



**MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PIAUÍ
PRÓ-REITORIA DE ENSINO DE PÓS-GRADUAÇÃO
CENTRO DE TECNOLOGIA – CT
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA – PPGE
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**



RENATA DE OLIVEIRA LIMA

**CONTROLE MPPT HÍBRIDO APLICADO A UM MICROINVERSOR
FLYBACK CONECTADO A REDE**

**TERESINA-PI
2018**

RENATA DE OLIVEIRA LIMA

**CONTROLE MPPT HÍBRIDO APLICADO A UM MICROINVERSOR
FLYBACK CONECTADO A REDE**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Piauí, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Eletrônica de Potência.

Orientador: Prof. Dr. Luiz Henrique Silva Colado Barreto.

**TERESINA-PI
2018**

FICHA CATALOGRÁFICA

Serviço de Processamento Técnico da Universidade Federal do Piauí
Biblioteca Comunitária Jornalista Carlos Castello Branco

L732c Lima, Renata de Oliveira.
Controle MPPT híbrido aplicado a um microinversor
flyback conectado a rede / Renata de Oliveira Lima. – 2018.
142 f.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) –
Universidade Federal do Piauí, Teresina, 2018.
“Orientador: Prof. Dr. Luiz Henrique Silva Colado
Barreto”.

1. Painel Fotovoltaico. 2. Rastreamento do Máximo Ponto
de Potência. 3. Microinversor. 4. Rede Elétrica. I. Título.

CDD 621.3

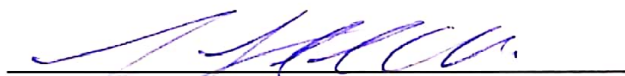
RENATA DE OLIVEIRA LIMA

**CONTROLE MPPT HÍBRIDO APLICADO A UM MICROINVERSOR
FLYBACK CONECTADO A REDE**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Piauí, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Eletrônica de Potência.

Aprovada em: 14/11/2018.

BANCA EXAMINADORA



Prof. Dr. Luiz Henrique Silva Colado Barreto (Orientador)

Universidade Federal do Ceará (UFC)



Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça

Universidade Federal do Ceará (UFC)



Prof. Dr. Fabio Rocha Barbosa

Universidade Federal do Piauí (UFPI)

A Deus.

Aos meus pais, Ana e Manoel e aos meus irmãos por serem a minha base.

AGRADECIMENTOS

A Deus pela vida, saúde, conhecimento, esperança e força para suportar a saudade da minha família e as dificuldades.

Aos meus pais e irmãos pela oportunidade de estudar, apoio e incentivos.

Agradeço à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), pelo apoio financeiro com a manutenção da bolsa de auxílio.

Ao Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC) da UFC pelo suporte a realização do trabalho.

A Juliano de Oliveira Pacheco pela paciência, dedicação, pelos conhecimentos repassados e por toda ajuda para a realização deste trabalho.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Luiz Henrique Silva Colado Barreto pelas orientações, disponibilidade, confiança, paciência, e por toda ajuda para a realização deste trabalho.

Ao professor Francisco Everton U. Reis e demais professores da UFPI e UFC pelos conhecimentos repassados.

As minhas amigas Milagres e Valesca por toda ajuda, motivação e suporte em Fortaleza e por me ensinarem a ter fé e gratidão em todos os momentos.

A meu namorado Ramon Lopes, pela atenção, carinho, apoio e compreensão.

Aos colegas de estudo e a todos que direto ou indiretamente me ajudaram para a conclusão deste trabalho.

O amor é a energia mais renovável do planeta, quanto mais a gente ama, mais amor a gente tem.

(Patrícia Carvalho-Oliveira)

RESUMO

Os microinversores apresentam versatilidade, alta eficiência, podendo ser instalados aos poucos e em locais diferentes e com diferentes orientações dando a possibilidade de expansão ao sistema, detectam defeitos com rapidez e eliminam o problema de sombreamento parcial dos módulos, além de permitir realizar o rastreamento do máximo ponto de potência (MPPT) individual dos módulos obtendo otimização local e redução das perdas de energia resultantes do desfasamento do módulo fotovoltaico. O MPPT é um dos pontos mais significativos para o registro de eficiência dos módulos, o que vem levando a expandir os estudos na busca de aprimorar os métodos de rastreamento de potência. Este trabalho propõe um algoritmo MPPT híbrido com tamanho de passo variável baseado nos métodos convencionais Perturba e Observa (P&O) e Condutância Incremental (CI). O método proposto é utilizado no rastreamento de potência de um painel fotovoltaico conectado a um microinversor flyback de dois comutadores conectado à rede elétrica, uma topologia simples, mas de alta eficiência e baixo custo. O desempenho do método proposto é apresentado por meio de resultados simulados e experimentais. Nos resultados simulados, foi realizado a comparando o MPPT proposto com os métodos convencionais e com dois métodos híbridos apresentados na literatura. O MPPT híbrido proposto atingiu uma eficiência de pico de 99,16%, enquanto o pico de eficiência dos métodos comparados foi de 98,95%, obtido pelo método IC convencional. Nos resultados experimentais é comprovado o funcionamento do microinversor projetado conforme apresentação das formas de onda e parâmetros de correntes e tensões. O rastreamento do MPPT proposto mostrou-se eficaz, atingindo uma eficiência de 88,7% e o microinversor apresentou uma eficiência de conversão de 86,14% correspondendo a uma eficiência próxima a calculada com base nas perdas dos componentes do microinversor. Os resultados confirmaram então o bom desempenho do algoritmo de MPPT proposto, apresentando alta eficiência no rastreamento de energia, resposta rápida e estável para diferentes condições de irradiação e temperatura.

Palavras chave - Painel Fotovoltaico, Rastreamento do Máximo Ponto de Potência, Microinversor, rede elétrica.

ABSTRACT

The microinverters present versatility, high efficiency, can be installed in small and different places and with different orientations giving the possibility of expansion to the system, detect defects quickly and eliminate the problem of partial shading of the modules, besides allowing to realize the tracking of the individual maximum power point (MPPT) of the modules, obtaining local optimization and reduction of energy losses resulting from the photovoltaic module offset. The MPPT is one of the most significant points for registering the efficiency of the modules, which has led to the expansion of studies in order to improve the methods of powertrace. This work proposes a hybrid MPPT algorithm with variable pitch size based on the conventional methods of Perturba and Observes (P&O) and Incremental Conductance (CI). The proposed method is used in the power tracing of a photovoltaic panel connected to a two-way flyback micro-inverter connected to the grid, a simple but high efficiency and low cost topology. The performance of the proposed method is presented through simulated and experimental results. In the simulated results, it was performed comparing the MPPT proposed with the conventional methods and with two hybrid methods presented in the literature. The proposed hybrid MPPT reached a peak efficiency of 99.16%, while the peak efficiency of the compared methods was 98.95%, obtained by the conventional IC method. In the experimental results it is proven the operation of the microinverter designed with the presentation of waveforms and parameters of currents and voltages. The screening of the proposed MPPT was effective, reaching an efficiency of 88.7%. And the microinverter showed a conversion efficiency of 86.14% corresponding to an efficiency close to that calculated based on the losses of the microinverter components. The results confirmed the good performance of the proposed MPPT algorithm, presenting high efficiency in energy tracing, fast and stable response to different irradiation and temperature conditions.

Keywords - *Photovoltaic Panel, Maximum Power Point Tracking, Microinverter, power grid.*

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 2.1 –	Comportamento da curva IxV com o aumento da irradiância a uma temperatura constante de 25°C.....	6
Figura 2.2 –	Influência da radiação na eficiência de células fotovoltaicas.....	7
Figura 2.3 –	Comportamento da curva IxV para diferentes temperaturas.....	8
Figura 2.4 –	Configuração básica de um sistema fotovoltaico.....	9
Figura 2.5 –	Representação básica de um sistema híbrido.....	10
Figura 2.6 –	Representação básica de um sistema conectado à rede.....	10
Figura 2.7 –	Circuito equivalente do painel PF.....	11
Figura 2.8 –	Características tensão-corrente do painel PF.....	12
Figura 2.9 –	Fluxograma do algoritmo P&O.....	16
Figura 2.10 –	Fluxograma do algoritmo de CI.....	18
Figura 2.11 –	Fluxograma do algoritmo tensão constante	19
Figura 2.12 –	Configuração de estágios de processamento de energia (a) Inversor Monofásico de único estágio; (b): Inversor Monofásico de estágio duplo.....	21
Figura 2.13 –	Localização do capacitor de desacoplamento. (a) Na ligação CC entre os estágios do inversor; (b) Na saída do próprio estágio ligado à rede.....	22
Figura 2.14 –	Exemplo do uso de transformador em inversor. (a) Transformador de frequência de linha. (b) Transformador de alta frequência. (c) Transformador HF para link CC.....	22
Figura 2.15 –	Topologias de inversores conectados à rede.....	24
Figura 2.16 –	Diagrama de blocos de um PLL.....	25
Figura 3.1 –	Diagrama do algoritmo do MPPT proposto.....	28
Figura 3.2 –	Topologia Microinversor Flyback.....	31
Figura 3.3 –	Circuitos equivalentes da estrutura proposta em operação estacionária etapa 1.....	32
Figura 3.4 –	Circuitos equivalentes da estrutura proposta em operação estacionária etapa 2.....	33
Figura 3.5 –	Circuitos equivalentes da estrutura proposta em operação estacionária etapa 3.....	33

Figura 3.6 – Circuitos equivalentes da estrutura proposta em operação estacionária etapa 4.....	34
Figura 3.7 – Formas de ondas da estrutura adotada.....	35
Figura 3.8 – Circuito equivalente do microinversor flyback conectado à rede com modelo de módulo fotovoltaico linearizado.....	37
Figura 3.9 – Microinversor flyback conectado à rede elétrica com esquema de controle.....	40
Figura 3.10 – Resposta do diagrama de bode e lugar das raízes da função de transferência $G_{V_{pv}/i_{ilm}}$. (a) Sem controlador PI. (b) Com controlador PI.....	42
Figura 3.11 – Apresenta a resposta apresenta a resposta do diagrama de bode e lugar das raízes da função de transferência $G_{i_{ilm}/d}$	43
Figura 3.12 – Modulações das chaves primárias do MIF.....	44
Figura 3.13 – Modulações das chaves secundárias do MIF.....	45
Figura 3.14 – Filtro LC ideal com carga resistiva.....	45
Figura 3.15 – Diagrama de Bode Filtro LC ideal.....	49
Figura 3.16 – Filtro LC com carga resistiva considerando as componentes intrínsecas.....	49
Figura 3.17 – Diagrama de Bode Filtro LC adotando as componentes intrínsecas.....	50
Figura 3.18 – Diagrama de blocos do circuito q-PLL.....	51
Figura 3.19 – Circuito q-PLL simulado.....	52
Figura 3.20 – Sinal da rede e resposta do PLL.....	53
Figura 4.1 – Painel Fotovoltaico.....	54
Figura 4.2 – Configuração do Painel Fotovoltaico.....	55
Figura 4.3 – Formas de ondas variando conforme mudança de irradiação (a) Corrente do painel fotovoltaico, (b) Tensão do painel fotovoltaico.....	55
Figura 4.4 – Formas de ondas variando conforme mudança de irradiação (a) Potência máxima do painel fotovoltaico, (b) Potência de saída.....	56
Figura 4.5 – Circuito elétrico utilizado para a simulação do painel fotovoltaico implantado ao MIF.....	57
Figura 4.6 – Fotografia do DSP TMS320F28335.....	57

Figura 4.7 –	Formas de ondas da Tensão do Painel fotovoltaico, Tensão do painel no MPPT, Corrente do Painel e Corrente do painel no MPPT.....	58
Figura 4.8 –	Formas de ondas corrente de magnetização do primário, corrente no interruptor secundário 1 e corrente no interruptor secundário 2.....	59
Figura 4.9 –	Formas de ondas da tensão no interruptor primário 1, tensão no interruptor primário 2, tensão no interruptor secundário 1 e tensão no interruptor secundário 2.....	59
Figura 4.10 –	Formas de ondas Tensão de saída e Corrente de saída do Microinversor Flyback.....	60
Figura 4.11 –	Formas de ondas chaveamento (a)PWM interruptores primários, (b) PWM interruptores secundários 1 e 2.....	61
Figura 4.12 –	Variação Irradiação W/m ² e Temperatura °C usados.....	62
Figura 4.13 –	Comparação dos métodos MPPT para diferentes Irradiações e Temperaturas.....	63
Figura 4.14 –	Comparação dos métodos MPPT estudados e proposto com zoom nas zonas de inclinação e declínio segundo as condições meteorológicas adotadas. (a) Nível 1. (b) Nível 2. (c) Nível 3. (d) Nível 4. (e) Nível 5. (f) Nível 6.....	64
Figura 4.15 –	Comparação individual do método MPPT proposto com o método P&O.....	65
Figura 4.16 –	Comparação individual do método MPPT proposto com o método P&O com zoom nas zonas de inclinação e declínio das condições meteorológicas adotadas. (a) Nível 1. (b) Nível 2. (c) Nível 3. (d) Nível 4. (e) Nível 5. (f) Nível 6.....	66
Figura 4.17 –	Comparação individual do método MPPT proposto com o método CI..	67
Figura 4.18 –	Comparação individual do método MPPT proposto com o método CI com zoom nas zonas de inclinação e declínio das condições meteorológicas adotadas. (a) Nível 1. (b) Nível 2. (c) Nível 3. (d) Nível 4. (e) Nível 5. (f) Nível 6.....	68
Figura 4.19 –	Comparação individual do método MPPT proposto com o método de (Massod et al., 2014).....	69

Figura 4.20 – Comparação individual do método MPPT proposto com o método de (Massod et al., 2014) com zoom nas zonas de inclinação e declínio das condições meteorológicas adotadas. (a) Nível 1. (b) Nível 2. (c) Nível 3. (d) Nível 4. (e) Nível 5. (f) Nível 6.....	70
Figura 4.21 – Comparação individual do método MPPT proposto com o método de (Yukse; Mete, 2017).....	71
Figura 4.22 – Comparação individual do método MPPT proposto com o método de (Yukse; Mete, 2017) com zoom nas zonas de inclinação e declínio das condições meteorológicas adotadas. (a) Nível 1. (b) Nível 2. (c) Nível 3. (d) Nível 4. (e) Nível 5. (f) Nível 6.....	72
Figura 4.23 – Fotografia do protótipo implementado em laboratório.....	75
Figura 4.24 – Sinal de comutações das chaves primários do MIF [5 V/div].....	76
Figura 4.25 – Sinal de comando interruptores secundários do MIF [2 V/div].....	76
Figura 4.26 – Tensão e corrente CC de entrada.....	77
Figura 4.27 – Tensão e Corrente de saída na carga.....	77
Figura 4.28 – Gráfico VxI de entrada.....	78
Figura 4.29 – Registro de potências do protótipo.....	78
Figura C1 – Circuito de simulação do microinversor.....	119
Figura D1 – Diagrama esquemático do circuito de potência.....	120
Figura D2 – PCB do circuito de potência.....	120
Figura D3 – Diagrama esquemático do circuito da fonte auxiliar.....	121
Figura D4 – PCB do circuito da fonte auxiliar.....	122
Figura D5 – Diagrama esquemático do circuito de drives.....	123
Figura D6 – PCB do circuito drives.....	124
Figura D7 – Diagrama esquemático do circuito de condicionamento de sinal.....	124
Figura D7 – PCB do circuito de condicionamento de sinal.....	125

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 –	Níveis de tolerância de harmônicos.....	47
Tabela 4.1 –	Comparação da eficiência entre os métodos MPPT	73
Tabela 4.2 –	Equipamentos utilizados nos ensaios experimentais.....	74

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABINEE	Associação Brasileira da Indústria Elétrica e Eletrônica
AWG	<i>American Wire Gauge</i> (Unidade Americana de Fios)
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
GD	Geração distribuída
FV	Fotovoltaico
I	Corrente Elétrica, em ampêres
CI	Condutância incremental
IEA	International Energy Agency
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor Bipolar de Porta Isolada)
kW	Kilowatt
MCC	Modo de condução contínua
MCD	Modo de condução descontínua
MME	Ministério de Minas e Energia
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i> (Transistor de Efeito de Campo a semicondutor de óxido e metal).
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i> (Ponto de Máxima Potência)
PCB's	Placas de circuito impresso
PFV	Painel fotovoltaico
P&O	Perturbar e Observar
PSIM	Simulation Software - Powersim Inc
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
PROINFA	Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de Energia Elétrica
RMS	<i>Root Mean Square</i> (Valor Médio Quadrado)
Snubber RCC	<i>Snubber with resistor, capacitor and diode</i> (grapeamento com resistor, capacitor e diodo)
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i> (Comutação por Largura de Pulso Senoidal)
TDH	Taxa de Distorção Harmônica
V	Tensão Elétrica, em volts

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	1
1.1	Motivação.....	3
1.2	Objetivos.....	3
1.3	Estrutura da dissertação.....	4
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....	5
2.1	Sistemas fotovoltaicos.....	5
2.1.1	<i>Eficiências dos módulos fotovoltaicos.....</i>	5
<i>2.1.1.1</i>	<i>Intensidade da Radiação Solar.....</i>	<i>6</i>
<i>2.1.1.2</i>	<i>Temperatura</i>	<i>7</i>
2.1.2	<i>Classificação dos sistemas fotovoltaicos.....</i>	8
<i>2.1.2.1</i>	<i>Sistemas isolados.....</i>	<i>8</i>
<i>2.1.2.2</i>	<i>Sistemas híbridos.....</i>	<i>9</i>
<i>2.1.2.3</i>	<i>Sistemas conectados à rede.....</i>	<i>10</i>
2.2	Modelagem do painel fotovoltaico.....	11
2.2.1	<i>Modelagem de módulo fotovoltaico linearizado.....</i>	11
2.3	Algoritmos de busca do ponto de máxima potência (MPPT).....	14
2.3.1	<i>Perturba e Observa.....</i>	16
2.3.2	<i>Condutância Incremental.....</i>	17
2.3.3	<i>Tensão Constante.....</i>	19
2.4	Microinversores.....	19
2.4.1	<i>Topologias e classificação.....</i>	20
<i>2.4.1.1</i>	<i>Classificação quanto ao número de estágios de processamento de energia</i>	<i>20</i>
<i>2.4.1.2</i>	<i>Classificação quanto a localização do desacoplador de energia.....</i>	<i>21</i>
<i>2.4.1.3</i>	<i>Classificação quanto aos transformadores e tipos de interconexões.....</i>	<i>22</i>
<i>2.4.1.4</i>	<i>Classificação quanto os tipos de interface com a rede.....</i>	<i>23</i>
2.5	Sincronismo com a rede.....	24
3	METODOLOGIA.....	26
3.1	Método MPPT proposto.....	26
3.2	Seleção da topologia do microinversor	29
3.2.1	<i>Apresentação da topologia adotada.....</i>	30
3.2.2	<i>Análise operacional da estrutura adotada.....</i>	31

3.2.3	<i>Designer dos parâmetros do conversor flyback.....</i>	35
3.2.4	<i>Modelagem do microinversor flyback.....</i>	36
3.3	Controle microinversor flyback.....	39
3.3.1	<i>Controlador proporcional e integral-PI.....</i>	41
3.3.2	<i>Controlador proporcional e ressonante (P+RES).....</i>	41
3.3.3	<i>Implementação dos controladores do microinversor flyback.....</i>	41
3.4	Estratégias de modulação.....	43
3.4.1	<i>Comutação SPWM das chaves do primário do MIF.....</i>	43
3.4.2	<i>Comutação PWM das chaves do secundário do MIF.....</i>	44
3.5	Filtro de saída LC.....	45
3.5.1	<i>Projeto Filtro LC.....</i>	46
3.6	Estrutura do circuito PLL adotado.....	51
3.6.1	<i>Circuito PLL simulado.....</i>	52
4	RESULTADOS DE SIMULAÇÕES E EXPERIMENTAIS.....	54
4.1	Introdução.....	54
4.2	Resultados de simulações.....	54
4.2.1	<i>Simulação do painel fotovoltaico.....</i>	54
4.2.2	<i>Simulação do microinversor flyback conectado à rede com o método MPPT proposto.....</i>	56
4.2.3	<i>Comparação de desempenho do método MPPT proposto.....</i>	61
4.3	Resultados experimentais.....	74
4.3.1	<i>Instrumentos utilizados para o ensaio experimental.....</i>	74
4.3.2	<i>Resultados de implementação.....</i>	74
5	CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS.....	79
	REFERÊNCIAS.....	81
	APÊNDICE A – PROJETO MICROINVERSOR FLYBACK.....	89
	APÊNDICE B – CÓDIGO DE IMPLEMENTAÇÃO NO DSP.....	111
	APÊNDICE C – CIRCUITO DE SIMULAÇÃO.....	119
	APÊNDICE D – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO E PCB DA PLACA DE POTÊNCIA.....	120

1. INTRODUÇÃO

O aumento da demanda de energia elétrica é decorrente do crescimento e do desenvolvimento da humanidade. Para consolidar o desenvolvimento é necessário que as fontes de energia estejam disponíveis em níveis suficientes para atender a sociedade. Com a necessidade de novas fontes de energia alternativa, a Geração Distribuída (GD) - geração de energia elétrica através de fontes distribuídas de energia, realizada em locais próximos aos de consumo, mostra ser uma boa alternativa tanto para o aumento da demanda quanto para a redução das perdas, redução de investimentos no sistema e apresenta características que podem oferecer energia com qualidade mais elevada.

A GD é constituída em sua forma típica por geradores menores ou geração de energia renovável, que incluem a eólica, a solar e pequenas hidrelétricas. Está incluída também: geradores de emergência; geradores para operação no horário de ponta; pequenas centrais termoeletricas, como diz (PEREIRA, 2007).

No Brasil, com o fim do monopólio da geração e a crescente demanda por energia elétrica, o desenvolvimento de novas tecnologias começou a ser estimulado pelo governo e o setor privado. Um exemplo disto foi a criação do Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de Energia Elétrica (PROINFA), na qual foi instituído com o objetivo de aumentar a participação da energia elétrica produzida por empreendimentos concebidos com base em fontes eólicas, biomassa e pequenas centrais hidrelétricas (PCH) no Sistema Elétrico Interligado Nacional (SIN). Com a criação do PROINFA houve então um aumento na diversificação da Matriz Energética Brasileira, a partir da busca de alternativas para aumentar a segurança no abastecimento de energia elétrica, além da valorização das características e potencialidades de algumas regiões brasileiras.

Dentre as fontes de GD a energia solar é uma das fontes alternativas mais promissoras do mundo, devido à vasta abundância de radiação solar e por ser uma geração de energia sustentável, pois não emite substâncias que possam ameaçar a saúde humana e ambiental.

Em 2016 a capacidade instalada de energia fotovoltaica no mundo atingiu quase 350 GW e gerou cerca de 312 TWh. As regiões que mais cresceram foram a Europa, China, Ásia-Pacífico e África. A previsão para 2022 é que o mundo gere em torno de 922 TWh de energia fotovoltaica. (IEA, 2017). Segundo a (*European Photovoltaic Industry Association*, p 39, 2015) três fatores têm impulsionado o crescimento da geração de energia solar: primeiro, a energia solar não é mais vista como um fator curioso, pois prova ser uma energia confiável e segura para todas as regiões do mundo; segundo, foi com a diminuição de preço que passou a ser uma

tecnologia competitiva e, terceiro, a formulação de políticas inteligentes em alguns países, de maneira a dar incentivos para novos investidores, implantaram o sistema e pesquisaram novas tecnologias.

O Brasil possui um grande potencial energético para a geração de energia fotovoltaica por estar localizado em uma zona tropical, apresentando uma radiação solar média alta (acima de 2500 horas/ano) (GAVIRIA et al., 2013). Em 2016, o governo criou o Programa de Desenvolvimento da Geração Distribuída de Energia Elétrica (ProGD) para estimular a geração de energia a partir de painéis fotovoltaicos com isso ocorreu um aumento de 2157,2% de Capacidade Instalada de outubro/2016 a outubro/2017. No entanto, a produção de energia solar fotovoltaica ainda é baixa comparada a outras fontes de geração. Em agosto de 2018 o Brasil registrou uma capacidade instalada total de energia elétrica de 160734 MW dessa capacidade, apenas 1678 MW são provenientes de energia solar, o que corresponde a 1,0 % da capacidade instalada de geração de energia elétrica (MME, 2018).

A conversão da energia solar em energia elétrica tem muitos campos de aplicação como bombeamento de água, carregamento de baterias, sistemas de energia via satélite, fontes de luz, etc. Na maioria destas aplicações trabalham com corrente alternada havendo a necessidade de conversão da energia pois as células fotovoltaicas solares fornecem tensão CC. Assim, a energia elétrica CC é convertida em energia elétrica CA por meio de um inversor. Os inversores para sistemas fotovoltaicos mais utilizados são o *Grid-Tie*, expressão em inglês que significa conectado à rede; os inversores para sistemas sem conexão à rede elétrica (*off-grid*); os inversores centrais onde são utilizados para sistemas de grande porte, tais como os sistemas industriais, condomínios e usinas; e, mais recentemente, surgiram os microinversores onde, normalmente, são utilizados um dispositivo para cada módulo ou par de módulos fotovoltaicos estes por sua vez podem ser conectados à rede junto a painéis fotovoltaicos de marcas e modelos diferentes.

Atualmente, a geração solar está se expandindo entre as unidades consumidoras que produzem sua própria energia. Assim os inversores *Grid-Tie* tornaram mais popularmente usados. No entanto, a pesquisa sobre os microinversores para aplicações fotovoltaicas foi aumentada nos últimos anos devido às suas vantagens de minimização das perdas de incompatibilidade do módulo, instalação mais fácil, vida útil mais longa, adequação para a produção em massa, etc.

1.1 Motivação

O uso da tecnologia de geração de energia conectado à rede vem sendo amplamente estudada no campo da energia solar. Os microinversores para painéis fotovoltaicos é uma tecnologia bastante interessante para aplicações em residências e pequenas instalações. Eles apresentam versatilidade, alta eficiência, podendo ser instalados aos poucos e em locais diferentes e com diferentes orientações dando a possibilidade de expansão ao sistema, detectam defeitos com rapidez e eliminam o problema de sombreamento parcial dos módulos, além de permitir realizar o rastreamento do máximo ponto de potência (MPPT) individual dos módulos obtendo otimização local e redução das perdas de energia resultantes do desfasamento do módulo fotovoltaico superando a eficiência de conversão dos inversores centralizados tradicionais (HARFMAN et al., 2014), (KIM et al., 2016), (EDWIN et al., 2014).

