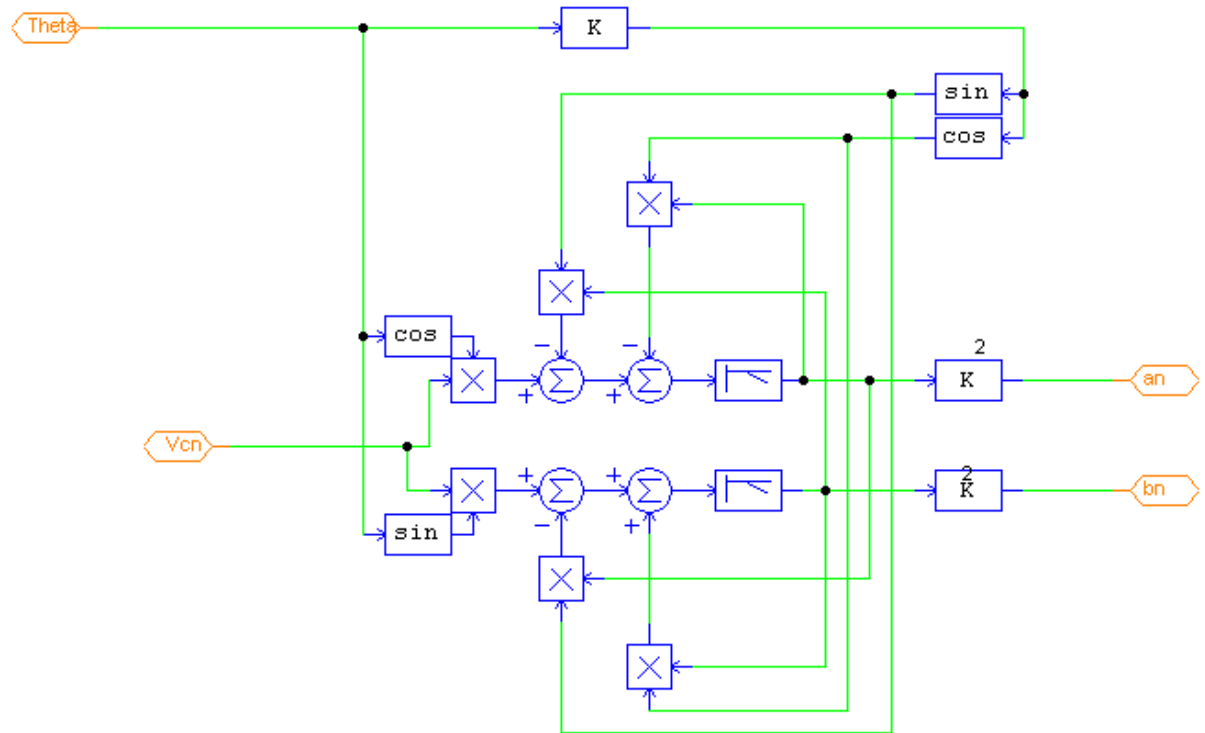
- Bloco PLL:



- Bloco OSR



- Bloco DFA



- Bloco Phase_Detector