Atualmente, vem sendo adotado o uso de controladores inteligentes como abordagem alternativa para técnicas convencionais ou como componentes de sistemas integrados. Essas técnicas inteligentes enfocam as características não-lineares dos sistemas e, como resultado, fornecem uma boa alternativa para controladores não-lineares padrão. Uma das aplicações recentes de tais controladores inteligentes é a otimização de sistemas de energia fotovoltaica. Essas técnicas são usadas para maximizar a potência dos sistemas solares (NABULSI, 2012); Logo, é necessário que se adote uma técnica MPPT para fornecer a potência máxima à carga nos sistema de condicionamento de energia pois a saída do painel fotovoltaico depende da irradiação solar e dos fatores ambientais e apresenta características de tensão-corrente não-lineares (CHEN et al., 2016).

Como o MPPT é um dos pontos mais significativos para o registro de eficiência dos módulos, muitos estudos vem sendo feitos de modo a aprimorar os métodos de rastreamento de potência, com algoritmos capaz de ser implementados com baixo custo utilizando o mínimo possível de componentes para suas medições, capaz de minimizar as oscilações no estado estacionário e lidar com o sombreamento parcial de forma que seja alcançado o MPP mais rápido, aumentando assim a eficiência da conversão de energia.

2.2 Objetivos

Os objetivos deste trabalho é propor uma combinação adaptativa do método Perturba e Observa (P&O) e Condutância Incremental (CI) juntamente a um algoritmo MPPT de tamanho variável baseado em fator de escala formando um único algoritmo para MPPT.

Este trabalho propõe ainda estudar, projetar, simular e implementar um Microinversor para painéis fotovoltaicos usando a topologia Flyback de estágio único conectado à rede para testar a eficiência do algoritmo híbrido proposto.

1.3 Estrutura da dissertação

Este trabalho está dividido em cinco capítulos. No Capítulo 1 é apresentado as motivações para o uso de energias renováveis e a necessidade da implantação de novas fontes de energia alternativa a Geração Distribuída (GD).

No Capítulo 2 é apresentado uma revisão bibliográfica dos sistemas fotovoltaicos, dos algoritmos de rastreamento de potência e uma revisão sobre tipos de microinversores.

No Capítulo 3 é apresentado a proposta deste trabalho, bem como o método MPPT proposto e uma análise da topologia do microinversor adotado no trabalho com sua modelagem e estratégia de controle e o circuito usado para o sincronismo do microinversor com a rede elétrica.

No Capítulo 4 é apresentado os resultados de simulações do método MPPT proposto e a comparação de seu desempenho com métodos convencionais e híbridos e em seguida os resultados experimentais do funcionamento do protótipo do microinversor estudado.

Por fim, no Capítulo 5 são apresentadas as principais conclusões do trabalho e as sugestões para trabalhos futuros relacionados ao desenvolvimento da pesquisa.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 Sistemas fotovoltaicos

O sol é a fonte de energia para a geração fotovoltaica. A temperatura média do sol é de 5500 °C e, em seu interior, apresenta várias reações químicas que liberaram energia. Tal energia liberada é conhecida como radiação solar (MUÑIZ et al., 2007). A radiação que sai do sol é de 63.450.720 W/m², sendo que, de toda essa radiação, a terra recebe em média 1353 W/m² (radiação recebida fora da atmosfera em uma superfície perpendicular aos raios solares). A radiação solar recebida pode ser aproveitada para aquecer fluidos (energia solar térmica) ou para se produzir energia elétrica, por meio das células fotovoltaicas (energia solar fotovoltaica) (MUÑIZ et al., 2007).

O elemento básico do sistema fotovoltaico é a célula fotovoltaica. O material utilizado na sua construção é um dos fatores que interfere diretamente com sua eficiência e, portanto, na eficiência do sistema fotovoltaico. Segundo Ruther (2004), os materiais mais empregados na fabricação de células fotovoltaicas são: silício cristalino (c-Si); silício amorfo hidrogenado (a-Si:H ou simplesmente a-Si); telureto de cádmio (CdTe) e as composições de disseleneto de cobre (gálio) e índio (CIS e CIGS). Há ainda uma nova tecnologia sendo estudada para a criação de dispositivos fotovoltaicos; são as chamadas células solares orgânicas. Porém, atualmente os módulos de silício mono e multicristalino se apresentam em maior número no mercado. As células de silício mono (Si-m), oriundas de lingotes, têm forma semi-quadrada e as células de silício multicristalino apresentam aspecto quadrado.

Os módulos fotovoltaicos fornecidos no mercado apresentam uma baixa corrente e tensão nominal de saída. Dessa forma, para conseguir uma potência suficiente para satisfazer a demanda energética de grandes plantas, é necessário criar um arranjo fotovoltaico. O arranjo fotovoltaico é feito através da conexão dos módulos através da associação em série (onde as tensões são somadas), paralela (elevação da corrente no painel), ou simultaneamente em série e paralelo.

2.1.1 Eficiências dos módulos fotovoltaicos

A eficiência dos módulos fotovoltaicos podem ser obtida através da relação entre a potência elétrica útil de uma célula (P_{MPP} , em W) e a potência útil de uma radiação solar incidente (P_G , em W), resultante de uma superfície irradiada (A, em m²) e de uma densidade de radiação (P, em W/m²). (LÓPES; ANGARITA, 2014).

Conforme as equações (2.1) e (2.2):

$$\eta = \frac{P_{MPP}}{P_G} \quad (2.1)$$

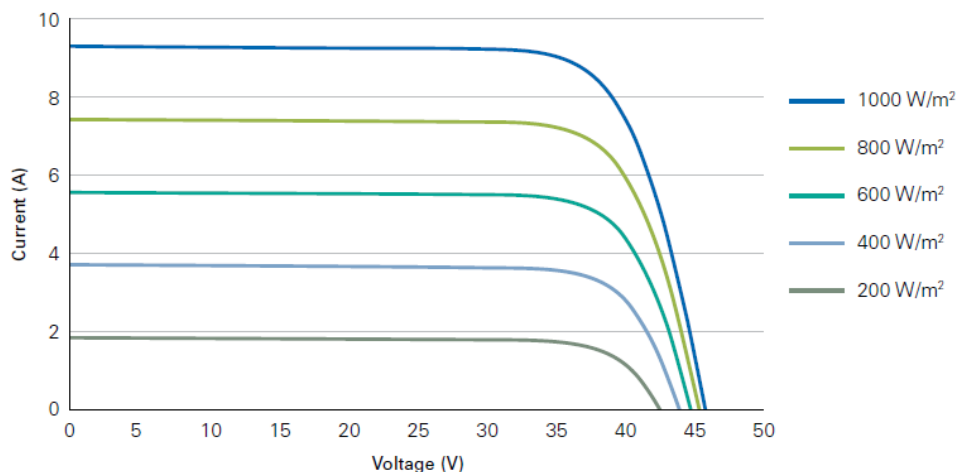
$$\eta = \frac{P_{MPP}}{A * P} \quad (2.2)$$

Das equações temos que os fatores principais que afetam a eficiência dos módulos são a intensidade da radiação solar (irradiância) e a temperatura. Estes por sua vez dependem das condições climáticas do local onde os módulos fotovoltaicos estão implantados.

2.1.1.1 Intensidade da Radiação Solar

A intensidade da radiação solar varia no decorrer do dia e pode atingir até mais de 1000 Watts/m² em dias ensolarados dependendo da região. A radiação solar que incide nas células fotovoltaicas faz a célula gerar uma corrente que varia com o nível de radiação. Na Figura 2.1 é apresentado o comportamento da curva IxV conforme varia a intensidade da radiação.

Figura 2.1 – Comportamento da curva IxV com o aumento da irradiância a uma temperatura constante de 25°C



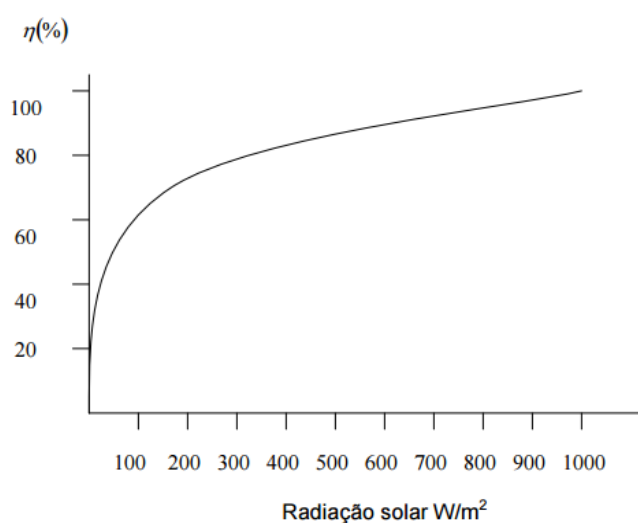
Fonte: (SunEdison)

Da Figura 2.1 podemos perceber que aumento do nível de radiação não afeta a tensão de circuito aberto (V_{ca}) de forma significativa, chega a zero apenas se a radiação incidente também for zero ($G=0 \text{ W/m}^2$). A variação de tensão de circuito aberto (V_{ca}) independe do

espaço da célula, sendo seu valor dependente do material de fabricação das células. (HECKTHEUER, 2001).

Nesse caso, a eficiência de conversão das células fotovoltaicas só é afetada quando a radiação solar é praticamente ausente e, para grandes valores de radiação solar, a eficiência se mantém praticamente constante. A eficiência da célula em decorrência do nível de radiação é apresentada na Figura 2.2. Nesta Figura consta-se que a eficiência máxima ocorreria se na prática a eficiência dos módulos fossem igual à eficiência calculada em laboratório.

Figura 2.2 – Influência da radiação na eficiência de células fotovoltaicas



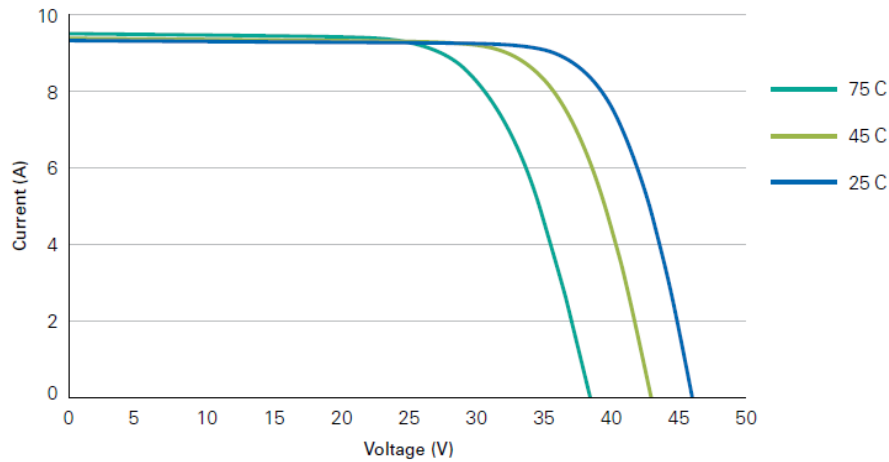
Fonte: (FADIGAS, 2000).

2.1.1.2 Temperatura

Os módulos fornecidos comercialmente têm sua eficiência aferida a $25^{\circ}C$, ou seja, é nesta temperatura que os módulos, teoricamente, adquirem potência máxima. Entretanto, no dia a dia, a eficiência real dos módulos será sempre diferente da prevista, visto que a temperatura varia constantemente.

Para temperaturas acima de $25^{\circ}C$ constata-se que os módulos começam a perder sua eficiência, pois a elevação da temperatura provoca a redução da tensão e a potência dos módulos. Um exemplo da influência da temperatura na característica $I \times V$ de um dispositivo fotovoltaico é apresentado na Figura 2.3.

Figura 2.3 – Comportamento da curva IxV para diferentes temperaturas



Fonte: (SunEdison).

Através da Figura 2.3, percebe-se uma breve modificação da corrente produzida pela célula fotovoltaica devido ao aumento da temperatura. Isso decorre do fato de que o gap de energia do material semiconductor da célula diminui ao aumentar a temperatura (HECKTHEUER, 2001). Em contrapartida, a tensão de circuito aberto reduz de maneira mais significativa do que a corrente.

2.1.2 Classificação dos sistemas fotovoltaicos

Sistema fotovoltaico compreende-se como um aglomerado de componentes mecânicos, elétricos e eletrônicos que se combinam para captar energia do sol e a transformá-la em energia elétrica ou térmica.

Estes sistemas podem ser classificados em: isolados, híbridos e conectados à rede.

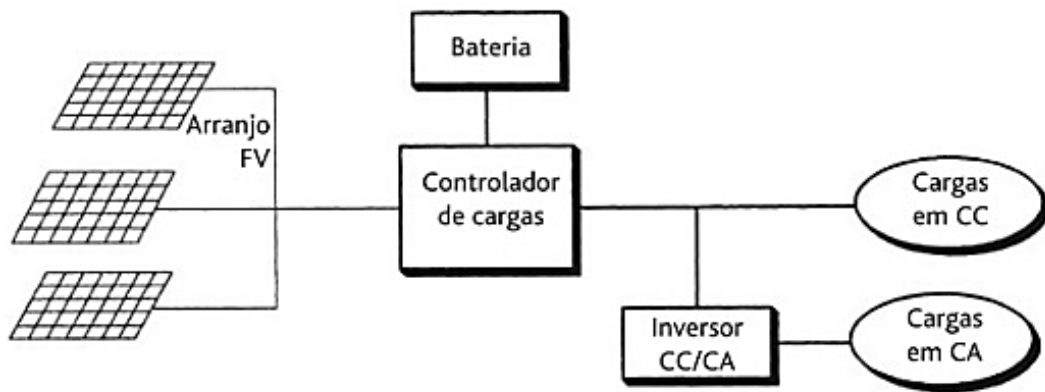
2.1.2.1 Sistemas isolados

O sistema é considerado isolado quando não está conectado à rede elétrica, seja por ela não existir ou por ter um acesso difícil. Nesse tipo de sistema, existe a necessidade de se armazenar a energia usando baterias, podendo ser um ponto negativo ao considerar a possibilidade dos módulos solares durarem 20 anos, enquanto uma bateria tem uma vida útil média de 3 anos.

Por outro lado, esse tipo de sistema trouxe uma melhoria na qualidade de vida em regiões que não se chegava energia elétrica, permitindo o uso da iluminação artificial, de televisões e geladeira, uso de bombas d'água, entre outros.

Uma configuração básica de um sistema isolado é mostrada na Figura 2.4, onde, além dos painéis e baterias já citados, têm-se um controlador de carga para controlar e gerenciar o processo de carga e descarga do banco de baterias para, assim, aumentar o tempo de vida útil da bateria e um inversor, para transformar os valores CC (Corrente Contínua) em CA (Corrente Alternada).

Figura 2.4 – Configuração básica de um sistema fotovoltaico isolado

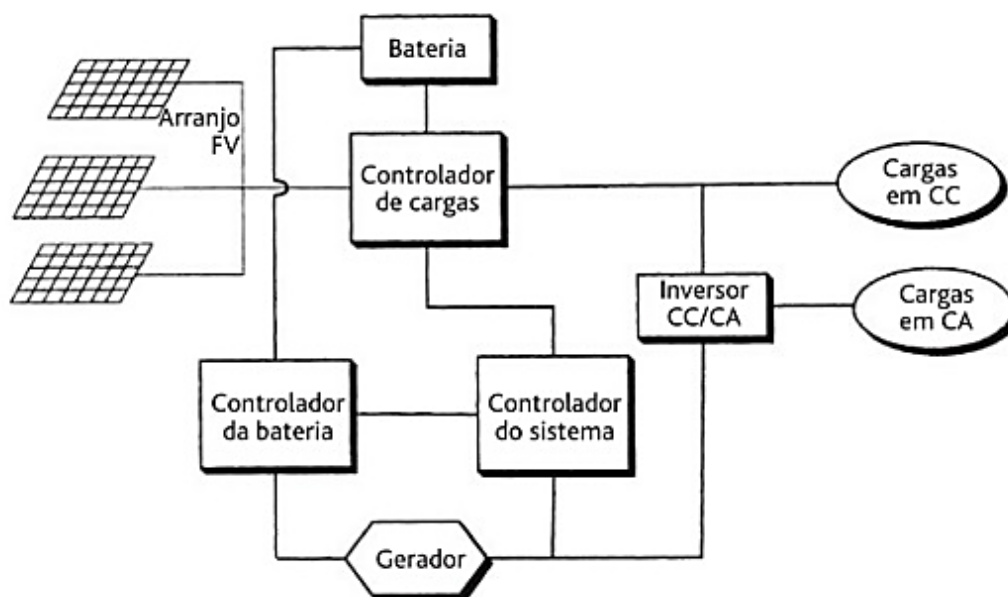


Fonte: (ROAF et al., 2014).

2.1.2.2 Sistemas híbridos

Sistemas híbridos também é um tipo de sistema isolado. Nesse sistema utiliza-se mais de um tipo de geração de energia como, por exemplo, solar, eólica, motores a diesel, entre outros, de forma a aumentar a confiança do sistema. Um exemplo de sistema híbrido, é a utilização da energia solar junto a energia eólica ou a energia solar e um gerador (na eventual falta de energia o gerador pode entrar no sistema). Na Figura 2.5 é apresentado um sistema híbrido formado por um sistema fotovoltaico e um gerador.

Figura 2.5 – Representação básica de um sistema híbrido

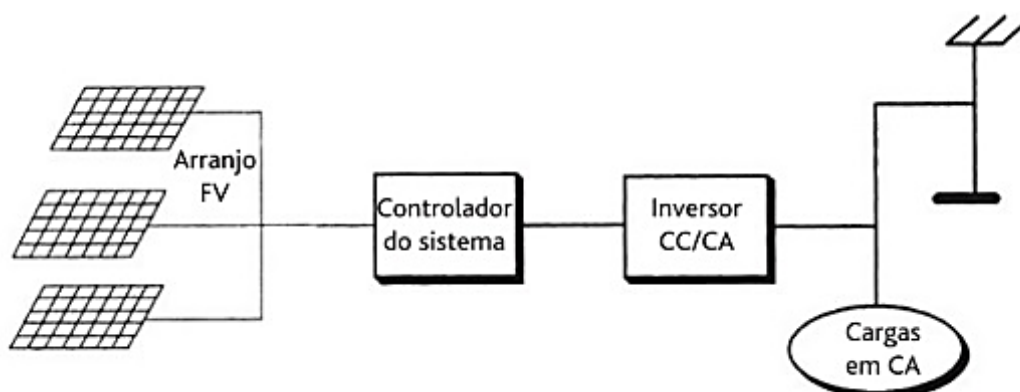


Fonte: (ROAF et al., 2014).

2.1.2.3 Sistemas conectados à rede

Nos sistemas conectados à rede, toda a energia gerada é enviada à rede, dispensando-se o uso das baterias. Nesse caso, a geração tem a função de complementar o sistema elétrico ao qual está conectado, pois o usuário não usufrui diretamente da energia produzida pelo seu sistema. O que ocorre no caso é que o usuário paga a diferença da energia usada com a gerada, apresentada na forma de um abatimento na conta do usuário. A Figura 2.6 representa um sistema fotovoltaico conectado à rede.

Figura 2.6 – Representação básica de um sistema conectado à rede



Fonte: (ROAF et al., 2014).

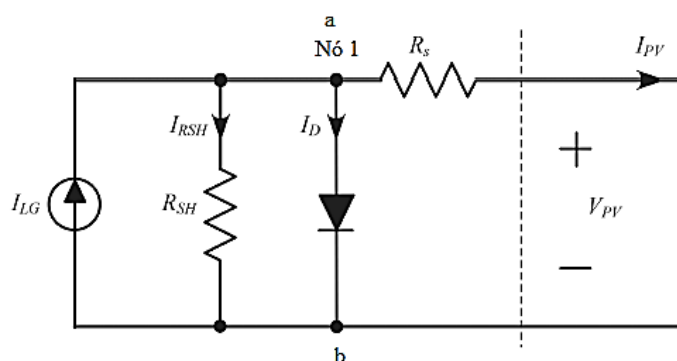
2.2 Modelagens do painel fotovoltaico

A modelagem do painel fotovoltaico (FV) é necessária para o estudo do seu funcionamento. A estimação das curvas não lineares Tensão-Corrente e Potência-Tensão fornecidas pelos fabricantes dos painéis são usadas para validação do sistema usado ao se comparar com as curvas obtidas experimentalmente. Através desses dados pode-se obter máxima potência fornecida pelo painel. Normalmente, os testes dos painéis pelos fabricantes são realizados com condições padrão de irradiância de 1000 W/m^2 e temperatura da célula de 25°C .

2.2.1 Modelagem de módulo fotovoltaico linearizado

O Painel fotovoltaico pode ser representado através de um modelo de circuito elétrico, conforme Figura 2.7.

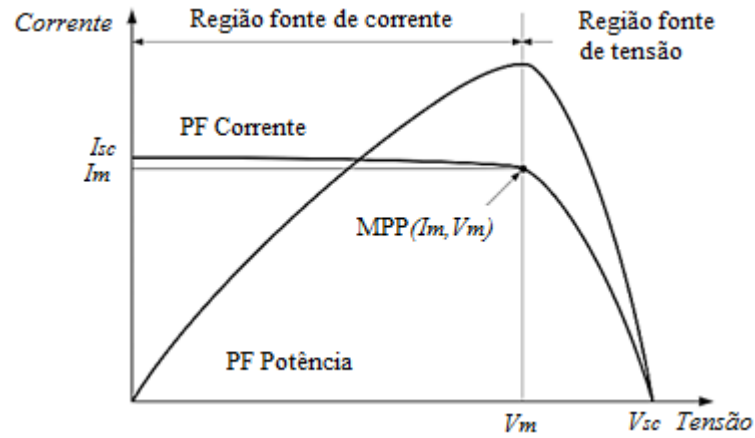
Figura 2.7 – Circuito equivalente do painel FV



Fonte: (KIM et al., 2016)

As características de tensão-corrente do painel FV são altamente não lineares conforme mostra a Figura 2.8 e precisa ser analisado para orientar o design de um sistema de controle para o acionamento das duas chaves do microinversor (KIM et al., 2016).

Figura 2.8 – Características tensão-corrente do painel FV



Adaptado: (KIM et al., 2016).

Assim, analisando o circuito do painel FV apresentado na Figura 2.7 e aplicando as leis de Kirchoff temos:

$$I_{PV} = I_{LG} - I_D - I_{RSH} \quad (2.3)$$

sendo I_{LG} a corrente gerada pela luz, I_D a corrente do diodo e I_{RSH} a corrente da resistência de derivação equivalente (KIM et al., 2016). Esses parâmetros são dados por:

$$I_{LG} = I_{SCR} \frac{G}{1000 \text{ W/m}^2} + J_0(T_c - T_{ref}) \quad (2.4)$$

$$I_D = I_0 \left[\exp \left\{ \frac{q(V_{PV} + N_s R_s I_{PV})}{nkT_c N_s} \right\} - 1 \right] \quad (2.5)$$

$$I_{RSH} = \frac{V_{PV} + N_s I_{PV} R_s}{R_{SH}} \quad (2.6)$$

Substituindo as equações (2.4), (2.5) e (2.6) em (2.3), a corrente do painel FV pode ser expressa por:

$$I_{PV} = I_{LG} - I_0 \left[\exp \left\{ \frac{q(V_{PV} + N_s R_s I_{PV})}{nkT_c N_s} \right\} - 1 \right] - \frac{V_{PV} + N_s I_{PV} R_s}{R_{SH}} \quad (2.7)$$

Sendo:

I_{SCR} : Corrente de curto-circuito no estado de referência;

G : Irradiância solar;

J_0 : Coeficiente de temperatura;

T_c : Temperatura da célula;

T_{ref} : Temperatura de referência;

I_0 : Corrente de saturação reversa do Painel;

q : Carga de elétrons, $1,6 \cdot 10^{-19}C$;

N_s : Número de células fotovoltaicas em série;

N : fator de qualidade do diodo;

k : Constante de Boltzmann, $1,38 \cdot 10^{-23}J/K$;

R_s e R_{SH} : Resistência série e paralela equivalente do Painel;

I_{PV} , V_{PV} : Corrente e tensão do painel FV.

Da equação (2.7) vemos que a corrente de I_{PV} é dependente da irradiância G e da temperatura da célula T_c , enquanto I_0 é dependente apenas da temperatura da célula T_c

O modelo do módulo fotovoltaico linearizado no ponto MPP é dado aplicando Taylor na equação (2.7). A derivada da P_{PV} em relação a V_{PV} conforme (KIM et al., 2016) é dada por:

$$\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}} = \left(\frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} \right) V_{PV} + I_{PV} \quad (2.8)$$

Sendo P_{PV} a potência do Painel. No MPP $\left(\frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} \right) V_{PV} = 0$, assim, a derivada dI_{PV} em relação a tensão V_{PV} é dada por:

$$\frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} = - \frac{I_m}{V_m} \quad (2.9)$$

Em que I_m é a corrente do Painel FV no MPP e V_m é a tensão fotovoltaica no MPP. Diferenciando I_{PV} em relação à V_{PV} , temos:

$$\begin{aligned} \frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} = & - \frac{qI_0}{nkT_cN_s} \left(1 + N_sR_s \frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} \right) \exp \left\{ \frac{q(V_{PV} + N_sR_sI_{PV})}{nkT_cN_s} \right\} \\ & - \frac{1}{R_{SH}} \left(1 + N_sR_s \frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} \right) \end{aligned} \quad (2.10)$$

Substituindo (2.9) por (2.10), obtemos (2.11). O modelo equivalente do painel FV no MPP é linear é dado como:

$$\frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} = f(I_m, V_m) = -\frac{qI_0}{nkT_c N_s} \left(1 + N_s R_s \frac{I_m}{V_m} \right) \exp \left\{ \frac{q(V_m + N_s R_s I_m)}{nkT_c N_s} \right\} - \frac{1}{R_{SH}} \left(1 + N_s R_s \frac{I_m}{V_m} \right) \quad (2.11)$$

Sendo V_{in} é a tensão equivalente do modelo linearizado e I_{in} é uma corrente equivalente do modelo linearizado.

$$V_{in} = \frac{I_{in}}{R_{in}} + \left(V_m - \frac{I_m}{R_{in}} \right) \quad (2.12)$$

2.3 Algoritmos de busca do ponto de máxima potência (MPPT)

O desempenho dos sistemas fotovoltaicos depende das condições climáticas especificamente da radiação solar e da temperatura da célula fotovoltaica, pois, é através destas condições que os sistemas fotovoltaicos podem gerar a sua máxima potência.

A literatura descreve vários métodos de implementação do algoritmo do máximo ponto de potência MPPT tanto em técnicas baseados em circuitos analíticos quanto no emprego de sistemas digitais, entre esses métodos estão: tensão constante, razão cíclica constante, perturba e observa (P&O), condutância incremental (CI), correlação de *ripple*, Fração *Isc*, oscilação do sistema, método baseado na temperatura, *Hill Climbing*, *Fuzzy* e Rede Neural.

Muitos estudos vem sendo feitos de modo a aprimorar os métodos de rastreamento de potência. Em (RAO et al, 2017), (JAYASHREE et al, 2017), (NEMSI et al, 2013) e (HARRAG et al, 2016) é feita a comparação da eficiência dos métodos (P&O) e IC na aplicação de conversores. Os estudos apresentados em (HUA e CHEN, 2017), (FURTADO et al., 2017), (PRASETYONO et al., 2017), (GHASEMI et al, 2018) e (AHMED e SALAM, 2018) propõem a modificação do método (P&O) e (CI) através do rastrear do ponto de potência máxima global (GMPP) das curvas. O ponto global é adotado, pois, quando os painéis são sujeitos a condições de sombreamento parcial, mostram múltiplos picos, tornando ineficazes os algoritmos clássicos de MPPT. A desvantagem deste método é que esses métodos são complexos. No estudo apresentado por (YANG et al., 2017) também se propõe uma modificação do método convencional (CI). No entanto, o estudo apresenta sua modificação adotando o usando fator de escala.

Muitos estudos vem aprimorando as técnicas de MPPT através da implementação de estratégias de controle híbrido. A literatura mostra o uso de controle inteligente artificial adaptados aos métodos clássicos, (ECHIEKH et al., 2016) e (MOHD ZAINURI et al., 2012) usam

controle híbrido baseado na lógica de controle fuzzy, em (KRISHNA et al., 2016) e (SHALINI et al., 2017) é adotado rede neural e em (BALAMURUGAN, 2016) é usado um algoritmo de otimização de inteligência PSO (Particle Swarm Optimization). Os algoritmos de controle inteligente apresentam resposta rápida e estável no entanto, em muitos trabalhos sobre estes algoritmos o ruído não é considerado e não funcionariam adequadamente com pouca irradiação resultando em altas oscilações (SHER et al., 2015) além de exigirem uma carga computacional maior e custos de implementação. A proposta apresentada em (RABI e KANIMOZHI, 2016) adota a base P&O, Condutância Incremental e Tensão de circuito aberto fracionada (FOCV) e a proposta de (SHER et al., 2017) apresenta uma solução híbrida a partir da combinação de fração corrente de curto-circuito (FSCC) e (P&O) reformulado.

Os métodos baseado em FOCV e FSCC, geralmente, são simples de implementar e têm alta velocidade de convergência. Mas, como as condições ambientais não são constantes, esses métodos precisam de isolamento periódico do módulo fotovoltaico para medir o ponto de operação. No entanto, durante a medição de tensão de circuito aberto ou corrente de curto-circuito do módulo, nenhuma energia é entregue ao sistema, o que resulta em perda de energia (SHER et al., 2017).

O método híbrido proposto por (MASSOD et al., 2014) utiliza os métodos (P&O) e IC, ele apresenta a seleção do método a ser usado conforme as condições de irradiação solar. Este deduz que o método de IC apresenta melhor rastreamento para altos valores de irradiação e o (P&O) para baixos valores. No entanto, o uso de um sensor que mede a irradiação representa um componente a mais e conseqüentemente aumenta o custo. Os métodos híbridos propostos por (YÜKSEK e METE, 2017) e (MA *et al.*, 2013.) utilizam um tamanho do passo variável, ajustando seus valores conforme a variação de energia do sistema.

Logo, todos os algoritmos de rastreamento são desenvolvidos com o objetivo de obter o menor tempo de rastreamento ou menor oscilações no estado estacionário de forma a aumentar a eficiência dos módulos fotovoltaicos. A escolha do método MPPT a ser usado depende do conhecimento do projetista e da consideração do custo de implementação (quantidade de sensores, componentes, cálculo computacional) e eficiência gerada (proximidade do MPPT) (RAMBO, 2015).

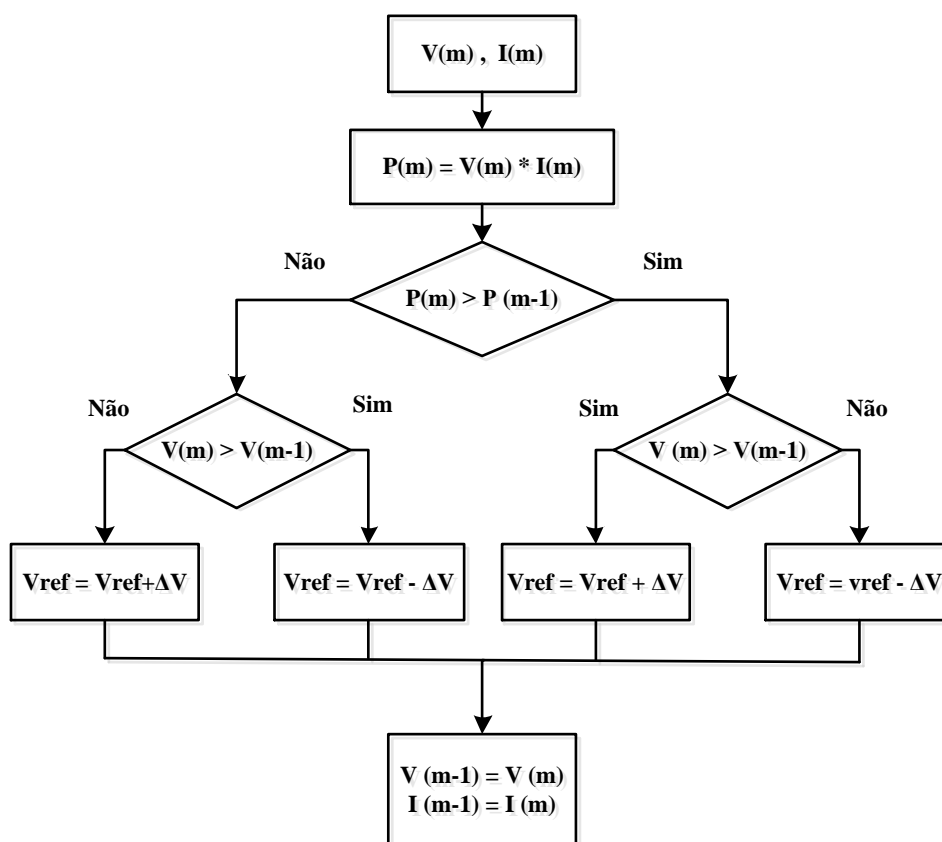
A seguir são apresentados os métodos mais comumente empregados.

2.3.1 Perturba e Observa

O método Perturba e Observa (P&O) é bastante usado nas aplicações de microinversores para painéis fotovoltaicos, pois é um método simples de implementar e de baixo custo.

Este método inicia-se a partir da medição da corrente e da tensão do painel FV a partir de sensores, em seguida, começa a identificar o ponto de operação do módulo periodicamente, perturbando o sistema de forma a comparar a potência calculada no ponto atual com a potência calculada no ponto anterior e então incrementa ou decrementa a tensão (ou corrente) de saída do painel fotovoltaico. Caso o valor da tensão mude e ocorra um aumento de potência a variação inicial ocorreu no sentido correto, tendo a próxima perturbação nesse mesmo sentido até que o ponto de máxima potência seja atingido. Caso a potência de saída diminua, no próximo ciclo a perturbação entende que o sentido da variação de tensão deve ser trocado, para que o ponto máximo de potência seja então atingido (SAMPAIO, 2013), (SOUSA, 2016). O fluxograma do algoritmo (P&O) pode ser observado na Figura 2.9.

Figura 2.9 – Fluxograma do algoritmo P&O



Um ponto negativo deste método é quando o módulo FV é submetido a mudanças rápidas de irradiação, o algoritmo pode levar o ponto de operação a uma direção oposta ao de MPPT, de forma que o método demore a convergir (RODRIGUES, 2015). Outro ponto a levar em consideração é que, devido à tensão do módulo FV ficar constantemente alterando, quando o painel FV opera no ponto de máxima potência (MPP) ocorrem oscilações na potência de saída em torno do seu valor máximo resultando em perdas de potência (SILVA et al., 2014)

Uma forma de obter uma melhor eficiência do algoritmo é reduzir a perturbação (dV). No entanto, o valor da perturbação não deve ser tão pequeno, pois o método pode responder de forma muito lenta e assim demorar para achar o MPP, da mesma forma, não se deve adotar um valor muito grande para a perturbação visto que podem ocorrer grandes variações em torno do MPP (RODRIGUES, 2015), (JUNIOR, 2011 apud LOBATO, 2015). Segundo (BONIFÁCIO, 2010) o valor da perturbação deve ser menor que 1% da tensão de saída do painel.

2.3.2 Condutância Incremental

O método de condutância incremental (CI) também é um método de fácil implementação e tem boa eficiência. Este método define que a derivada da curva $P \times V$ ou $P \times I$ do painel fotovoltaico é zero no máximo ponto de potência (MPPT), negativa quando a direita do máximo ponto de potência e positiva quando a esquerda do máximo ponto de potência. (MOÇAMBIQUE, 2012), (RAMBO, 2015), (BONIFÁCIO, 2010), (LOBATO, 2015), (SOUSA, 2016).

$$\frac{dP}{dV} = 0, \text{ no MPPT}$$

$$\frac{dP}{dV} > 0, \text{ a esquerda do PMP}$$

$$\frac{dP}{dV} < 0, \text{ à direita do PMP}$$

Sabe-se que:

$$\frac{d(VI)}{dV} = V \frac{dI}{dV} + I = 0 \quad (2.13)$$

Da equação pode-se fazer a comparação da condutância instantânea com a condutância incremental. Dessa forma temos:

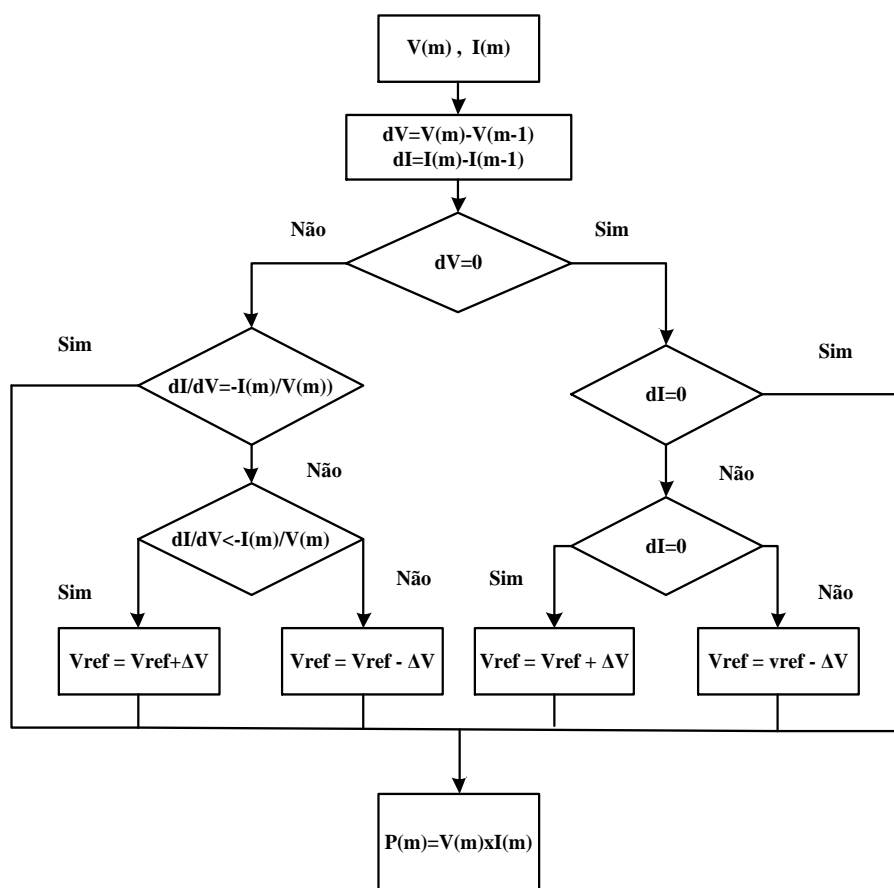
$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V}, \text{ no PMP}$$

$$\frac{dI}{dV} > -\frac{I}{V}, \text{ à esquerda do PMP}$$

$$\frac{dI}{dV} < -\frac{I}{V}, \text{ à direita do PMP}$$

Na Figura 2.10 é observado fluxograma básico do método da Condutância Incremental. Percebe-se que o algoritmo tenta manter o ponto de operação do painel quando o PMP é alcançado. Este por sua vez, só muda quando dI varia, assim, ele aumenta ou diminui a tensão de referência de modo a achar o novo PMP. (ESRAM e CHAPMAN, 2007 apud MOÇAMBIQUE, 2012).

Figura 2.10 – Fluxograma do algoritmo de CI



Fonte: JUNIOR, 2011 apud LOBATO, 2015

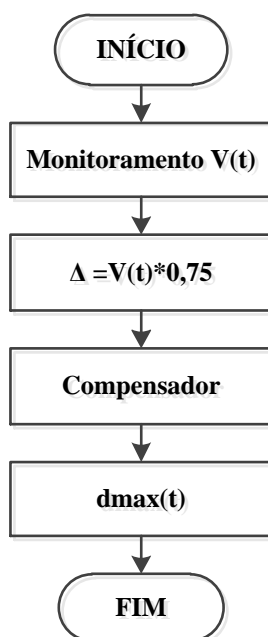
2.3.3 Tensão Constante

O método da tensão constante é considerado um algoritmo indireto, pois o ponto de máxima potência é calculado utilizando uma referência que pode ser obtida pela curva $I \times V$ ou fornecida pelo fabricante. A Figura 2.11 apresenta o fluxograma do método.

Empiricamente, a tensão no MPP corresponde de 70 a 80% da tensão de circuito aberto do painel dos valores fornecidos pelo fabricante. Para implementar este método a tensão de circuito aberto é medida e, então, a constante dada pela razão entre a tensão de máxima potência e a tensão de circuito aberto é utilizada continuamente até que se obtenha o PMP (KIRANMAYI, 2013 apud SOUSA, 2016). Por exemplo, escolhendo-se um valor arbitrário da razão entre a tensão de máxima potência e a tensão de circuito aberto de 75%, pode-se escrever:

$$V_{PMP} = 0,75 * V_{oc} \quad (2.14)$$

Figura 2.11 – Fluxograma do algoritmo tensão constante



Fonte: JUNIOR, 2011 apud SOUSA, 2016.

2.4 Microinversores

Microinversores são conversores de energia elétrica de baixa potência que interligam individualmente o painel fotovoltaico com a rede de baixa tensão.

Os microinversores apresentam diversas vantagens tais como monitoramento eletrônico individual o que permite detectar defeitos com rapidez e eliminar o problema de sombreamento

parcial; alta eficiência, pois podem rastrear o máximo ponto de potência (MPPT) do módulo; facilidade de instalação; tensão nominal normal com saída de 110/220 CA; podem ser instalados aos poucos e em locais diferentes e com diferentes orientações dando a possibilidade de expansão ao sistema o que torna esta tecnologia bastante interessante para aplicações em residências e pequenas instalações.

A desvantagem desse sistema é a localização dos microinversores, pois ficam juntos com os painéis o que dificulta o reparo em caso de falha e a sua eficiência de conversão que ainda é menor do que os inversores tradicionais. Outra desvantagem é o custo por unidade de potência dos microinversores em relação aos inversores centrais. No entanto, dada a produção em massa de módulos fotovoltaicos e o maior número de inversores necessários para cada sistema fotovoltaico, a taxa de redução do preço comercial dos microinversores é maior do que a dos inversores. Logo, para se assegurar no mercado um microinversor fotovoltaico deve apresentar confiabilidade, eficiência e baixo custo.

2.4.1 Topologias e Classificação

A classificação das topologias dos microinversores pode ser dada conforme o número de estágios de energia, o uso ou não de transformadores de potência, baseada na existência de um link CC (capacitores de desacoplamento) ou através dos tipos de interface com a rede. (KJAER et al., apud LUIZ, 2014).

2.4.1.1 Classificação quanto ao número de estágios de processamento de energia

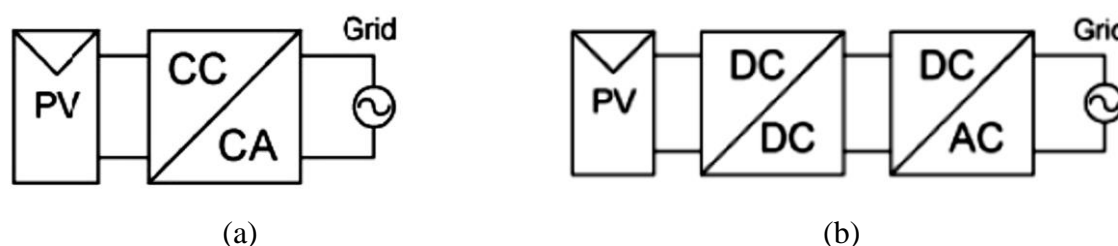
A classificação dos microinversores pela quantidade de estágios são dados normalmente por um ou dois estágios.

O conversor de estágio único ou conversão CC-CA é apresentado na Figura 2.12(a). Esta configuração é a mais simples que por sua vez pode aumentar o nível de tensão, com ou sem o uso de um transformador de alta tensão. Nesta conversão o inversor é responsável por fazer o controle do MPPT e gerar o sinal alternado (CA) que será fornecido à rede a partir da tensão CC fornecida pelo painel fotovoltaico (TEIXEIRA, 2014).

A Figura 2.12(b) apresenta a configuração básica de um inversor de estágio duplo. Nesta topologia é usado um ou mais conversores CC-CC para elevar a tensão do painel fotovoltaico e em seguida é usado um inversor para gerar o sinal CA. O inversor, neste caso, deve ser projetado para lidar com uma potência de pico duas vezes a potência nominal. (LUIZ, 2014), (TEI-

XEIRA, 2014). Nesta configuração o conversor CC-CC além de fornecer uma tensão mais estável ao inversor, também é responsável por efetuar o controle MPPT. A principal vantagem deste tipo de topologia é a sua flexibilidade para projetar o controle, dado que se têm mais variáveis possíveis de controlar (TEIXEIRA, 2014). No entanto, como possui mais componentes conseqüentemente pode haver mais perdas.

Figura 2.12 – Configuração de estágios de processamento de energia. (a) Inversor Monofásico de único estágio; (b) Inversor Monofásico de estágio duplo.



Fonte: (KJAER et al., 2005), (LUIZ, 2014)

2.4.1.2 Classificação quanto a localização do desacoplador de energia

Para fornecer uma corrente senoidal à rede, é necessário que um microinversor desenhe uma corrente descontínua de uma fonte CC. Isso significa que uma energia descontínua está sendo retirada dos painéis fotovoltaicos resultando em períodos em que uma potência inferior a de pico está sendo transferida o que acarreta em uma perda de energia. O armazenamento de energia, normalmente desacopla nos lados CA e CC do inversor para garantir um fluxo contínuo de energia dos painéis fotovoltaicos (SCHOLTEN et al., 2013).

O desacoplamento de energia normalmente é alcançado por meio de um capacitor eletrolítico. Esse componente além de caro é o principal fator limitante da vida útil do microinversor que é ciclicamente exposto a um ambiente de alta temperatura sob irradiação solar. Ao comparar a vida útil do painel PV (em torno de 25 anos), a vida útil do capacitor eletrolítico não é uma opção muito viável. Assim, o capacitor deve ser o menor possível para garantir um maior tempo de vida e de preferência substituído por capacitores de filme. (KJAER et al., 2005).

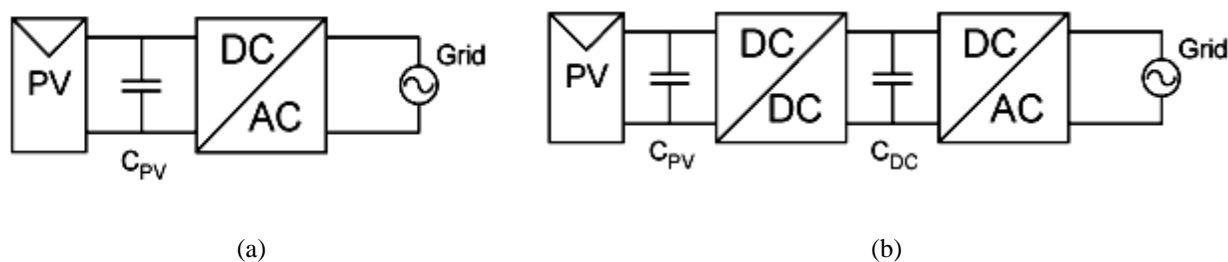
Segundo (SCHOLTEN et al., 2013 apud HAIBING, 2010) o capacitor de desacoplamento pode ser colocado em paralelo com os módulos fotovoltaicos, na ligação CC entre os estágios do inversor ou na saída do próprio estágio ligado à rede (CA desacoplado) conforme Figura 2.13.

O valor do capacitor de desacoplamento pode ser calculado por (SCHOLTEN et al., 2013), (XUE et al., 2004 apud ZENGIN et al., 2013), (NAYANASIRI et al., 2014):

$$C_{dc} = \frac{P}{2\pi V_{dc} f_{grd} \Delta V_{dc}} \quad (2.15)$$

Onde P é a potência do painel fotovoltaico, V_{dc} é a tensão CC em todo o capacitor, f_{grd} é a frequência da rede e o ΔV_{dc} é uma tensão de ondulação do barramento CC de pico a pico.

Figura 2.13 – Localização do capacitor de desacoplamento. (a) Na ligação CC entre os estágios do inversor; (b) Na saída do próprio estágio ligado à rede.

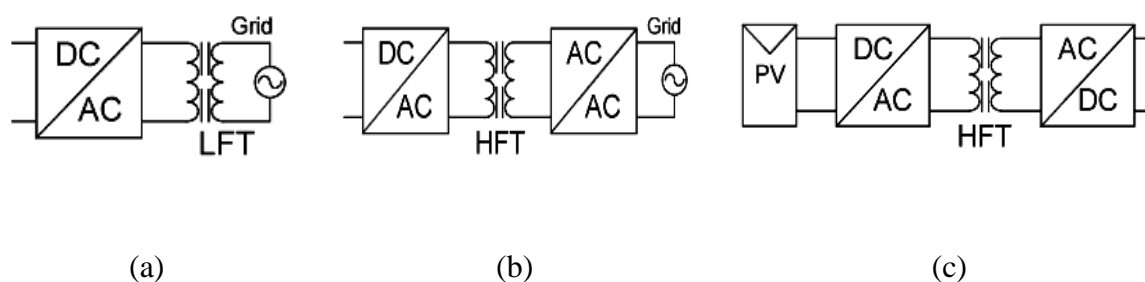


Fonte: (KJAER et al., 2005), (LUIZ, 2014)

2.4.1.3 Classificação quanto aos transformadores e tipos de interconexões

Os inversores podem ou não serem incorporados a transformadores, no caso de serem incorporados as formas mais comuns de sua utilização são com transformador embutido em um conversor CC-CC de alta frequência ou inversor CC-CA e com transformador de frequência de linha conectado diretamente a rede. Na Figura 2.14 é apresentada algumas formas de utilização de transformadores nos microinversores.

Figura 2.14 – Exemplo do uso de transformador em inversor: (a) Transformador de frequência de linha. (b) Transformador de alta frequência. (c) Transformador HF para *link* CC.



Fonte: (KJAER et al., 2005), (LUIZ, 2014)

O ideal é que os transformadores possuam a mesma frequência da rede pois os transformadores de baixa frequência são pesados, possuem grandes dimensões, geralmente são caros e de baixa eficiência (LUIZ, 2014 apud RAMPINELLI, 2010). Assim, os transformadores mais

comuns em aplicações de microinversores são os transformadores que operam em alta frequência e fabricados em ferrite, pois apresentam pouco volume e peso e alta eficiência.

As configurações de microinversores sem o uso de transformadores são empregadas quando os sistemas fotovoltaicos usado possui uma tensão de saída máxima inferior a 50 V. No entanto, é difícil conseguir uma amplificação de tensão com alta eficiência sem a utilização de transformador, quando a tensão de saídas do sistema FV encontra-se no intervalo de 23 a 45 V. (KJAER et al., 2005).

2.4.1.4 Classificação quanto os tipos de interface com a rede.

Há muitas topologias de inversores conectados à rede. A Figura 2.15 apresenta algumas topologias de inversores operando no modo fonte de corrente. Estas topologias foram adotadas, pois o objetivo é a injeção de corrente senoidal na rede elétrica. (KJAER et al., 2005).

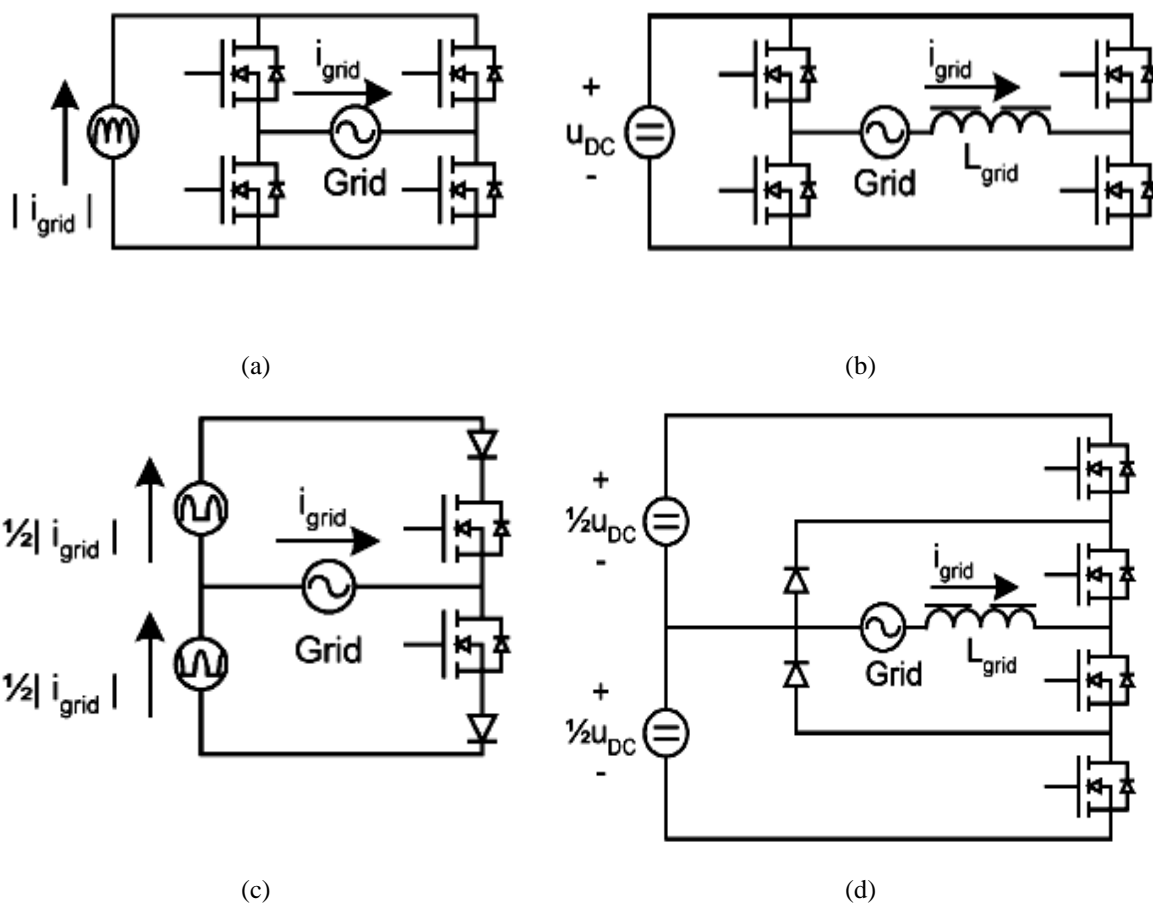
As topologias da Figura 2.15 (a) e (c) apresentam inversores de fonte de corrente com comutação de frequência de linha (CSIs), nestas topologias a corrente já se encontra modulada e controlada para seguir uma forma de onda senoidal retificada, sendo que o circuito agora tem apenas a tarefa de recriar a onda senoidal e injetá-la na rede.

A topologia da Figura 2.15 (b) é uma topologia de meia ponte de três níveis, que pode produzir uma corrente senoidal a rede aplicando a ligação CC positiva / negativa ou tensão zero à rede mais indutor de rede. A tensão em torno do indutor de rede é modulada em largura de pulso e o controle de corrente por histerese pode ser aplicado.

Uma estrutura semelhante a esta é a estrutura de meia ponte de dois níveis, que só pode criar duas tensões distintas na tensão de dois polos e na frequência de comutação dupla para alcançar o mesmo desempenho que a ponte completa.

A topologia apresentada na Figura 2.15 (d), é uma topologia de ponte completa de três níveis, esta topologia também pode criar níveis de tensões distintas através do indutor de rede. Isto é benéfico uma vez que a frequência de comutação de cada transistor pode ser reduzida e assim assegurar uma boa qualidade da energia. (KJAER et al., 2005).

Figura 2.15 – Topologias de inversores conectados à rede.



Fonte: (KJAER et al., 2005)

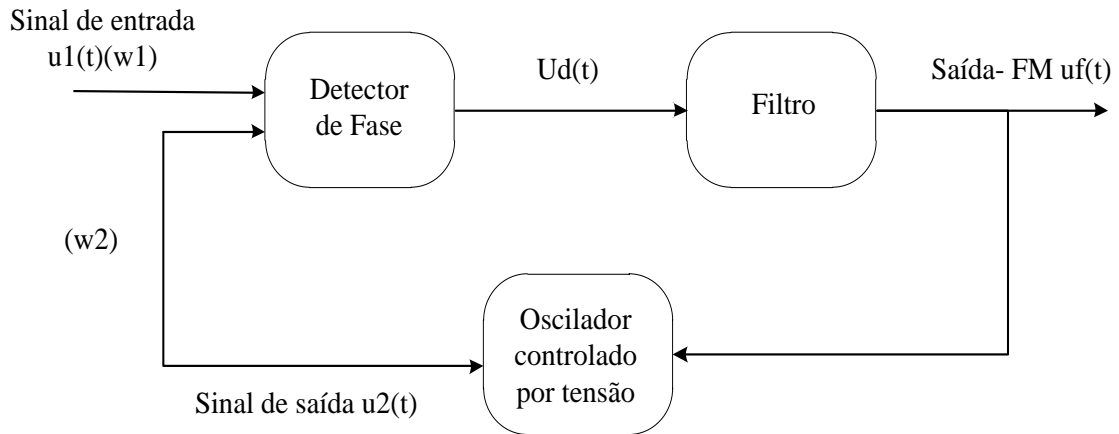
2.5 Sincronismos com a rede

Para estabelecer o sincronismo do microinversor proposto com a rede é necessário a utilização de um circuito PLL (*Phase Locked Loop*). Um PLL é um circuito que faz com que um determinado sistema acompanhe outro. Mais precisamente, um PLL é um circuito que sincroniza um sinal de saída (gerado por um oscilador) com uma referência ou sinal de entrada em frequência e em fase, ou seja, o erro de fase entre os sinais é zero, ou permanece constante. Se um erro de fase ocorrer, um mecanismo de controle atua no oscilador de forma a que o erro de fase seja novamente reduzido ao mínimo. A Figura 2.16 abaixo apresenta o diagrama de bloco esquemático de um PLL.

O PLL é a tecnologia mais importante para a geração de sinais de frequência, micro-ondas e televisão, ajuda a manter partes do nosso mundo ordenadas, por exemplo, se ligarmos um televisor, um PLL mantém as cabeças na parte superior da tela e os pés na parte inferior ou

com relação as cores da televisão, outro PLL garante que o verde permaneça verde e o vermelho permaneça vermelho.

Figura 2.16 – Diagrama de blocos de um PLL



Fonte: Elaborada pela autora

Da Figura 2.16 temos:

1. Detector de fase (DF). O DF compara um sinal periódico (sinal de referência, normalmente uma onda senoidal ou quadrada) com sinal de saída do oscilador controlado por tensão. A tensão de saída do DF é proporcional à diferença de fase entre os dois sinais.
2. Filtro de loop. Este é um filtro passa baixa que suaviza o sinal de saída DF e aplica-o à entrada do oscilador controlado por tensão.
3. Oscilador controlado por tensão (OCT). A frequência de saída deste dispositivo é uma função de aumento monotônico da tensão de entrada. Como primeira aproximação, assumiremos que a frequência de saída é diretamente proporcional à tensão de sintonia.
4. Os sinais de interesse dentro do circuito PLL são definidos como:
 - O sinal de referência (ou entrada) $u_1(t)$;
 - A frequência angular w_1 do sinal de referência;
 - O sinal de saída $u_2(t)$ do OCT;
 - A frequência angular w_2 do sinal de saída;
 - O sinal de saída $U_d(t)$ do detector de fase;
 - O sinal de saída $u_f(t)$ do filtro de loop;
 - O erro de fase θ_e , definido como a diferença de fase entre os sinais $u_1(t)$ e $u_2(t)$.

3 METODOLOGIA

O MPPT é um dos pontos mais significativos para o registro de eficiência dos módulos, o que vem levando a expandir os estudos na busca de aprimorar os métodos de rastreamento de potência. Neste trabalho é proposto uma combinação adaptativa do método Perturba e Observa P&O e Condutância Incremental CI juntamente a um algoritmo MPPT de tamanho de passo variável baseado em fator de escala de modo a formar um único algoritmo para MPPT a ser aplicado a um módulo fotovoltaico de um micro inversor Flyback de estágio único conectado à rede.

A maioria das topologias de microinversores apresentadas na literatura usam os algoritmos Perturba e Observa-(P&O) e Condutância Incremental-CI para o rastreamento do ponto de máxima potência MPPT dos painéis fotovoltaicos, por serem métodos de simples implementação e por registrarem bom desempenho, os quais podem ser evidenciados em (CHEN et al, 2016), (YANG et al., 2012), (LAI, 2014), (KIM et al.,2016), (LEE et al., 2014), (HERNANDEZ-VIDAL et al., 2017), (MOHAMMADI et al., 2015). No entanto, o método (P&O) apresenta baixa precisão pois a operação do MPPT oscila em torno do ponto de máxima potência. Já o método IC não apresenta oscilações, mas, não é usado para evitar sobre tensões nas condições do MPPT.

A utilização de um algoritmo híbrido baseado em P&O e IC foi proposto devido a simplicidade dos métodos e de forma a não usar sensores de temperatura e irradiação o que acarretaria aumento de custo e complexidade da implementação do MPPT. O algoritmo de MPPT híbrido proposto busca minimizar as oscilações no estado estacionário, lidar com o sombreamento parcial de forma que seja alcançado o MPP mais rápido, aumentando assim a eficiência da conversão de energia.

3.1 Método MPPT proposto

O método híbrido proposto é baseado no passo de cálculo proposto por (YANG et al., 2017) e na modificação dos métodos convencionas (P&O) e (CI).

A Figura 3.1 apresenta o diagrama de fluxo do método proposto. Neste, há uma análise da inclinação dP/dU que irá determinar a seleção do fator de escala (N) envolvido no cálculo do passo. Assim, se o valor atual de dP/dU for maior que o valor anterior dP/dU , o sistema assume que a potência operacional está longe do MPP, portanto, será usado um valor maior de N para obter o MPP mais rápido. Caso contrário, se a inclinação de dP/dU atual for menor do que a inclinação de dP/dU anterior, o sistema assume que a potência operacional já está próxima

do MPP, aplicando um valor de N menor. Em seguida, é feita, a análise da comparação da variação de dI com zero, se a resposta for negativa o sistema segue conforme o método de IC. Caso contrário, se a variação de dI for diferente de zero o sistema passa a seguir o método (P&O) em vez da análise da variação de corrente aplicada no método de IC convencional. Na saída do sistema o algoritmo irá decrementar ou incrementar automaticamente o valor da tensão de referência usada.

Os algoritmos de MPPT convencionais usam o valor fixo para o passo de cálculo N, no método proposto é aplicado o uso de valor múltiplo de N passos. O valor do passo N normalmente é dado de forma escalonada a um ponto que é necessário uma série de tentativas e erros. O tamanho do passo transforma-se mais rápido quando o valor N é maior, de modo que a velocidade do rastreamento do ponto máximo de potência também é mais rápida, mas isso levará a uma oscilação violenta perto do ponto máximo de energia. A velocidade do passo de transformação é mais lenta quando o valor de N é pequeno e a oscilação próxima do ponto de potência máxima será reduzida, mas o tempo máximo de rastreamento do ponto de energia será maior. (YANG et al.,2017).

Para o sistema foi escolhido o fator N variável 0,05 e 0,01. O valor do passo é determinado pela equação (3.1) e o valor da variação do passo aplicado à tensão de referência é dado em (3.2).

$$Step = N * \frac{dP}{dV} \quad (3.1)$$

$$Vref = Vref \pm Step \quad (3.2)$$

Sendo,

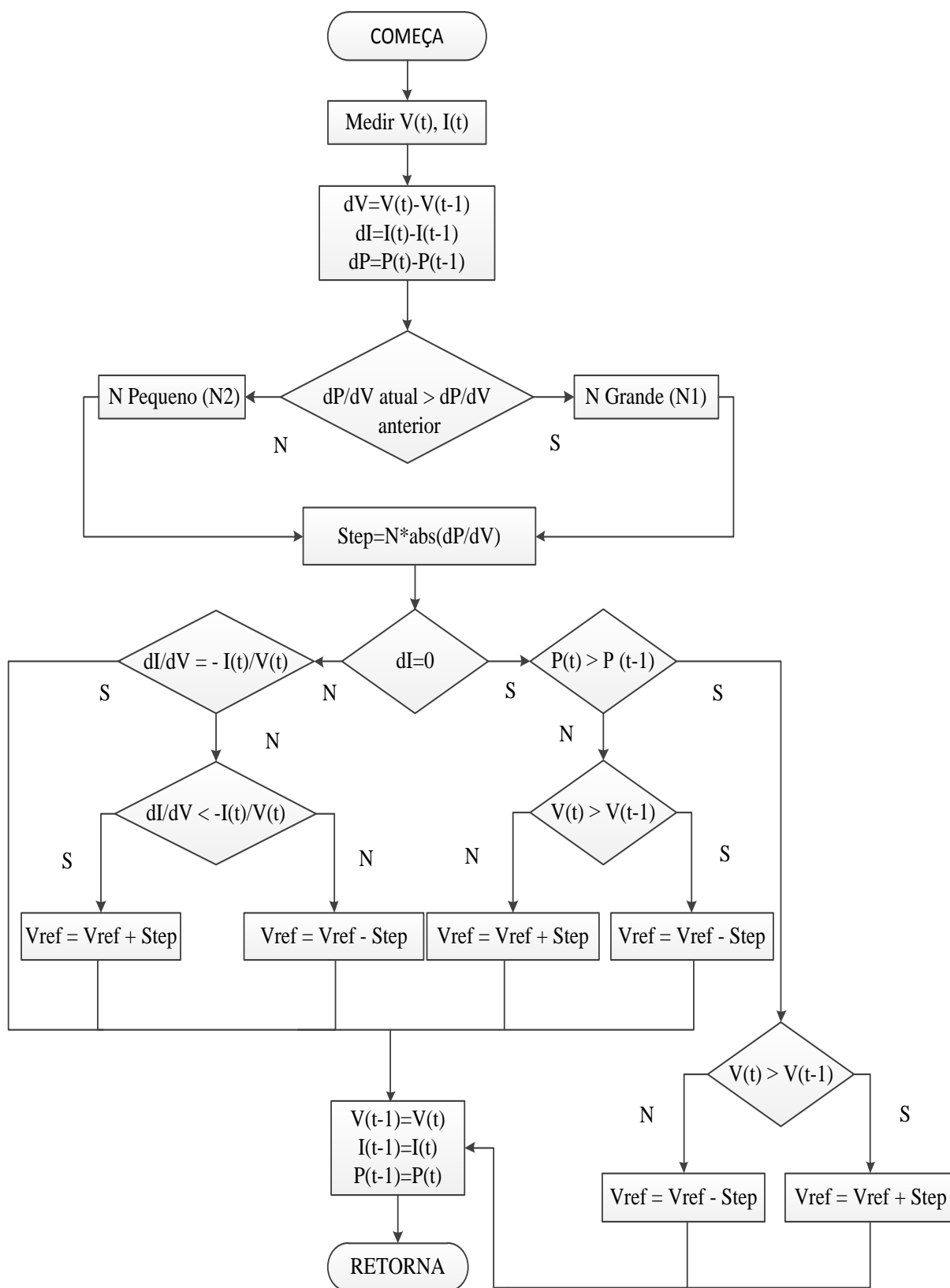
Vref é a tensão de referência;

N é um fator de escala;

dP é variação de potência;

dV é variação de tensão.

Figura 3.1 – Diagrama do algoritmo do MPPT proposto



Fonte: Elaborada pela autora

3.2 Seleções da topologia do microinversor

O principal critério que determina a escolha de um microinversor é o custo que o novo produto pode competir com os existentes. No caso da eletrônica de potência, minimizar os custos equivale a minimizar o número de interruptores de energia e reduzir o número de materiais magnéticos. Particularmente, para os materiais magnéticos, reduzir o número deles causa uma redução múltipla no custo de fabricação do inversor, tendo em mente que sua construção geralmente não é automatizada.

A redução do número de itens aumenta a confiabilidade do dispositivo final, cuja vida útil, deve ser comparável à dos módulos fotovoltaicos com os quais serão instalados. Estudar a bibliografia dos conversores de energia disponíveis, com base nos requisitos, para a aplicação específica discutida acima, distingue o inversor do tipo flyback pelo pequeno número de elementos, bem como a existência de um transformador de alta frequência que oferece isolamento elétrico entre o painel fotovoltaico e a rede elétrica, eliminando as correntes de vazamento e fornecendo segurança adicional ao instalador. Além disso, para esta topologia, é necessário um pequeno volume, enquanto a elevação de alta tensão e a maior confiabilidade são possíveis. A topologia proposta também foi selecionada para funcionar de forma a aumentar o desempenho do inversor, melhorando o controle e pulso do inversor.

O Microinversor Flyback (MIF) é caracterizado pelo pequeno número de elementos necessários e a simplicidade de sua construção. Levando em consideração ao custo a topologia do microinversor convencional (com um interruptor) é ainda mais simples e conseqüentemente mais barata de se construir, no entanto, essa topologia apresenta como desvantagem as altas tensões e correntes que o interruptor deve suportar. Sendo necessário então, a utilização de um interruptor mais potente, o que requer o uso de um interruptor com maior R_{DS} de resistência, resultando em maiores perdas de condução. Uma forma de evitar tais perdas é o uso no conversor flyback com dois interruptores. Assim, um interruptor adicional e dois diodos de aperto formam uma maneira simples e efetiva de limitar os transientes de tensão do interruptor. Os diodos de aperto prendem as tensões em ambos os interruptores ao desligar e também retornam a energia de indutância de vazamento para a fonte de entrada. A tensão máxima neste conversor é limitada apenas à tensão CC de entrada, reduzindo as perdas de comutação e de condução (MOHAMED, 2016).

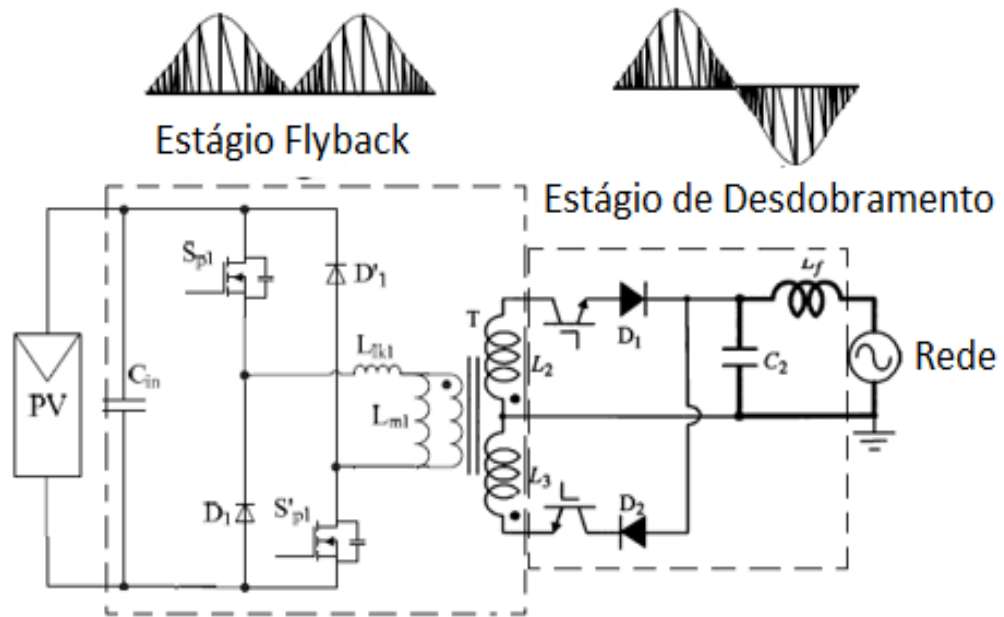
3.2.1 Apresentação da topologia adotada

A estrutura adotada é um microinversor baseado na topologia Flyback estudada por (MOHAMMADI e ZARCHI, 2016) e (KIM et al., 2016). No entanto, ambos utilizam um inversor em ponte completa. As referências (MOHAMMADI e ZARCHI, 2016) e (MOHAMMADI et al., 2015) usam mais de um transformador de alta frequência em série para elevar a tensão de saída. Com o intuito de reduzir o tamanho do microinversor de forma a reduzir seu custo sugeriu-se então o uso desta topologia adaptada a um inversor meia ponte. Como atualmente os módulos fotovoltaicos estão sendo construídos de forma a obter uma maior potência, a estrutura também visa a aplicação de um microinversor com uma maior potência de saída.

O Microinversor Flyback a dois transistores é apresentado na Figura 3.2. Onde temos como elemento central um transformador de alta frequência localizado entre a entrada e a saída do circuito. Os interruptores semicondutores S_{p1} e S_{p2} são os interruptores principais que executam a função PWM e opera em alta frequência (dezenas ou centenas de kHz). O uso dessas duas chaves no sistema evita que sofram de *stress* de alta tensão devido ao fenômeno de toque causado pela indutância de vazamento (L_{lk}) do transformador e da capacitância do transistor além de auxiliar na redução dos problemas causados por rádio interferência.

O transformador oferece isolamento elétrico entre o painel fotovoltaico e a rede de energia. Consiste em um enrolamento primário e dois secundários idênticos, cada um dos quais opera no meio período correspondente da rede, através dos interruptores semicondutores S_{s1} e S_{s2} , que operam na frequência da rede. Os díodos D_{s1} e D_{s2} são o diodo secundário de carboneto de silício fornecem a função flyback e são usados de forma a evitar a perda de recuperação reversa do diodo. Por fim, para proporcionar uma corrente senoidal, um filtro passa baixa é constituído por um indutor, L_f e um capacitor C_f corta faixa de alta frequência da corrente de saída, devido à operação de comutação do inversor.

Figura 3.2 – Topologia microinversor flyback.



Fonte: Elaborada pela autora

3.2.2 Análise operacional da estrutura adotada

O desempenho estável do MIF é composto por quatro modos operacionais em um período de comutação. O princípio da operação de cada estágio é explicado de acordo com os circuitos equivalentes mostrado nas Figuras 3.3; 3.4; 3.5 e 3.6.

Etapa 1 ($t_0 < t < t_1$): Esta etapa pode ser observada na Figura 3.3. No início desta etapa as chaves S_1 e S_2 estão ligadas e a tensão do painel fotovoltaico é aplicada ao enrolamento primário fornecendo energia para o capacitor C_1 e a corrente que passa pelas indutâncias de magnetização L_m do enrolamento primário do transformador aumenta linearmente. O diodo D_3 se encontra reversamente polarizado impedindo a circulação de corrente pela chave S_3 e a energia armazenada em C_f e L_f é fornecida a rede. No final deste estágio, as chaves S_1 e S_2 são desligadas.

A corrente de i_{Lm1} indutância magnetizante do enrolamento primário do transformador podem ser declaradas como:

$$i_{Lm1} = \frac{V_{pv}}{L_{m1}} (t - t_0) + i_{Lm1}(t_0) \quad (3.3)$$

Considerando $i_{Lm1}(t_0) = 0$.

A equação da corrente de pico de L_{m1} pode ser escrita da seguinte maneira:

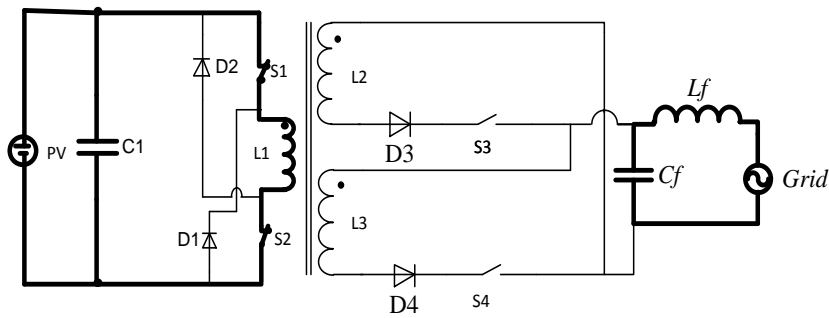
$$i_{Lm1}(t_1) = \frac{V_{pv}dT_s}{L_{m1}} \quad (3.4)$$

Na equação (3.4), d e T_s são o ciclo de trabalho e o tempo dos interruptores principais S_1 e S_2 em um ciclo de comutação particular, respectivamente. A corrente de pico da indutância magnetizante possui uma forma de onda senoidal. Então nós temos:

$$d(t) = d_{max}\sin(\omega t) \quad (3.5)$$

Onde: d_{max} refere-se ao ciclo de trabalho máximo.

Figura 3.3 – Circuitos equivalentes da estrutura proposta em operação estacionária etapa 1



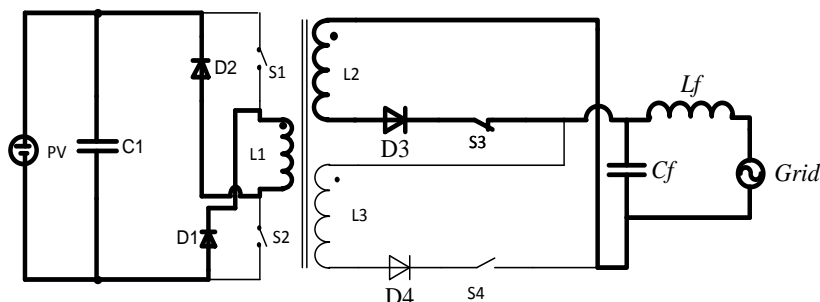
Fonte: Elaborada pela autora

Etapa 2 ($t_1 < t \leq t_2$): Nesta etapa, representada pela Figura 3.4, A energia armazenada em L_{m1} durante a etapa anterior carrega a capacitância de entrada C_1 através dos diodos D_1 e D_2 e transfere energia ao secundário do transformador por meio do diodo D_3 que se encontra diretamente polarizado e entra em condução de corrente por meio da chave S_3 armazenando energia em C_f e L_f e transferindo energia a rede. Nesta etapa a tensão de saída refletida $-nV_g$ ($0 \leq V_g \leq 220\sqrt{2}$) é aplicada ao enrolamento primário e a tensão entre os comutadores S_1 e S_2 é limitada a V_{pv} . Então temos:

$$i_{Lm1} = -\frac{V_{pv}}{L_{m1}}(t - t_1) - i_{Lm1}(t_1) \quad (3.6)$$

$i_{Lm1}(t_1)$ refere-se à corrente inicial da indutância de magnetização em $t = t_1$. No final da etapa os díodos D_1 e D_2 são desligados.

Figura 3.4 – Circuitos equivalentes da estrutura proposta em operação estacionária etapa 2



Fonte: Elaborada pela autora

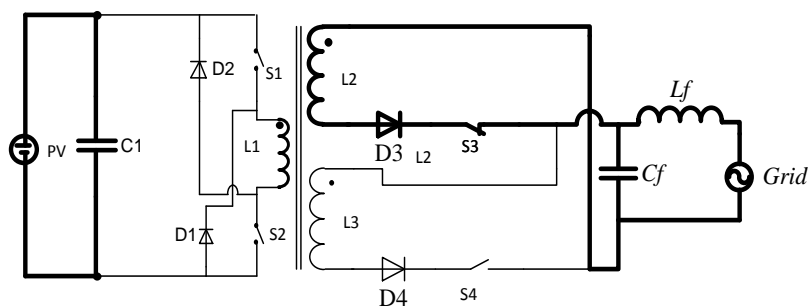
Etapa 3 ($t_2 < t \leq t_3$): Nesta etapa, as chaves S_1 e S_2 se encontram abertas, o capacitor C_1 está sendo carregado pelo painel fotovoltaico e toda a energia armazenada em L_{m1} é transferida para o lado secundário por meio da chaves S_3 e diodo D_3 . Um circuito equivalente para este estágio é representado na Figura 3.5. A tensão de $-nV_g$ é colocada através da indutância magnetizadora. Assim, a corrente que passa pela indutância magnetizadora é igual a:

$$i_{Lm1} = -\frac{nV_g}{L_{m1}}(t - t_1) + i_{Lm1}(t_2) \quad (3.7)$$

$i_{Lm1}(t_2)$ refere-se à corrente inicial de L_{m1} no tempo t_2 . Se considerarmos que os comutadores S_1 , S_2 são idênticos, as tensões entre eles podem ser representadas da seguinte maneira:

$$V_{S1} = V_{S2} = \frac{V_{pv} + nV_g}{2} \quad (3.8)$$

Figura 3.5 – Circuitos equivalentes da estrutura proposta em operação estacionária etapa 3

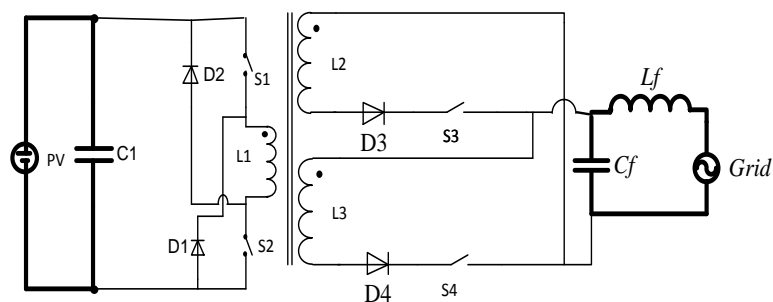


Fonte: Elaborada pela autora

Etapa 4 ($t_3 < t \leq t_4$): nesta etapa, representada pela Figura 3.6, as chaves S_1 e S_2 se encontram desligadas e os diodos D_1 , D_2 , D_3 não estão conduzindo e a energia armazenada em C_f e L_f é transferida para a rede. A tensão sobre S_1 e S_2 é representada da seguinte maneira:

$$V_{S1} = V_{S2} = \frac{V_{pv}}{2} \quad (3.9)$$

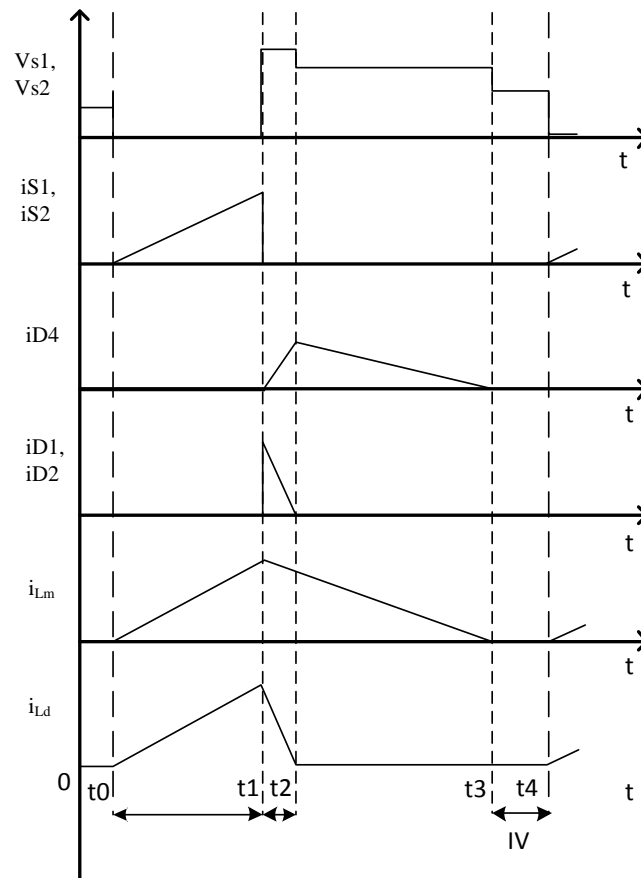
Figura 3.6 – Circuitos equivalentes da estrutura proposta em operação estacionária etapa 4



Fonte: Elaborada pela autora

Na Figura 3.7 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente do microinversor em estudo.

Figura 3.7 – Formas de ondas da estrutura adotada



Fonte: Elaborada pela autora

3.2.3 Designer dos parâmetros do conversor flyback

Para altas potências o inversor flyback no modo de condução descontínuo (MCD) sofre com o alto estresse de corrente, o que causa altas perdas de potência e limita o aumento da capacidade de potência, no entanto, para baixos valores de potência a operação MCD apresenta bom desempenho, além de tornar o controle mais simples.

Conforme (MOHAMMADI et al., 2015) para impedir a condução de D_1 , D_2 e transferir a energia armazenada em L_m à fonte quando os interruptores S_{P1} e S_{P2} estão desligados, nós devemos considerar a seguinte limitação na seleção da relação de transformação:

$$nV_m < V_{PV} \quad (3.10)$$

Em que V_m é a tensão de saída máxima. Um valor usual para a tensão refletida nV_m é dois terços do V_{PV} . Também, a seguinte equação deve ser considerada em acordo com esta limitação:

$$d_{max} < 0.5 \quad (3.11)$$

Assim, o ciclo máximo de trabalho d_{max} é pode ser determinado da seguinte forma:

$$d_{max} \leq \left(1 + \frac{V_{PV}}{nV_m}\right)^{-1} \quad (3.12)$$

O valor médio da corrente primária é descrito como segue:

$$I_{P,med} = \frac{V_{PV} T_s d_{max}^2}{4L_m} \quad (3.13)$$

A potência de entrada do inversor flyback é:

$$P_{Pv} = 2V_{cc} I_{P,med} = \frac{V_{PV}^2 T_s d_{max}^2}{2L_m} \quad (3.14)$$

A indutância de magnetização do transformador máxima é igual a:

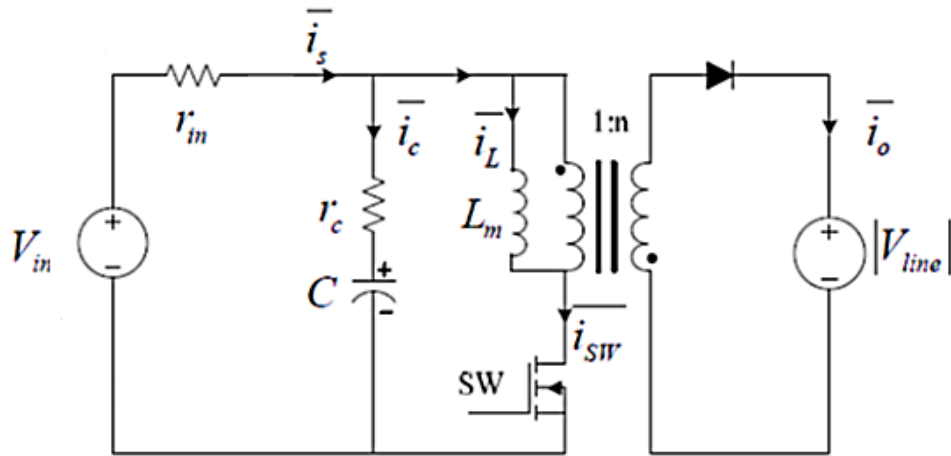
$$L_{m,max} = \frac{V_{PV}^2 T_s d_{max}^2}{2P_{Pv}} \quad (3.15)$$

Ao definir o valor de L_m , existe um *trade-off* entre a eficiência e o tamanho do transformador. Um L_m mais alto fornece o menor estresse de corrente, mas um tamanho maior de transformador.

3.2.4 Modelagem do microinversor flyback

No microinversor flyback, o controlador de corrente deve garantir o rastreamento de referência e o desempenho de rejeição de perturbação. A Figura 3.8 apresenta o circuito equivalente do microinversor flyback conectado à rede.

Figura 3.8 – Circuito equivalente do microinversor flyback conectado à rede com modelo de módulo fotovoltaico linearizado.



Fonte: (THANG, 2012)

O conversor flyback é um conversor isolado com um sistema altamente não-linear, logo, para simplificar sua análise assume-se que a tensão da rede é uma meia-onda com o valor quadrático médio igual da rede (LIN YONGJUN et al., 2017). As funções de transferência para pequeno sinal do microinversor fotovoltaico são derivadas pelo método das variáveis médias (THANG, 2012), (THANG, 2014). Analisando o circuito apresentado na Figura 3.8 temos:

$$\bar{v}_L = \overline{dv_{pv}} - \frac{d|V_{grid}|}{n} \quad (3.16)$$

$$\bar{t}_{pv} = \bar{t}_c + \bar{t}_{sw} \quad (3.17)$$

$$\bar{t}_{sw} = \bar{d}'\bar{t}_{Lm} \quad (3.18)$$

$$\bar{t}_0 = \frac{\bar{d}'\bar{t}_{Lm}}{n} \quad (3.19)$$

$$\bar{v}_{pv} = \bar{v}_c + \bar{v}_{rc} \quad (3.20)$$

Usando as variáveis de pequeno sinal para (3.16) a (3.20), podemos obter as equações para análise de pequeno sinal, (THANG, 2014):

$$L_m \frac{d\hat{i}_{Lm}(t)}{dt} = D\hat{v}_{pv}(t) + \hat{d}(t) \left(v_{pv} + \frac{|V_{grid}|}{n} \right) \quad (3.21)$$

Aplicando Laplace temos:

$$sL_m \hat{i}_{Lm} = D \hat{v}_{pv} + \hat{d} \left(V_{pv} + \frac{|V_{grid}|}{n} \right) \quad (3.22)$$

Da equação (3.20) e (3.17) temos:

$$\hat{v}_{pv} = \hat{v}_c + (1 + C_{in} r_c s) \quad (3.23)$$

$$\hat{i}_{pv} = \hat{i}_c + D \hat{i}_{Lm} + \hat{d} I_{Lm} \quad (3.24)$$

Reescrevendo (3.24) temos:

$$-\frac{\hat{v}_{pv}}{r_{in}} = s C_{in} \hat{v}_c + D \hat{i}_{Lm} + \hat{d} I_{Lm} \quad (3.25)$$

De (3.22) e (3.25) temos:

$$\hat{v}_{pv} = -\frac{D \hat{i}_{Lm} + \hat{d} I_{Lm}}{\frac{1}{r_{in}} + \frac{C_{in} s}{1 + r_c C_{in} s}} \quad (3.26)$$

De (3.22) e (3.26) temos a função de transferência da corrente de magnetização pelo ciclo de trabalho:

$$G_{iL-d}(s) = \frac{\hat{i}_{Lm}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\left[\frac{(r_c + r_{in}) C_{in} |V_{line}|}{nD} - D r_{in} r_c C_{in} I_{Lm} \right] s + \left[\frac{|V_{line}|}{nD} - D I_{Lm} r_{in} \right]}{s^2 (r_c + r_{in}) L_m C_{in} + s (L_m + D^2 r_{in} r_c C_{in}) + D^2 r_{in}} \quad (3.27)$$

De (3.18) temos:

$$\hat{i}_{sw} = D \hat{i}_{Lm} + \hat{d} I_{Lm} \quad (3.28)$$

$$\frac{\hat{i}_{sw}}{\hat{d}} = D \left(\frac{\hat{i}_{Lm}}{\hat{d}} \right) + I_{Lm} \quad (3.29)$$

Assim, temos:

$$G_{isw-d}(s) = \frac{\hat{i}_{sw}(s)}{\hat{d}(s)} = I_{Lm} + D G_{iL-d}(s) \quad (3.30)$$

Da equação (3.26) temos:

$$\frac{\hat{v}_{pv}}{\hat{d}} = - \frac{D\left(\frac{\hat{I}_{Lm}}{\hat{d}}\right) + I_{Lm}}{\frac{1}{r_{in}} + \frac{C_{in}s}{1+r_c C_{in}s}} \quad (3.31)$$

Substituindo a equação (3.27) temos a função de transferência da tensão no painel pelo ciclo de trabalho:

$$\begin{aligned} G_{v_{pv-d}}(s) &= \frac{\hat{v}_{pv}(s)}{\hat{d}(s)} \quad (3.32) \\ &= - \frac{s^2(r_{in}r_c L_m C_{in} I_{Lm}) + \left(\frac{r_{in}r_c C_{in}|V_{line}|}{n} + r_{in}L_m I_{Lm}\right)s + \frac{|V_{line}|}{nr_{in}}}{s^2(r_c + r_{in})L_m C_{in} + s(L_m + D^2 r_{in}r_c C_{in}) + D^2 r_{in}} \end{aligned}$$

Das equações (3.20) e (3.32) temos a função de transferência da tensão no painel pela corrente primária:

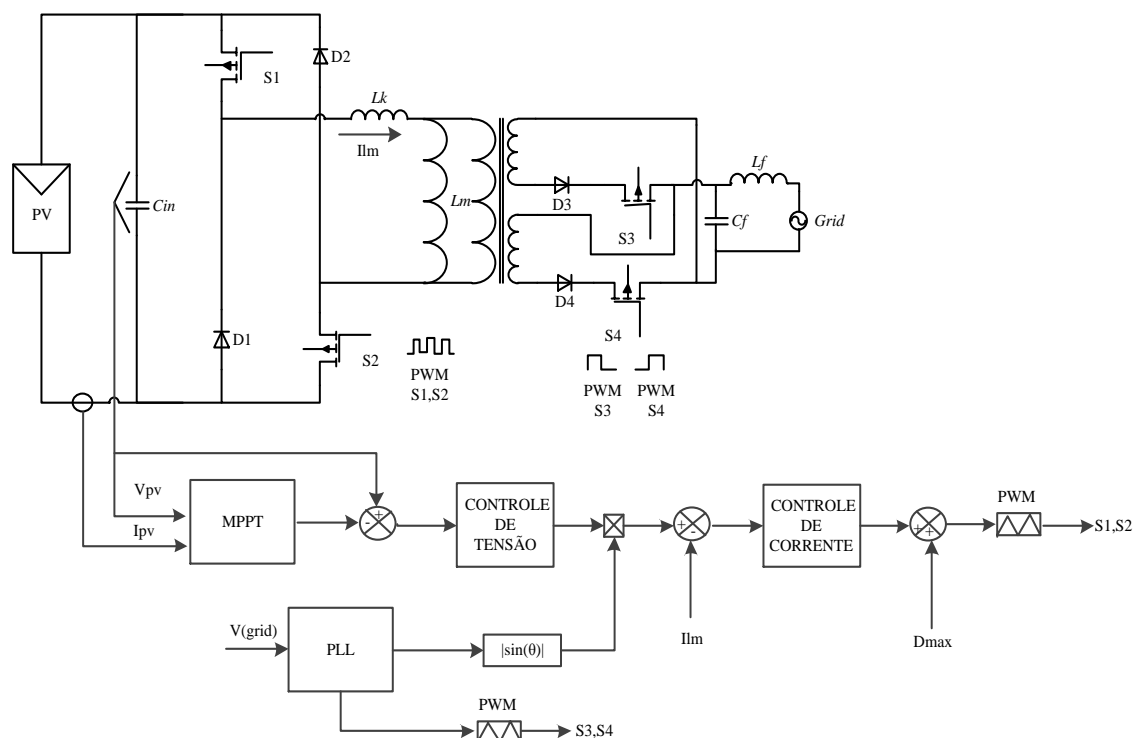
$$G_{v_{pv-isw}}(s) = \frac{\hat{v}_{pv}(s)}{\hat{i}_{sw}(s)} = \frac{\hat{v}_{pv}(s)}{\hat{d}(s)} * \frac{\hat{d}(s)}{\hat{i}_{sw}(s)} = \frac{G_{v_{pv-d}}(s)}{DG_{iL-d}(s) + I_{Lm}} \quad (3.33)$$

3.3 Controle do microinversor flyback

Nas aplicações de microinversores a potência do sistema delimita o tipo de operação a ser empregado no sistema, isso implica na complexidade do controle e um aumento no número de componentes a ser empregado o que consequentemente irá aumentar o custo da estrutura. Visando a eficiência e o baixo custo do projeto. Como a potência do microinversor usado é baixa, o controle do MIF é feito com modo de condução descontínuo (MCD).

A Figura 3.9 apresenta a estratégia de controle do MIF onde a saída do MPPT (V_{ref}) é comparada a tensão do painel fotovoltaico para controle da tensão então é aplicado um controlador PI onde o sinal de referência da saída do PI é multiplicado com o sinal de saída do PLL que é comparado ao sinal de corrente do primário do transformador o erro é então aplicado a um controle proporcional ressonante C_{PR} e a saída do controlador é somado ao ciclo de trabalho do inversor e aplicado a modulação PWM para o acionamento das chaves S_1 e S_2 em uma frequência 100khz. As chaves S_3 e S_4 são acionadas através do controle de sincronismo com a rede PLL.

Figura 3.9 – Microinversor flyback conectado à rede elétrica com esquema de controle.



Fonte: Elaborada pela autora

No inversor flyback a função de transferência da corrente de entrada para a corrente de saída possui um zero no semi-plano direito que limita o ganho e a largura de banda do controlador. Como o ponto de operação varia o controlador deve realocar o zero. Ao aplicar um controlador PI convencional no inversor flyback, o ganho proporcional é projetado para ser relativamente baixo de forma a garantir a estabilidade em todos os pontos de operação (LEE et al., 17). Na operação MCD o ganho do MIF é muito baixo é necessário o uso de um controlador de realimentação de alto ganho para obter rastreamento mais rápido e uma maior rejeição de perturbação, neste caso, controlador PI não é indicado.

Uma forma encontrada para evitar esse problema foi adotada em (THANG et al., 2014) e (LI e ORUGANTI, 2012) onde se adota o controle da corrente primária em vez da corrente de saída. Essa forma de controle acaba por controlar indiretamente a corrente de saída tornando a qualidade da energia do MIF baixa. Então, para aumentar a qualidade de energia, estudos adotam o controlador proporcional ressonante PR por oferecer alto ganho na frequência fundamental ou frequências harmônicas reduzindo o erro de estado estacionário na frequência fundamental.

3.3.1 Controlador Proporcional e integral-PI

O controlador PI é usado para controlar a tensão de entrada do MIF dada na saída do MPPT. O controlador PI é um controlador muito utilizado nas ações de controle de inversores. Sua função de transferência é apresentada em (2.18).

$$C_{PI} = k_p \left(1 + \frac{k_i}{s} \right) = k_p + \frac{k_p k_i}{s} \quad (3.34)$$

Onde K_p é o ganho proporcional utilizado para garantir um comportamento transitório apropriado e k_i o ganho integral usado para eliminar o erro de estado estacionário.

3.3.2 Controlador proporcional e ressonante (P+RES)

O controlador proporcional e ressonante (P+RES) é usado para controlar a corrente primária do transformador do MIF. Ele apresenta ganho infinito na frequência de sintonia possibilitando erro estacionário nulo nesta frequência.

A função de transferência do controlador P+RES na forma ideal é apresentada em (3.35) e em (3.36) a função de transferência na forma implementável.

$$C_{Res} = k_p + \frac{2 \cdot k_r \cdot s}{s^2 + \omega_o^2} \quad (3.35)$$

$$C_{Res} = k_p + \frac{2k_r \omega_{cut} s}{s^2 + 2\omega_{cut} s + \omega_o^2} \quad (3.36)$$

Das equações temos que k_p é o ganho proporcional, k_i é o ganho ressonante, ω_o é a frequência angular de sincronização e ω_{cut} a faixa de frequência em torno de ω_o e escolhido para ampliar a largura de banda do controlador e a rejeição de perturbações periódicas em regime permanente.

3.3.3 Implementação dos controladores do microinversor flyback

Com base nas funções de transferências pode-se projetar os controladores de referência do MIF. Substituindo os valores de projetos expressos nas Tabelas A1 e A2 do apêndice A, a função de transferência da tensão no painel pela corrente primária dada na equação (3.33) fica:

$$G_{V_{pv}/i_{sw}} \quad (3.37)$$

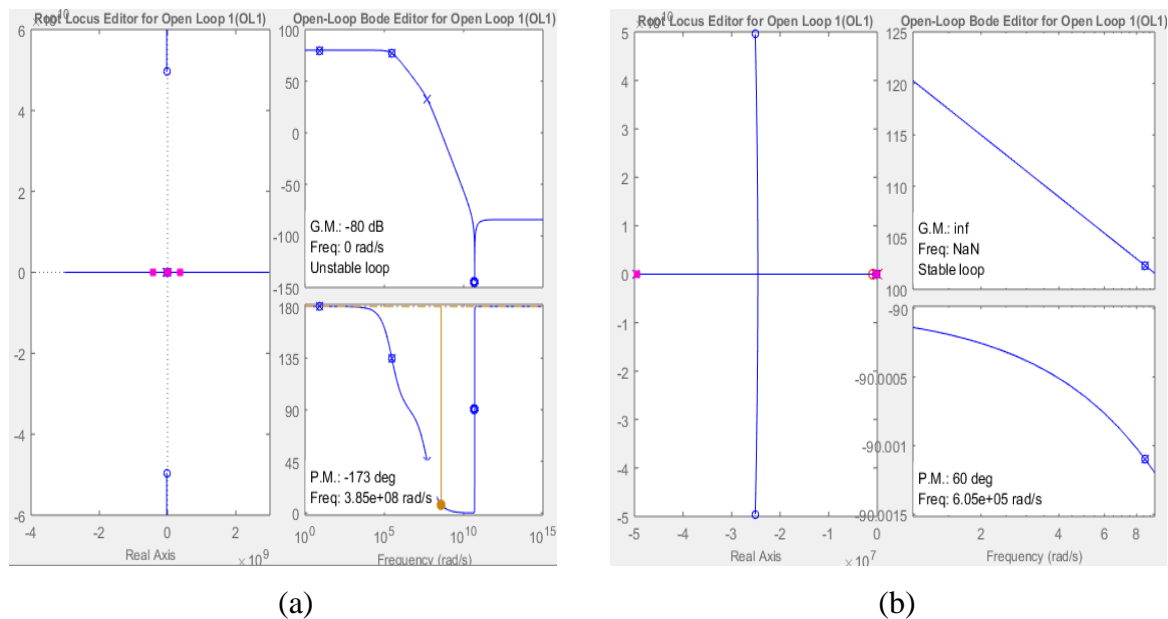
$$= \frac{-1.263 * 10^{-25} s^4 - 6.387 * 10^{-18} s^3 - 0.00031 * 10^{-18} s^2 - 93.15 s - 802.7}{2.073 * 10^{-21} s^4 + 1.044 * 10^{-13} s^3 + 6.219 * 10^{-8} s^2 - 0.009316 s - 0.0802}$$

Usando o comando *PID TUNER* do *Matlab* podemos projetar o controlador PI para a função de transferência do controle de tensão $G_{V_{pv}/i_{ilm}}$. Os ganhos K_p e K_i são:

$$K_p = -0,000127, K_i = -112$$

A Figura 3.10 mostra a resposta do diagrama de bode e lugar das raízes da função de transferência $G_{V_{pv}/i_{ilm}}$ antes e depois de aplicado o controlador PI.

Figura 3.10 – Resposta do diagrama de bode e lugar das raízes da função de transferência $G_{V_{pv}/i_{ilm}}$. (a) Sem controlador PI. (b) Com controlador PI



Fonte: Elaborada pela autora

Da equação (3.27) a função de transferência da corrente primária em função do clico de trabalho fica:

$$G_{ild} = \frac{2.651 * 10^{-10} s^2 + 0.01327s + 3964}{7.821 * 10^{-12} + 2.35 * 10^{-6} s + 2.025 * 10^{-5}} \quad (3.38)$$

Usando o comando *PID TUNER* do *Matlab* podemos projetar o controlador PI para a função de transferência do controle de tensão $G_{ilm,d}$. Os ganhos K_p e K_i são:

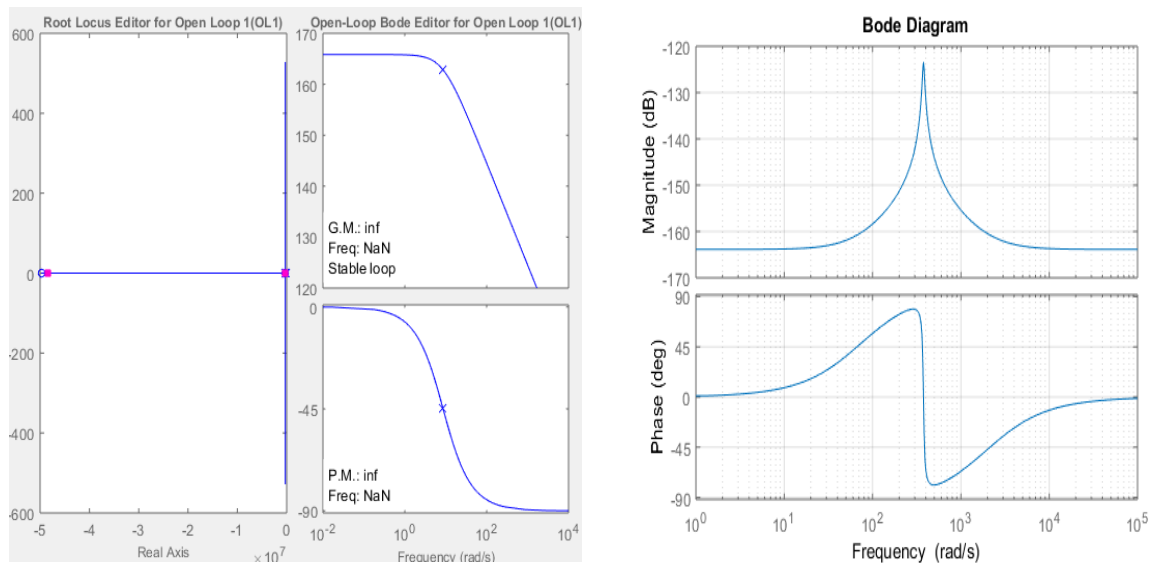
$$K_p = 6.4 * 10^{-09}, K_i = 1.67 * 10^{-07}$$

A partir do controle PI projetou-se o controlador P+Res, a equação (C_{PR}) fica:

$$C_{PR} = \frac{6.4 * 10^{-9}s^2 + 3.468 * 10^6s + 0.0009096}{s^2 + 20s + 142129} \quad (3.39)$$

A Figura 3.11 apresenta a resposta do diagrama de bode e lugar das raízes da função de transferência $G_{ilm/d}$ antes e depois de aplicado o controlador P+Res.

Figura 3.11 – Apresenta a resposta do diagrama de bode e lugar das raízes da função de transferência $G_{ilm/d}$



(a)

(b)

Fonte: Elaborada pela autora

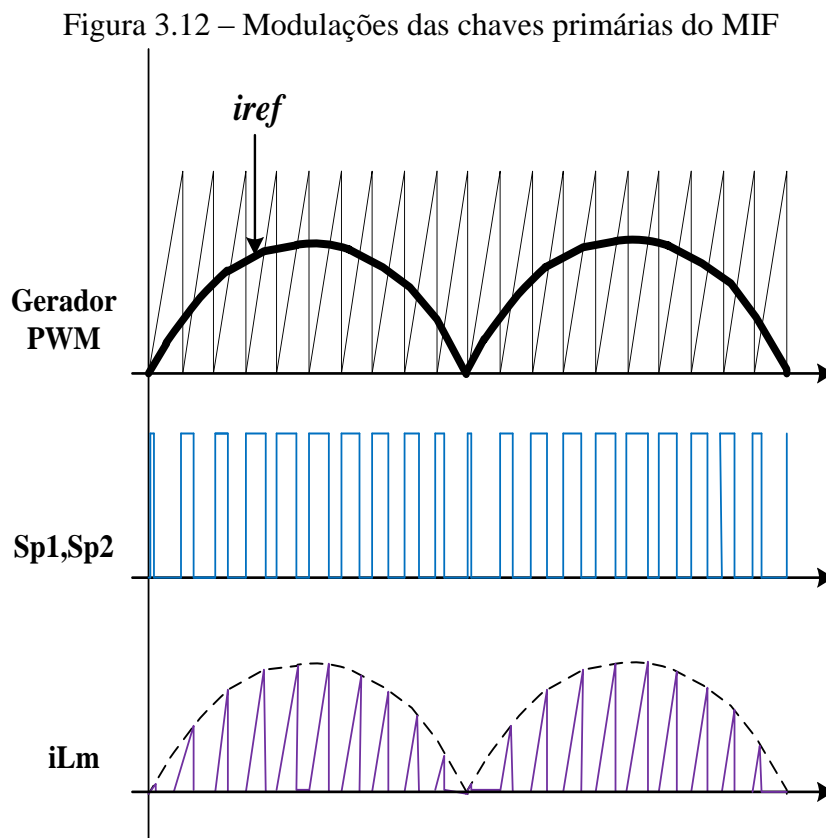
3.4 Estratégias de modulação

3.4.1 Comutação SPWM das Chaves do Primário do MIF

No circuito flyback os comutadores primários S_1 e S_2 são os comutadores principais que executam a função PWM em alta frequência de comutação (100 kHz).

A comutação das chaves será por meio da Largura de Pulso Senoidal, do inglês *Sinusoidal Pulse-Width Modulation* (SPWM), com variações de seus períodos por meio do estado ligado e desligado das chaves, sendo que o período de condução será maior conforme maior

seja o nível de tensão desejado. Assim, os pulsos SPWM são obtidos quando corrente de referência relacionada ao ciclo de trabalho (D_{max}) é comparada a portadora de alta frequência. A Figura 3.12 mostra os sinais da porta do comutador e as formas de onda da corrente.

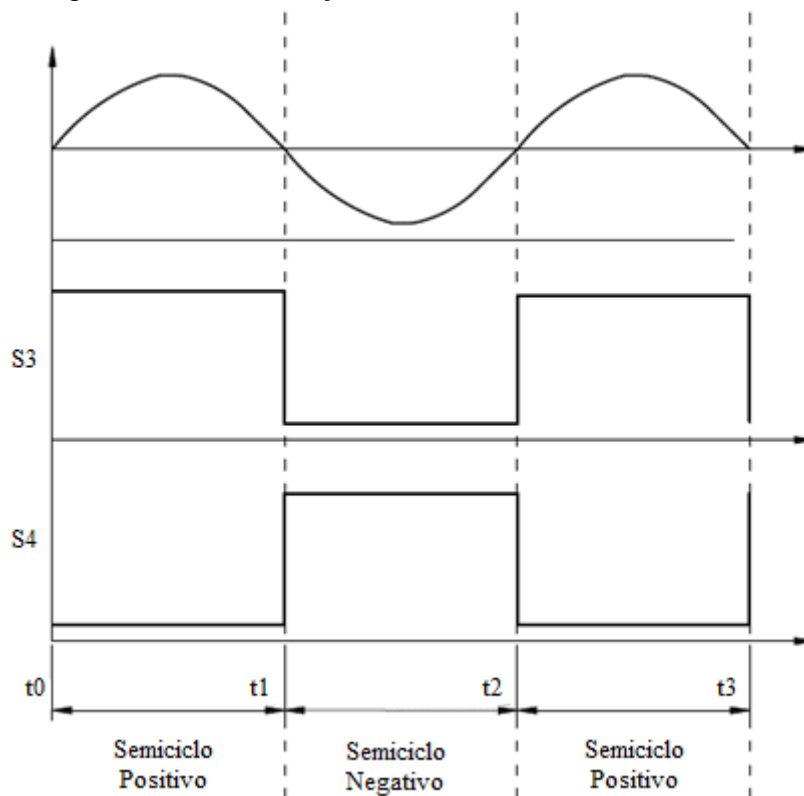


Fonte: (Adaptado de JEONG-KYU PARK et al., 2011)

3.4.2 Comutação PWM das Chaves do Secundário do MIF

A modulação das chaves secundária do MIF também será dada pela modulação PWM senoidal. A comutação das chaves é feita através de dois PWM's complementares na frequência da rede elétrica (60 Hz) onde o sinal de referência é gerado a partir do circuito detector de fase PLL encarregado de detectar os pontos em que a tensão da rede é nula e dar ordem a um gerador de PWM para controlar as chaves. A Figura 3.13 apresenta a modulações das secundárias S_3 e S_4 .

Figura 3.13 – Modulações das chaves secundárias do MIF

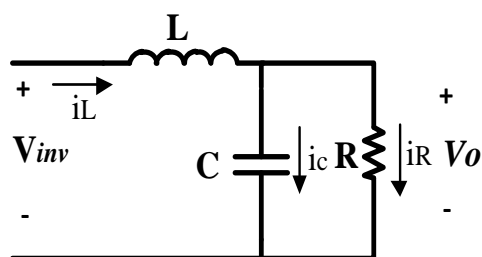


Fonte: Elaborada pela autora

3.5 Filtro de saída LC

O filtro de saída do microinversor é necessário para que haja uma filtragem dos harmônicos elevados decorrentes do chaveamento diminuindo a interferência eletromagnética. A Figura 3.14 apresenta um filtro LC ideal com carga resistiva.

Figura 3.14 – Filtro LC ideal com carga resistiva



Fonte: Elaborada pela autora

Analisando o circuito da Figura 2.31 e aplicando as leis de Kirchhoff das correntes e das tensões podemos obter as equações (3.40) e (3.41):

$$i_L = i_c + i_R = \frac{C dV_0}{dt} + V_0 \quad (3.40)$$

$$V_{inv} = V_L + V_0 = \frac{L di_L}{dt} + V_0 \rightarrow \frac{L di_L}{dt} = V_{inv} - V_0 \quad (3.41)$$

Substituindo (3.40) em (3.41) e aplicando a transformada de Laplace temos:

$$s^2 V_0(s) + \frac{1}{RC} s V_0(s) = \frac{1}{LC} V_{inv}(s) - \frac{V_0(s)}{LC} \quad (3.42)$$

Rearranjando podemos obter a função de transferência tensão de saída pela tensão de entrada do filtro $V_0(s)/V_{inv}(s)$:

$$\frac{V_0(s)}{V_{inv}(s)} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{LC}} \quad (3.43)$$

A equação (3.43) é uma equação de segunda ordem assim podemos representa-la como:

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.44)$$

Onde ω_n é a frequência natural não amortecida dada por:

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.45)$$

e ζ o coeficiente de amortecimento definido como:

$$\zeta = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.46)$$

3.5.1 Projeto filtro LC

Ao se projetar um filtro LC deve-se levar em consideração a taxa de distorção harmônica total - THD do sistema, mesmo o filtro LC sendo responsável pelo bloqueio dos harmônicos da tensão de saída, ainda há uma parcela significativa de harmônicos em alta frequência presentes na tensão de saída, refletindo principalmente na tensão de saída.

Dessa forma, a frequência de ressonância do filtro é dada como limitador da banda passante, pois para frequências maiores que a de ressonância o sistema apresenta atenuação de 40

DB por década. A frequência de corte do filtro deve ser preferencialmente escolhida uma década abaixo da frequência de comutação de forma a garantir que a atenuação dos harmônicos de tensão sobre a carga seja baixa e minimizar o volume e peso do filtro (BARBI, 2001).

A distorção harmônica é definida como:

$$THD = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (V_n^2)} \quad (3.47)$$

onde V_1 é o valor de pico da componente fundamental da tensão e V_n valor de pico das n harmônicas múltiplas da componente fundamental.

A norma IEC 62040 estabelece o limite de tolerância para os harmônicos da tensão de saída da UPS. A Tabela 3.1 apresenta os valores percentuais de THD em relação a fundamental.

Tabela 3.1 - Níveis de tolerância de harmônicos.

Ordem do Harmônico	THD (%)
3	5,0
5	6,0
7	5,0
9	1,5
11	3,5
13	3,0
15	0,3

Fonte: IEC 62040 (1999)²⁰.

Os valores da indutância e do capacitor para o filtro LC para a máxima ondulação de corrente e tensão em alta frequência foram obtidas com base no método de design do projeto de filtro LCL para PCS conectados à rede usando distorção harmônica total e fator de atenuação de ondulação proposto por (MIN-YOUNG PARK et al., 2010).

A capacitância do filtro é projetada com base na potência reativa fornecida ao capacitor na frequência fundamental. Para minimizar a redução do fator de potência, a potência absorvida pela capacitância do filtro deve ser inferior à 5% da potência nominal.

$$C \leq x * C_{base} = x * \frac{1}{2 * \pi * f_r * Z_{base}} \quad (3.48)$$

Onde: O 'x' escolhido foi de 1,9% e Z_{base} a resistência de base no MIF dada pela equação (2.63).

$$Z_{base} = \frac{V_{o(rms)}}{P_o} \quad (3.49)$$

O indutor de saída é calculado com base na equação (2.65).

$$L_f = \frac{f_r}{f_s} * \frac{L_{base}}{THD_i} * \sqrt{\frac{\pi^2}{18} \left(\frac{3}{2} - \frac{4\sqrt{3}}{\pi} * m_a + \frac{9}{8} * m_a^2 \right)} \quad (3.50)$$

Onde:

L_{base} é a indutância base obtida a partir da equação (2.66);

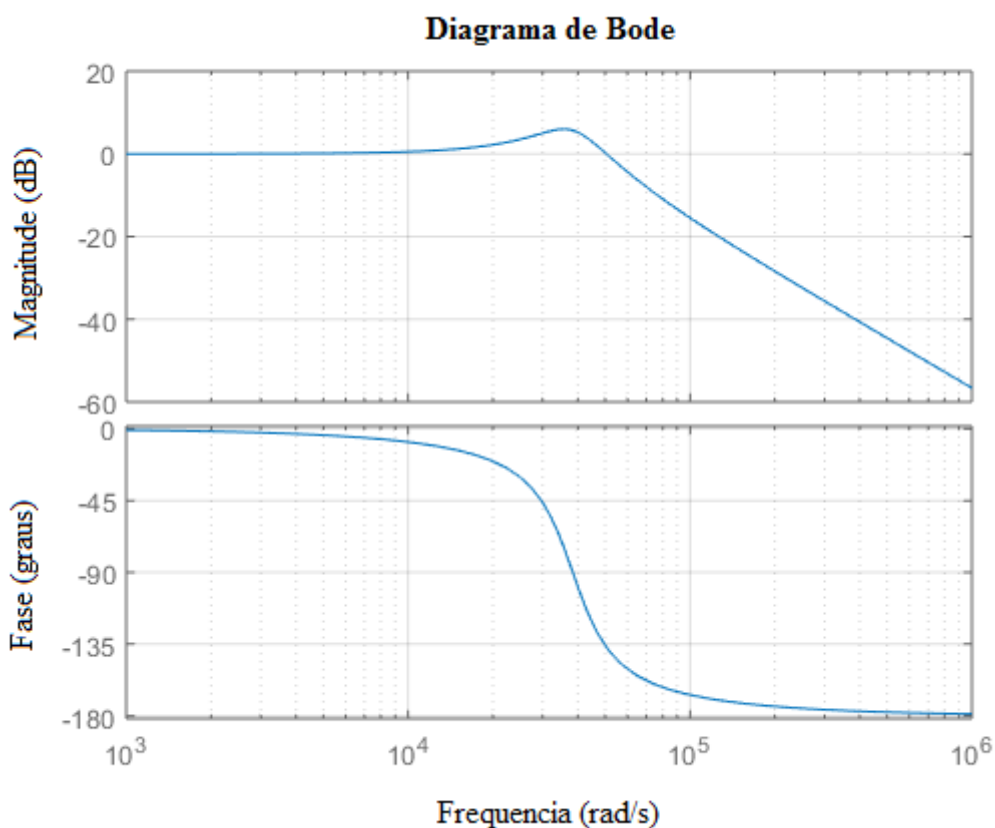
THD_i é a distorção harmônica total de corrente estabelecida em 7,5%;

m_a índice de modulação da amplitude presente na Tabela 3.2.

$$L_{base} = \frac{Z_{base}}{2 * \pi * f_r} \quad (3.51)$$

A Figura 3.15 apresenta o Diagrama de Bode do filtro LC ideal com $R=358.5185\Omega$.

Figura 3.15 – Diagrama de Bode Filtro LC ideal

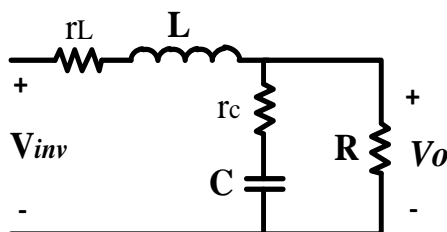


Fonte: Elaborada pela autora

Observando a Figura 3.16 temos que a frequência natural ω_n o ganho é praticamente 0 dB mantendo sistema estável.

Na prática há as componentes intrínsecas do filtro que podem levar a instabilidade do sistema. A Figura 3.16 mostra o filtro LC considerando as resistências intrínsecas r_L decorrente do indutor L_f e r_C decorrente do capacitor C_f .

Figura 3.16 – Filtro LC com carga resistiva considerando as componentes intrínsecas.



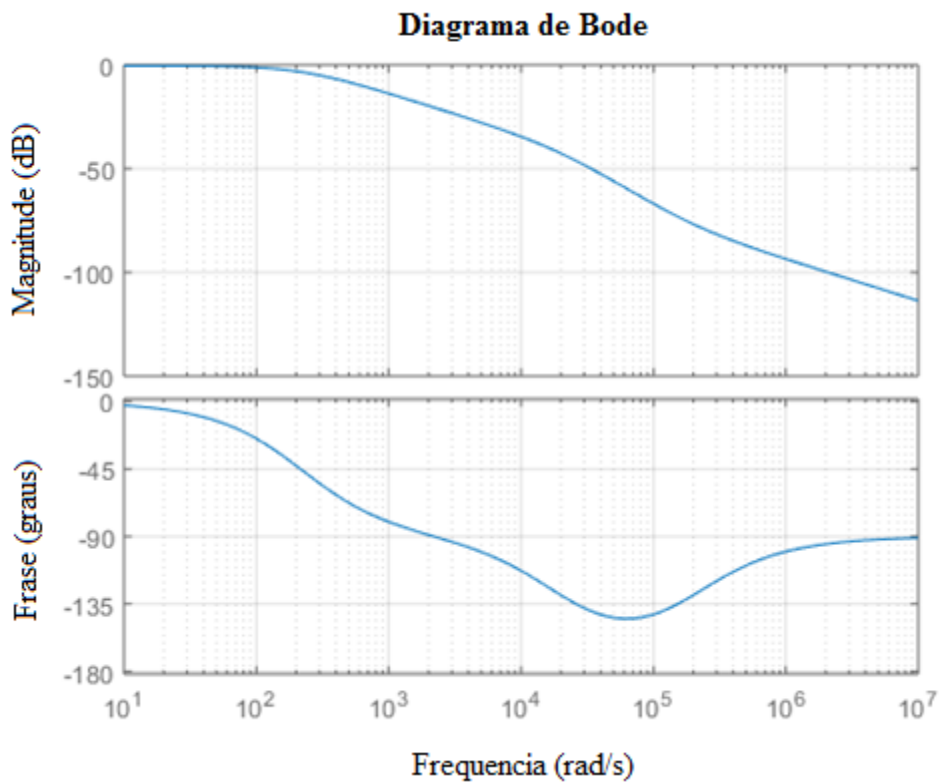
Fonte: Elaborada pela autora

Analisando o circuito podemos determinar a função de transferência do circuito considerando r_L e r_C .

$$\frac{V_0(s)}{V_{inv}(s)} = \frac{RCr_C s + 1}{s^2(RLC + LCr_C) + s(RCr_C + L) + (1 + r_L)} \quad (3.52)$$

A Figura 3.17 mostra o diagrama de bode para a função de transferência apresentada em 2.35.

Figura 3.17 – Diagrama de Bode Filtro LC adotando as componentes intrínsecas



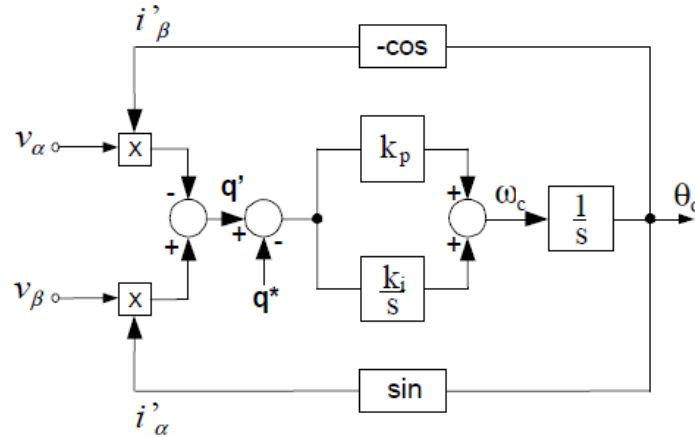
Fonte: Elaborada pela autora

No sistema da equação (3.52) há um zero na frequência $1/\omega_{rC}$. Da Figura 3.19 observa-se que mesmo considerando as resistências intrínsecas, o sistema se mantém estável. Nota-se então que a influência desta dinâmica pode ser desconsiderada na maioria dos casos. Dessa forma, adotou-se o modelo simplificado para a análise do sistema.

3.6 Estrutura do circuito PLL Adotado

O circuito PLL adotado neste trabalho é o q-PLL. Este circuito por sua vez apresenta uma estrutura robusta capaz de rejeitar altos níveis de ruído e harmônicos ou desequilíbrio que estejam contidos nas tensões trifásicas do sistema elétrico e foi proposto por (SASSO et al., 2002) e esta apresentado na Figura 3.18.

Figura 3.18 – Diagrama de blocos do circuito q-PLL.



Fonte: (SASSO et al., 2002)

O circuito q-PLL é baseado na Teoria das Potências Ativa e Reativa Instantâneas (AKAGI ET AL, 1984; WATANABE ET AL., 1993), partindo da transformada de Clarke (CLARKE, 1950), encontra-se v_α e v_β a partir das tensões de fase, como mostra a equação (3.53).

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

Além das tensões v_α e v_β apresentados na Figura 3.20 observa-se que elas são multiplicadas por duas correntes fictícias i'_β e i'_α , que são duas variáveis auxiliares e seus produtos geram as potências instantâneas como observado pela equação (3.54).

$$\begin{bmatrix} p' \\ q' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_\alpha \\ i'_\beta \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

É importante ressaltar que como o foco desse trabalho é uma rede monofásica, tem-se que fazer uma pequena consideração com relação às tensões do sistema, pois as equações (3.53) e (3.54) são para redes trifásicas, nesse caso considera-se que v_α é igual a tensão da rede (v_a) e (v_β) está atrasado em 90° de v_α .

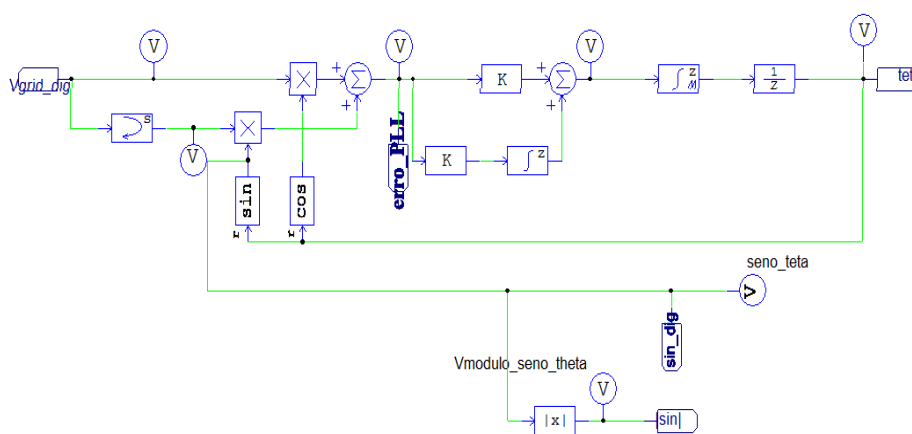
O q-PLL tem uma potência resultante fictícia (devido as correntes serem fictícias) e imaginária, que é comparada com uma referência (nesse caso igual a 0) e em seguida passada por um controlador PI e um integrador.

A partir da Equação (2.70) observa-se que a componente q será nula quando a tensão da rede (no caso sua componente fundamental) estiver em fase com a corrente fictícia, tornando assim o sistema estável, ou seja, quando a entrada do controlador PI for zero, o sistema estará estabilizado e em fase com a rede o que indica um bom funcionamento do circuito PLL.

3.6.1 Circuito PLL simulado

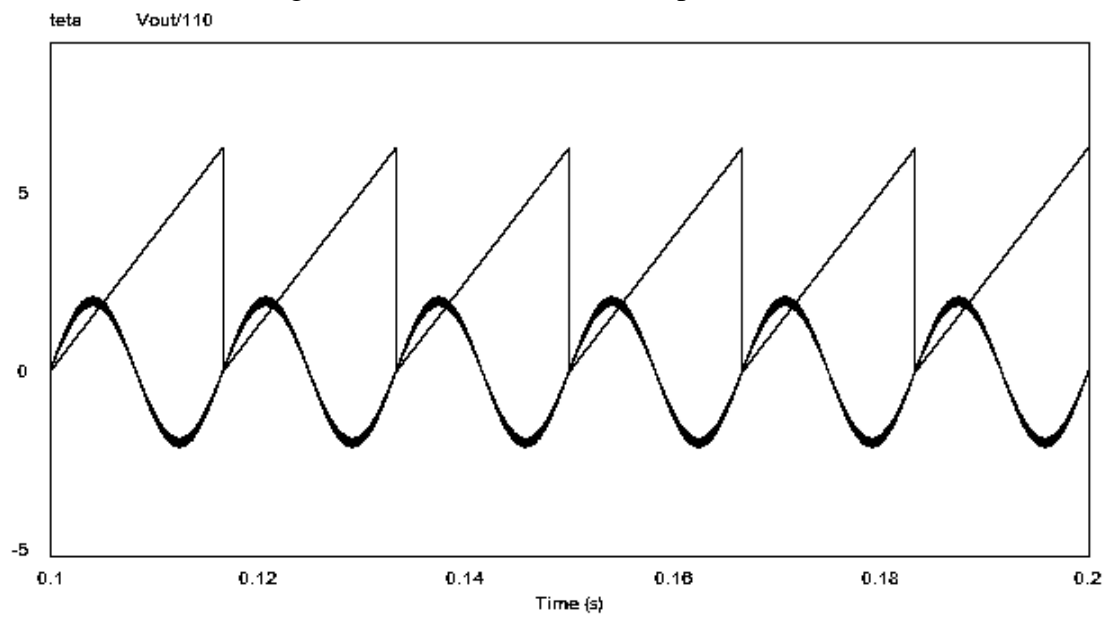
A Figura 3.19 é ilustrado o circuito q-PLL simulado no PSIM e na Figura 3.20 estão os resultados do q-PLL. Na Figura 3.20 o sinal da rede encontra-se dividido por 110 para a gama de valores amostrados ser parecida com o sinal gerado pelo PLL. Como se pode observar o seguimento da fase do sinal da rede é efetuado com sucesso. Para cada período do sinal da rede é criado um sinal que varia entre 0 e 2π . O sinal gerado permite realizar o controle dos interruptores secundários do microinversor de modo a injetar a corrente gerada corretamente.

Figura 3.19 – Circuito q-PLL simulado



Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 3.20 – Sinal da rede e resposta do PLL.



Fonte: Elaborada pela autora.

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES E EXPERIMENTAIS

4.1 Introdução

Neste capítulo, são apresentados os resultados de simulação e experimentais. As simulações foram obtidas mediante o uso do software PSIM®.

Para analisar o desempenho do método de MPPT proposto os resultados de simulações são apresentados de forma a comparar o método de MPPT proposto com os métodos convencionais (P&O) e (CI) e os métodos de MPPT híbridos propostos por (MASSOD et al., 2014) e (YÜKSEK; METE, 2017) usando o MIF projetado.

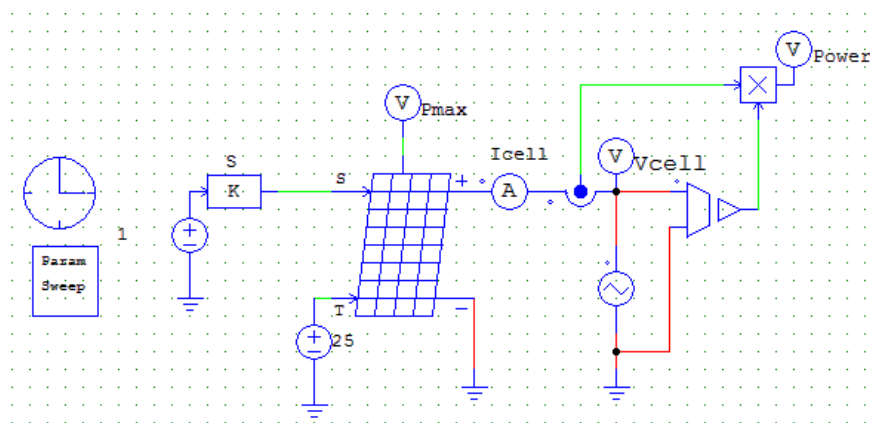
Os resultados experimentais foram obtidos através das formas de ondas mostradas nos instrumentos de medições específicos. Para estes, foi utilizado uma fonte CC emuladora de painel fotovoltaico.

4.2 Resultados de simulações

4.2.1 Simulação do Painel Fotovoltaico

Inicialmente foram realizadas simulações para avaliar como a mudança da intensidade da irradiação solar afeta a potência de saída e a potência máxima do painel fotovoltaico escolhido (modelo KD135SX-UPU da Kyocera) com os parâmetros listados na Tabela A.1 do apêndice A. Um painel fotovoltaico foi inserido no PSIM através da opção *Renewable Energy* onde pode ser visto na Figura 4.1.

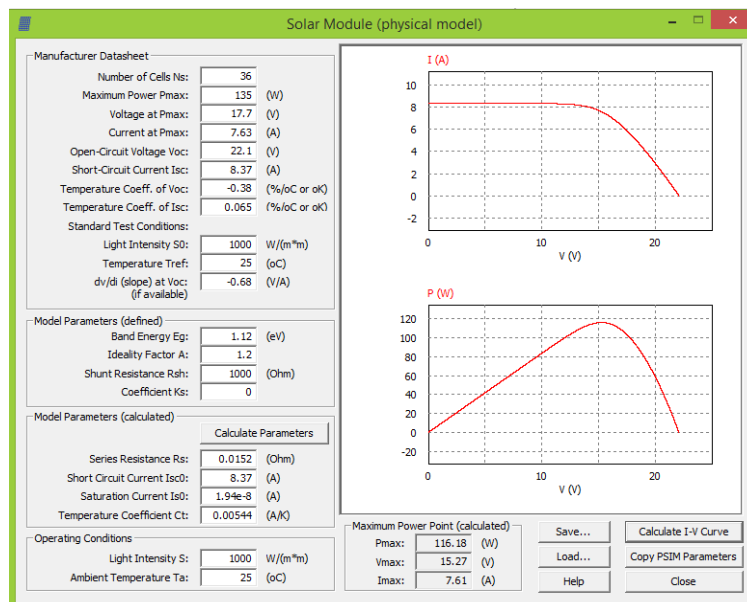
Figura 4.1 – Painel Fotovoltaico



Fonte: Elaborada pela autora.

A configuração do painel é feita usando a opção Utilities→ Solar Module (physical model) mostrado na Figura 4.2.

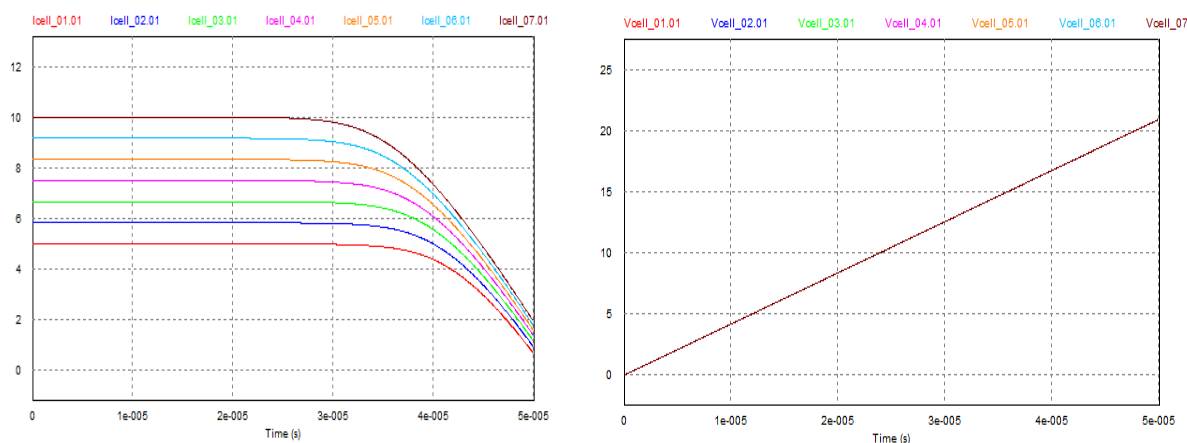
Figura 4.2 – Configuração do Painel Fotovoltaico



Fonte: Elaborada pela autora.

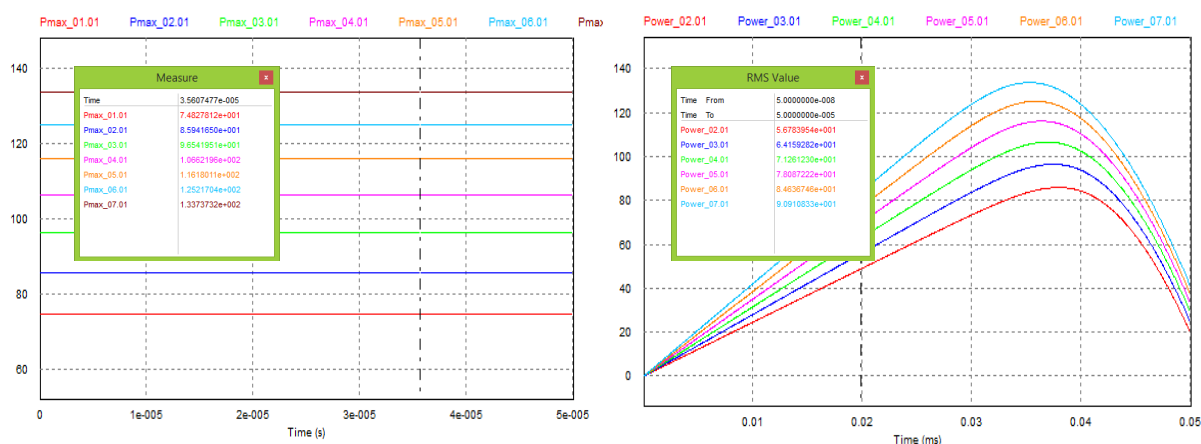
Nas Figuras 4.3 e 4.4 são apresentadas as curvas de corrente, tensão, potências máxima e de saída do Painel fotovoltaico estudado mediante variação da irradiação solar. Estas curvas foram simuladas para verificar a configuração do modelo do painel solar adotado no software PSIM® conforme dados fornecidos pelo fabricante. Com elas pode-se então comprovar os valores máximos de potência fornecida pelo painel conforme as condições padrão de temperatura e irradiação.

Figura 4.3 – Formas de ondas variando conforme mudança de irradiação (a) Corrente do painel fotovoltaico, (b) Tensão do painel fotovoltaico



Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 4.4 – Formas de ondas variando conforme mudança de irradiação (a) Potência máxima do painel fotovoltaico, (b) Potência de saída



Fonte: Elaborada pela autora.

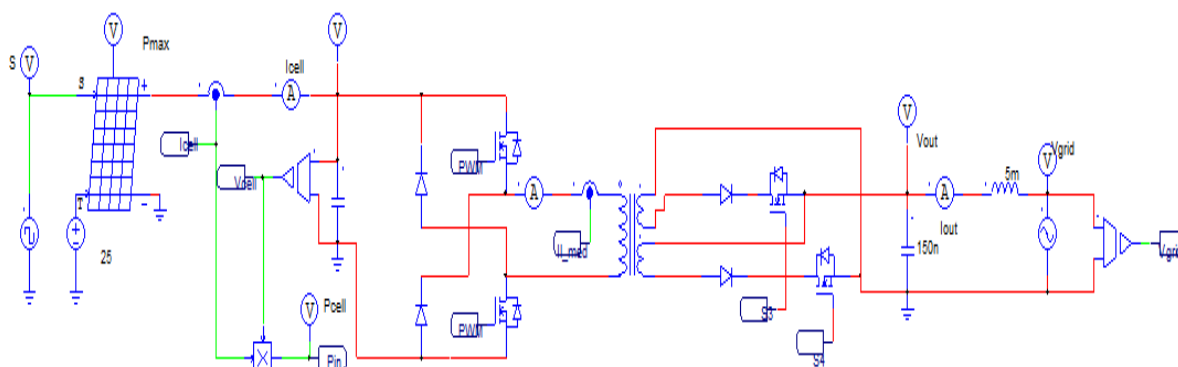
Por meio das simulações apresentadas nas figuras 4.2, 4.3 e 4.4 pode-se então comprovar os reais valores do painel fotovoltaico conforme dados dos parâmetros da Tabela A.1. Apresentando um comportamento de forma esperada variando os níveis de potência conforme variações climáticas. Dessa forma, o painel fotovoltaico está configurado corretamente e preparado para ser simulado junto ao microinversor flyback.

4.2.2 Simulação do Microinversor Flyback conectado à rede com o método MPPT proposto

Os testes experimentais iniciais foram realizados conforme as especificações de testes do painel adotado, isto é, com uma radiação variando de 1000W/m^2 a 800W/m^2 e uma temperatura de 25°C .

A Figura 4.5 apresenta o circuito elétrico utilizado para a simulação do painel fotovoltaico implantado ao Microinversor Flyback conectado à rede elétrica projetado conforme especificado na Tabela 3.2.

Figura 4.5 – Circuito elétrico utilizado para a simulação do painel fotovoltaico implantado ao MIF



Fonte: Elaborada pela autora.

O controle do microinversor foi feito de forma discretizada no PSIM para que pudesse ser utilizado as funções SimCoder e o F2833X Target Module do PSIM, estes por sua vez permitem testar e solucionar problemas de algoritmos de controle e hardware e gerar código C pronto para execução automaticamente nos DSP da série F2833X da Texas Instruments. Dessa forma, a partir do esquema de controle foi gerado automaticamente o código C na qual é repassado para o programa Code Composer Studio 6.2.0 para ser compilado e gravado no DSP TMS 320F28334 da Texas Instruments mostrado na Figura 4.6.

Figura 4.6 – Fotografia do DSP TMS320F28335

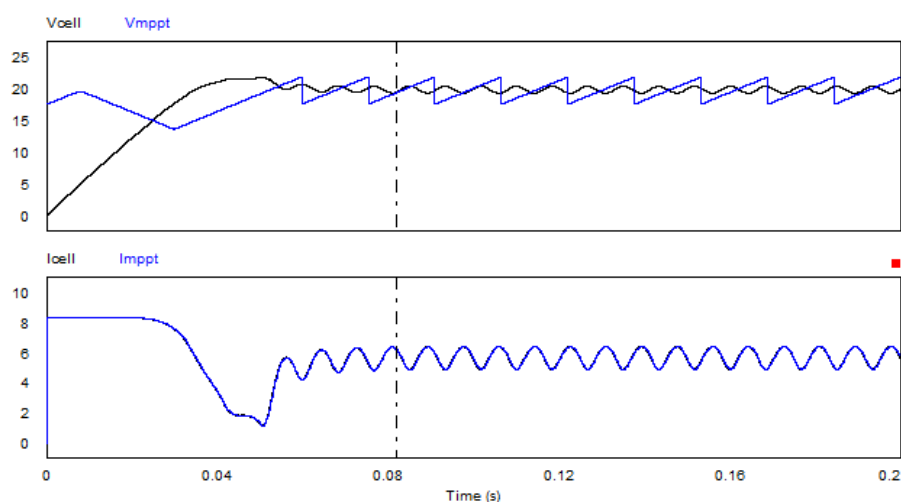


Fonte: Elaborada pela autora.

O DSP TMS320F28335 da Texas Instruments tem um alto desempenho, tecnologia CMOS com frequência de clock de 150 MHz, design 3.3 V I/O e 5-V CC fonte de energia. Possui CPU de 32 bits com uma única precisão IEEE-754 unidade de ponto flutuante para resposta rápida a interrupções, programação eficiente em C / C++ e Assembly, e um modelo unificado de programação de memória.

Na Figura 4.7 pode-se ver o comportamento do controle, constatando-se que a tensão e a corrente nos terminais do painel seguem as referências geradas pelo algoritmo MPPT com precisão.

Figura 4.7 – Formas de ondas da Tensão do Painel fotovoltaico, Tensão do painel no MPPT, Corrente do Painel e Corrente do painel no MPPT

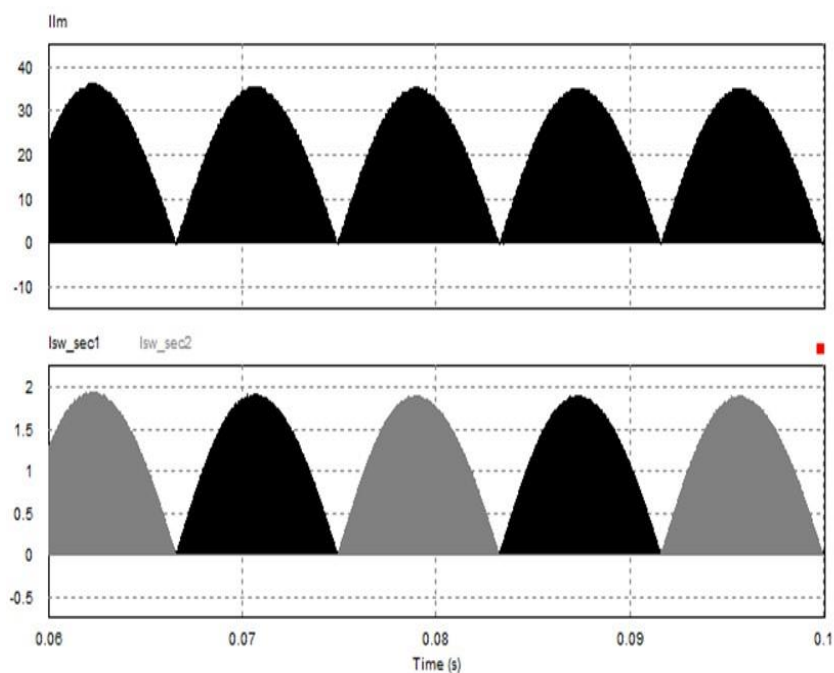


Fonte: Elaborada pela autora.

Na figura 4.7 a tensão e corrente de referência (MPPT) seguem a tensão e corrente do painel fotovoltaico respectivamente, apresentando então um comportamento conforme esperado, executando um bom rastreamento de potência.

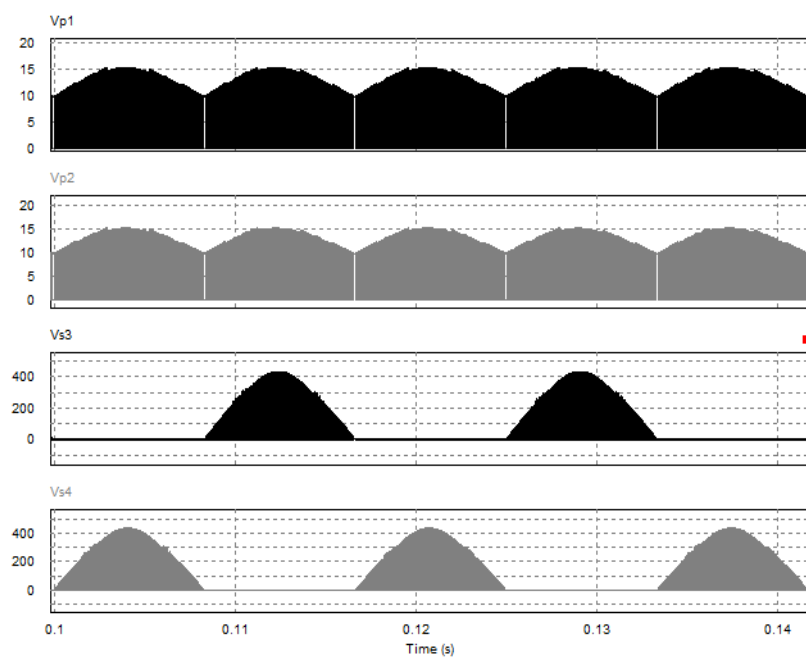
Na Figura 4.8 é apresentado as formas de ondas simuladas da corrente de magnetização do transformador e a corrente nos interruptores e na Figura 4.9 as formas de ondas da tensão nos interruptores.

Figura 4.8 – Formas de ondas corrente de magnetização do primário, corrente no interruptor secundário 1 e corrente no interruptor secundário 2



Fonte: Elaborada pela autora.

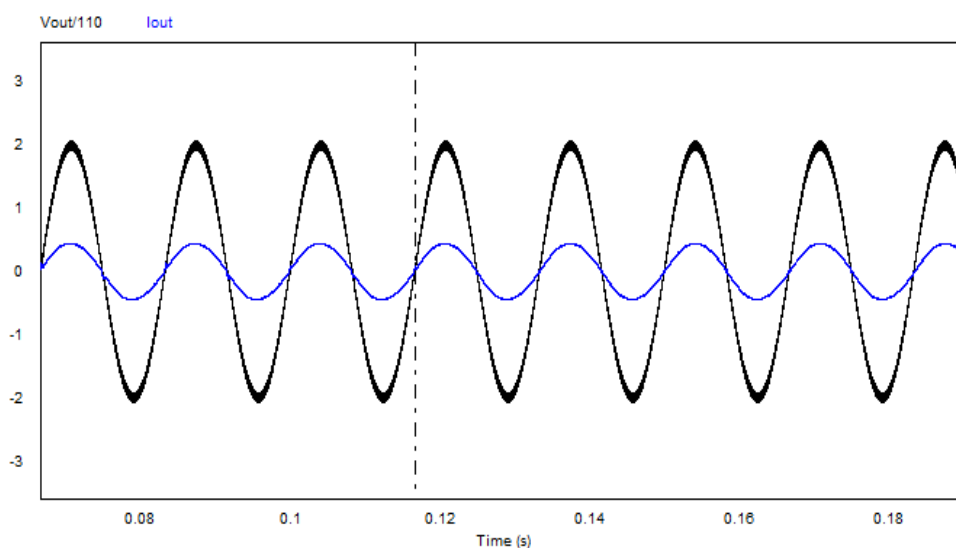
Figura 4.9 – Formas de ondas da tensão no interruptor primário 1, tensão no interruptor primário 2, tensão no interruptor secundário 1 e tensão no interruptor secundário 2.



Fonte: Elaborada pela autora.

A Figura 4.10 apresenta as formas de onda de saída do microinversor flyback em condições estacionárias. Os resultados das simulações apresentadas na Figura 4.10 mostram um bom desempenho do microinversor com um fator de potência de 0,98 e Distorção Harmônica Total (THD) da tensão de saída de 3,9% e THD da corrente de saída de 3,4%. As distorções se encontram abaixo da faixa máxima exigida pelos padrões para conexão à rede, que é um THD inferior a 5%.

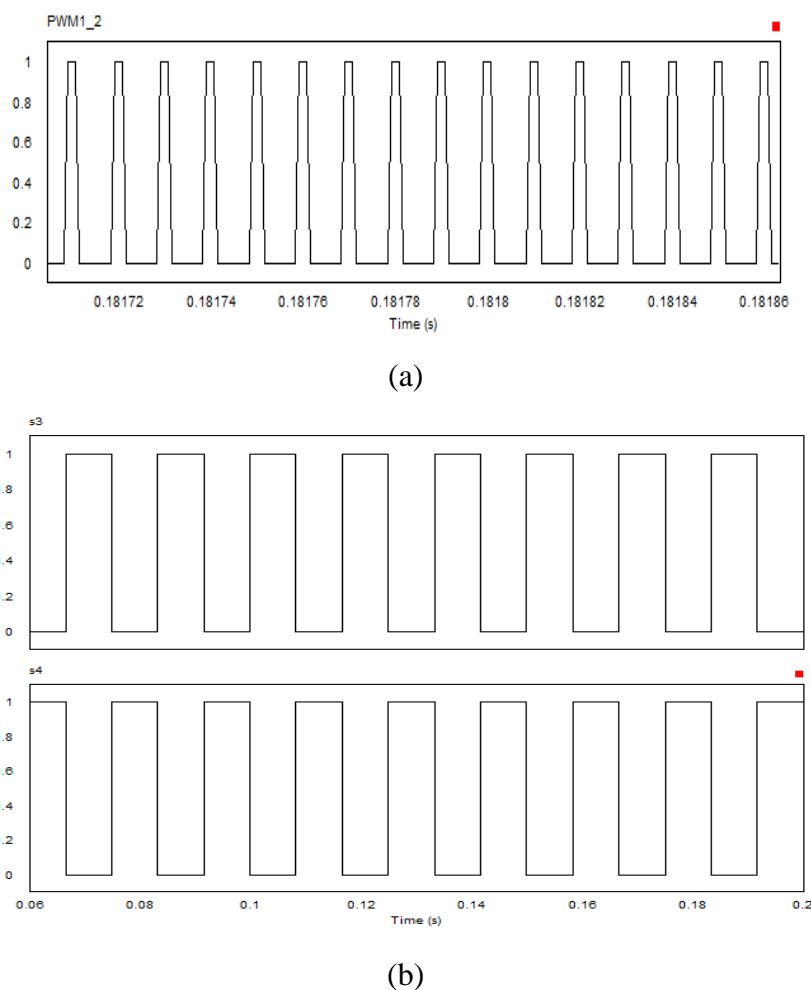
Figura 4.10 – Formas de ondas Tensão de saída e Corrente de saída do Microinversor Flyback



Fonte: Elaborada pela autora.

A Figura 4.11 (a) mostra o chaveamento em alta frequência (100kHz) dos interruptores primários do MIF. O chaveamento do interruptor 1 e 2 são iguais e provenientes do PWM na saída do controle de MPPT do microinversor. Na Figura 4.11 (b) é mostrado o chaveamento dos interruptores secundários defasadas de 180° do PWM gerado com a saída do PLL.

Figura 4.11 – Formas de ondas chaveamento (a) PWM interruptores primários, (b) PWM interruptores secundários 1 e 2.



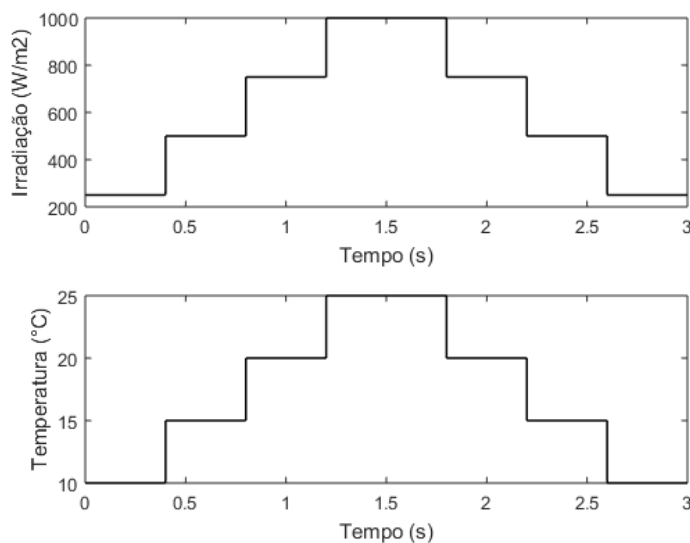
Fonte: Elaborada pela autora.

4.2.3 Comparação de desempenho do método MPPT proposto

Para verificar o desempenho do algoritmo MPPT proposto, foi realizado a comparação do método de MPPT proposto com os métodos convencional (P&O) e (IC) e com os métodos de MPPT híbridos propostos por (Massod et al.,2014) e (Yüksek; Mete, 2017) descritos anteriormente na secção 2.3. Os métodos citados foram implementados e avaliados seus desempenhos usando o Microinversor Flyback projetado.

A Figura 4.12 apresenta a variação da irradiação e temperatura adotada para comparação dos métodos. As variações máximas adotadas foram de 1000 W/m^2 e $25 \text{ }^\circ\text{C}$, pois correspondem às condições padrão dos testes de painel descritos pelo fabricante.

Figura 4.12 – Variação Irradiação W/m^2 e Temperatura $^{\circ}C$ usados.

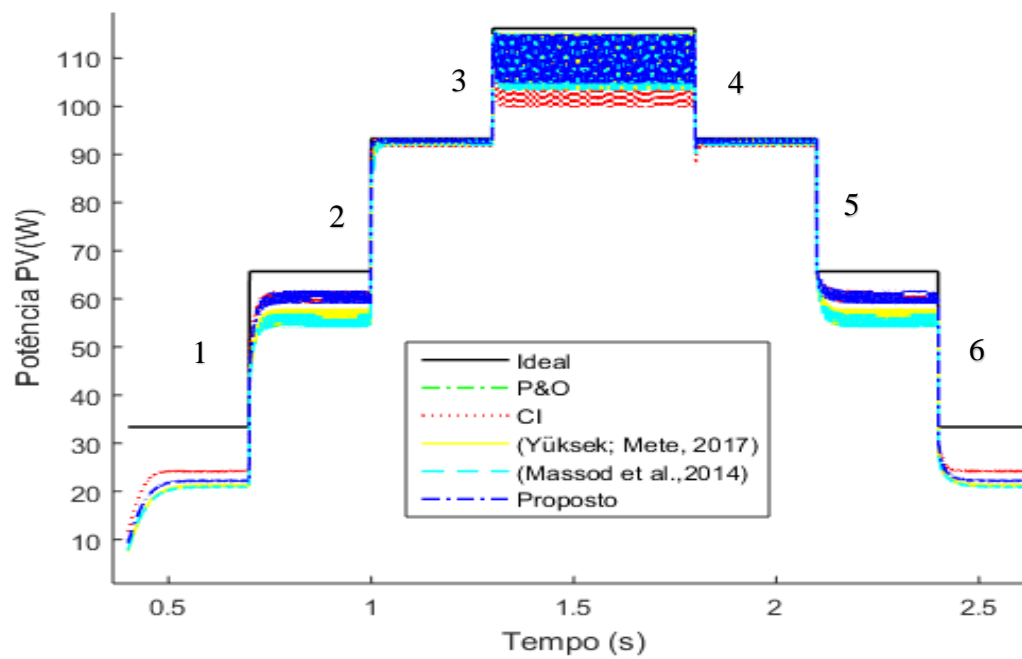


Fonte: Elaborada pela autora.

As Figuras 4.13 e 4.14 mostram a potência do painel fotovoltaico com o tempo variando de acordo com as condições meteorológicas adotadas na Figura 4.12. Na Figura 4.13 o desempenho dos métodos estudados é mostrado em conjunto, nesta figura, a numeração 1,2,3,4,5 e 6 representa os níveis ou mesmo os incrementos e decrementos de irradiação e temperatura, estes por sua vez, são apresentados em zoom para melhor visualização o comportamento dos métodos de MPPT na figura 14.

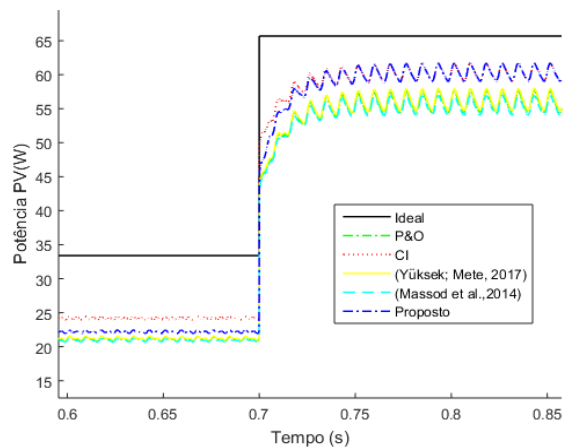
Onde, o no nível 1 é mostrado a comparação dos métodos com irradiação mudando de $250 W/m^2$ a $500 W/m^2$ e temperatura mudando de $10^{\circ}C$ a $15^{\circ}C$, no nível 2 a comparação dos métodos com irradiação mudando de $500 W/m^2$ a $750 W/m^2$ e temperatura mudando de $15^{\circ}C$ a $20^{\circ}C$, no nível 3 a comparação dos métodos com irradiação mudando de $750 W/m^2$ a $1000 W/m^2$ e temperatura mudando de $20^{\circ}C$ a $25^{\circ}C$, no nível 4 a comparação dos métodos com irradiação mudando de $1000 W/m^2$ a $750 W/m^2$ e temperatura mudando de $25^{\circ}C$ a $20^{\circ}C$, no nível 5 a comparação dos métodos com irradiação mudando de $750 W/m^2$ a $500 W/m^2$ e temperatura mudando de $20^{\circ}C$ a $15^{\circ}C$ e no nível 6 a comparação dos métodos com irradiação mudando de $500 W/m^2$ a $250 W/m^2$ e temperatura mudando de $15^{\circ}C$ a $10^{\circ}C$.

Figura 4.13 – Comparação dos métodos MPPT para diferentes Irradiações e Temperaturas.

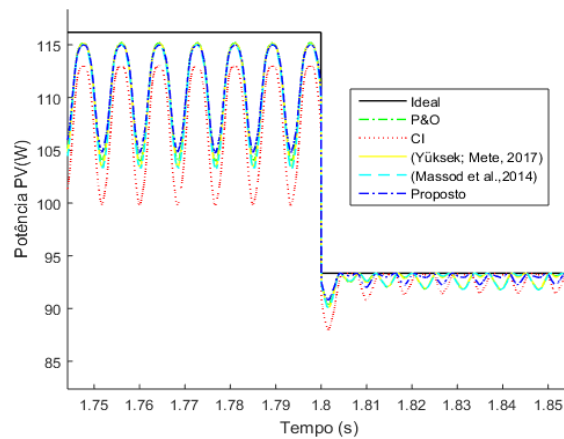


Fonte: Elaborada pela autora.

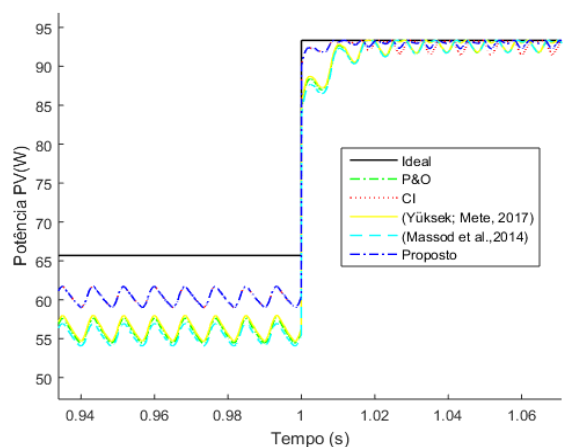
Figura 4.14 – Comparação dos métodos MPPT estudados e proposto com zoom nas zonas de inclinação e declínio segundo as condições meteorológicas adotadas. (a) Nível 1. (b) Nível 2. (c) Nível 3. (d) Nível 4. (e) Nível 5. (f) Nível 6.



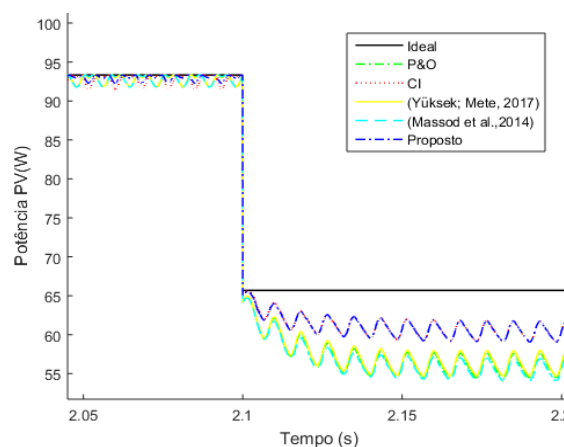
(a)



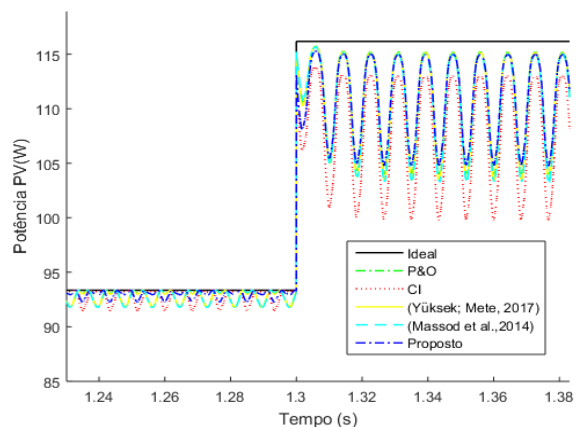
(d)



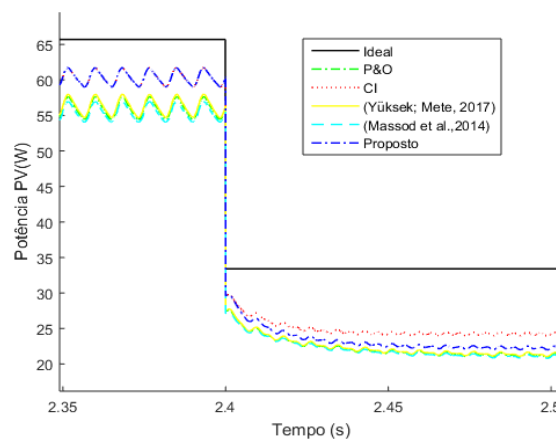
(b)



(e)



(c)

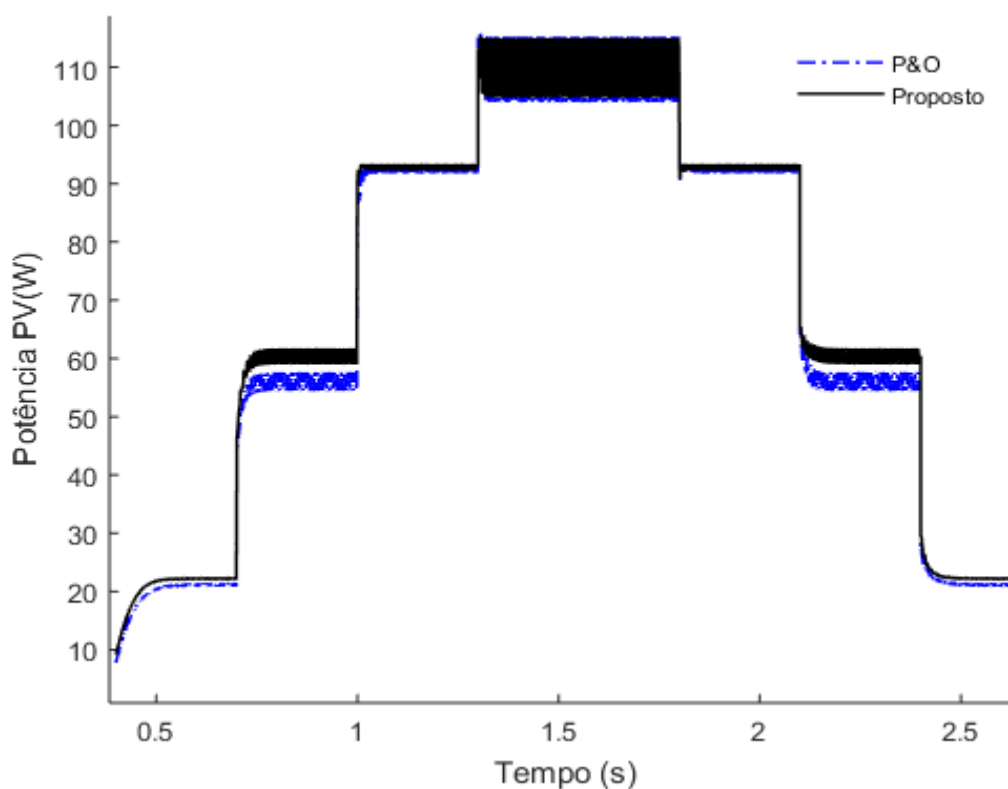


(f)

Fonte: Elaborada pela autora.

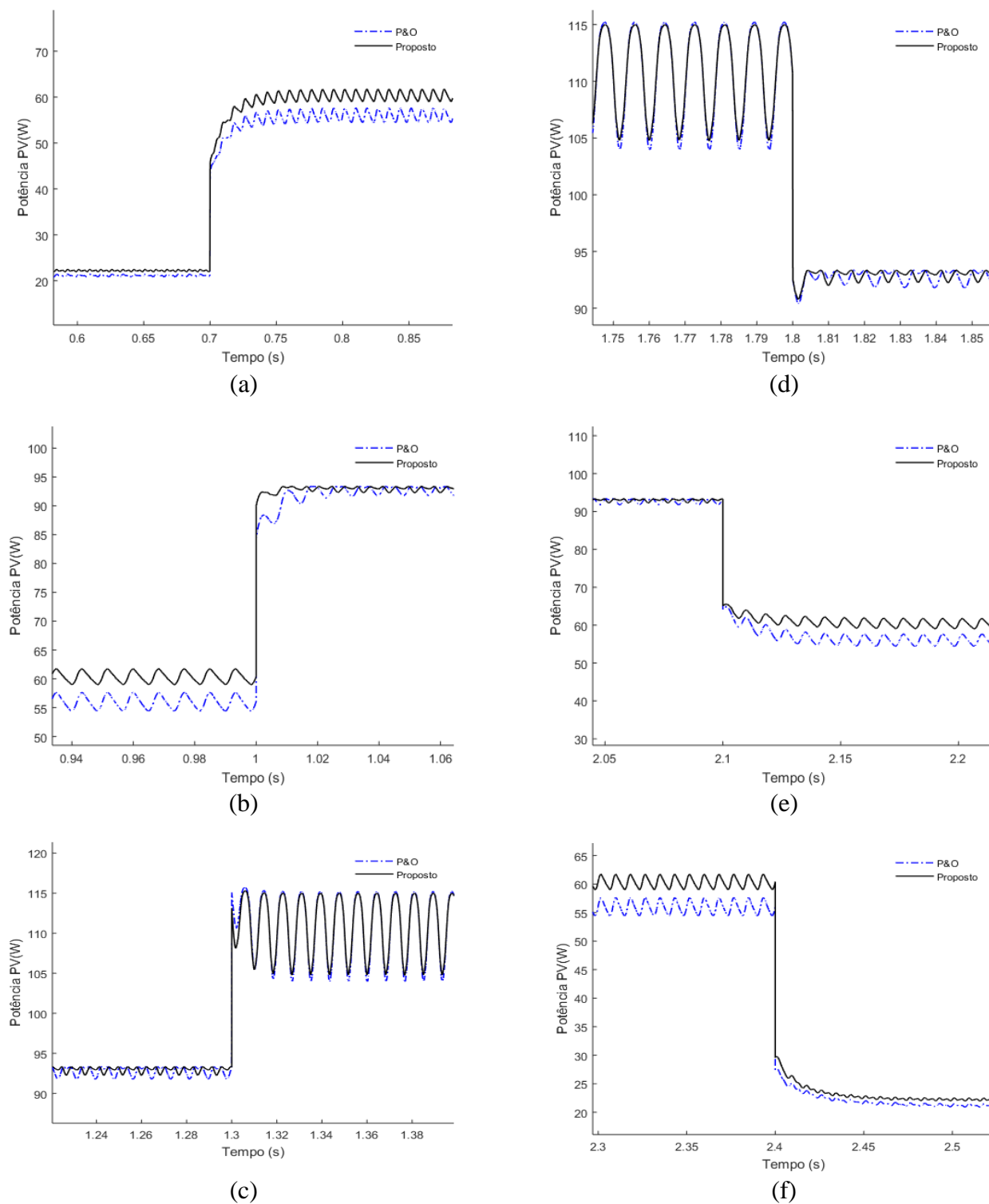
Nas Figuras 4.15, 4.17, 4.19 e 4.21 é mostrado a comparação de desempenho do método de MPPT proposto com cada um dos métodos de MPPT estudados e nas Figuras 4.16, 4.18, 4.20 e 4.22 é mostrado a comparação de desempenho do método de MPPT proposto com cada um dos métodos de MPPT estudados com zoom nas zonas de inclinação e declínio segundo as condições meteorológicas adotadas, conforme níveis apresentados nas figuras 4.13 e 4.14.

Figura 4.15 – Comparação individual do método MPPT proposto com o método P&O.



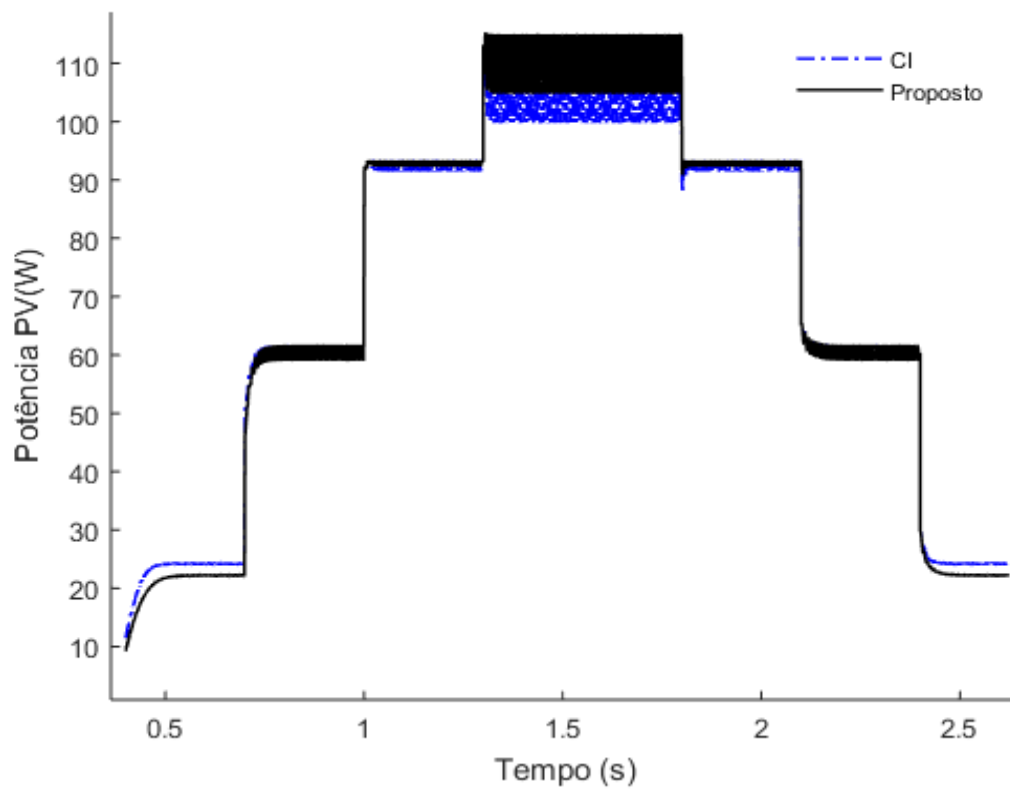
Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 4.16 – Comparação individual do método MPPT proposto com o método P&O com zoom nas zonas de inclinação e declínio das condições meteorológicas adotadas. (a) Nível 1. (b) Nível 2. (c) Nível 3. (d) Nível 4. (e) Nível 5. (f) Nível 6.



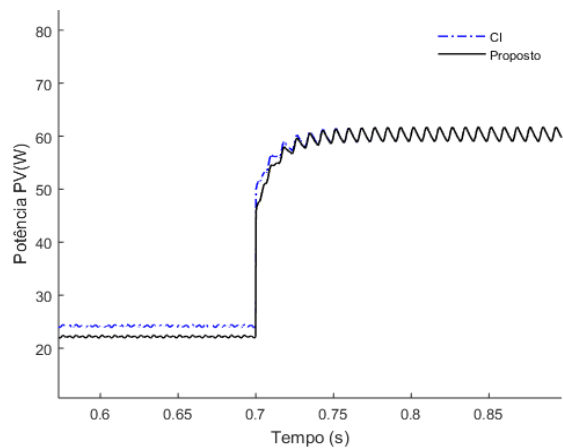
Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 4.17 – Comparação individual do método MPPT proposto com o método CI.

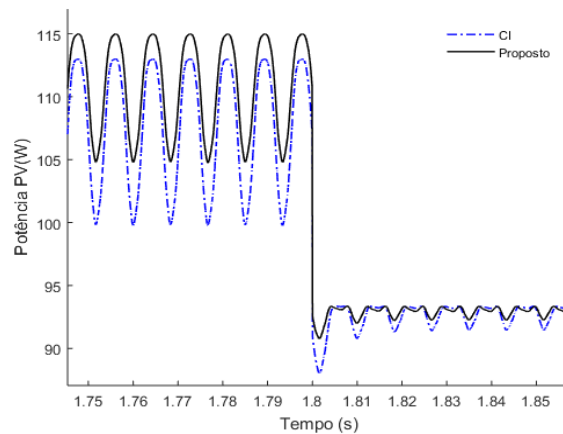


Fonte: Elaborada pela autora.

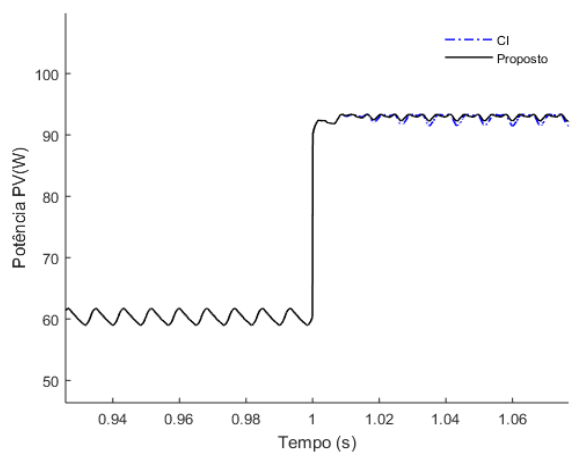
Figura 4.18 – Comparação individual do método MPPT proposto com o método CI com zoom nas zonas de inclinação e declínio das condições meteorológicas adotadas. (a) Nível 1. (b) Nível 2. (c) Nível 3. (d) Nível 4. (e) Nível 5. (f) Nível 6.



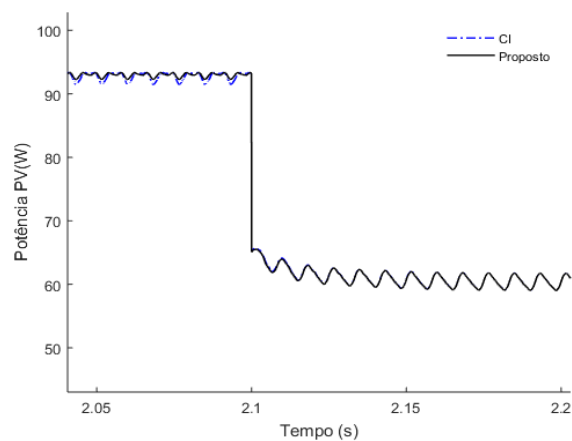
(a)



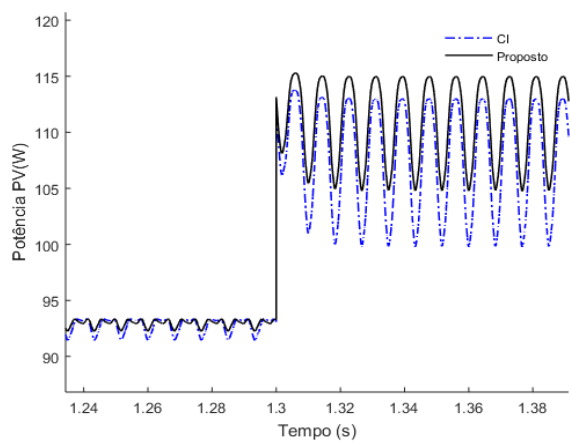
(d)



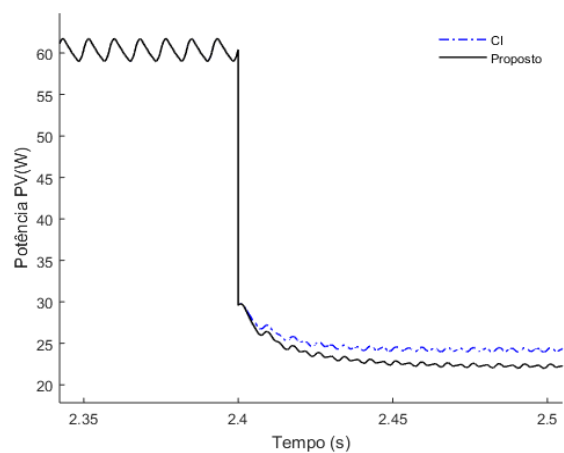
(b)



(e)



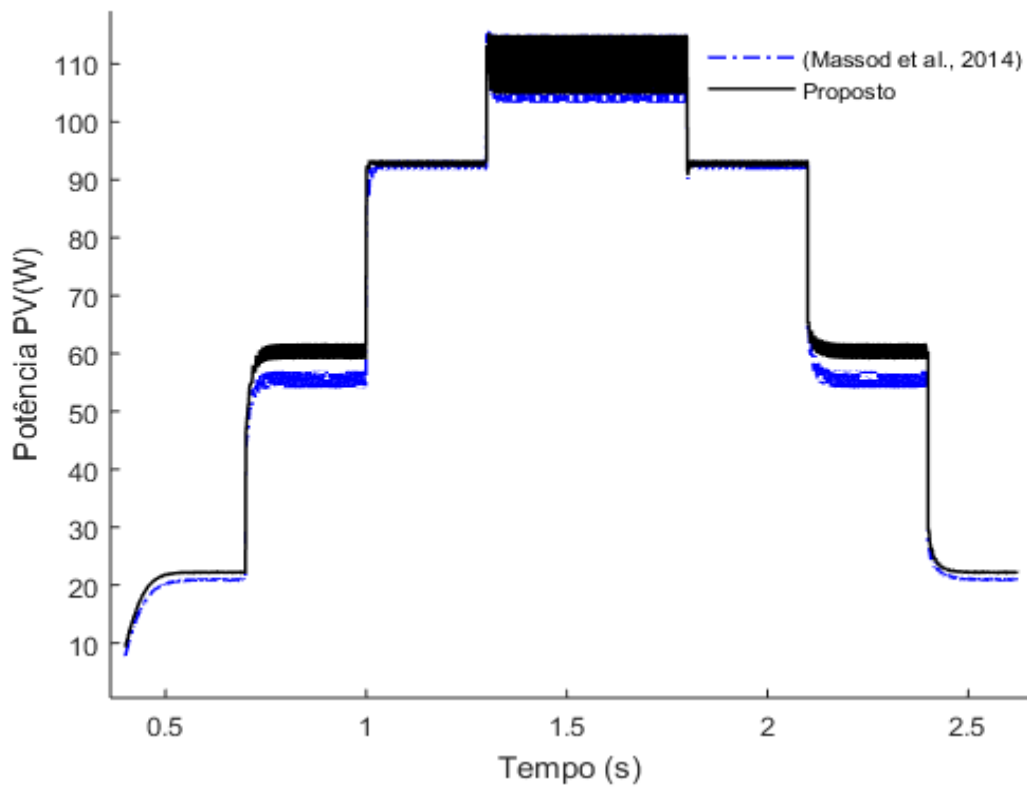
(c)



(f)

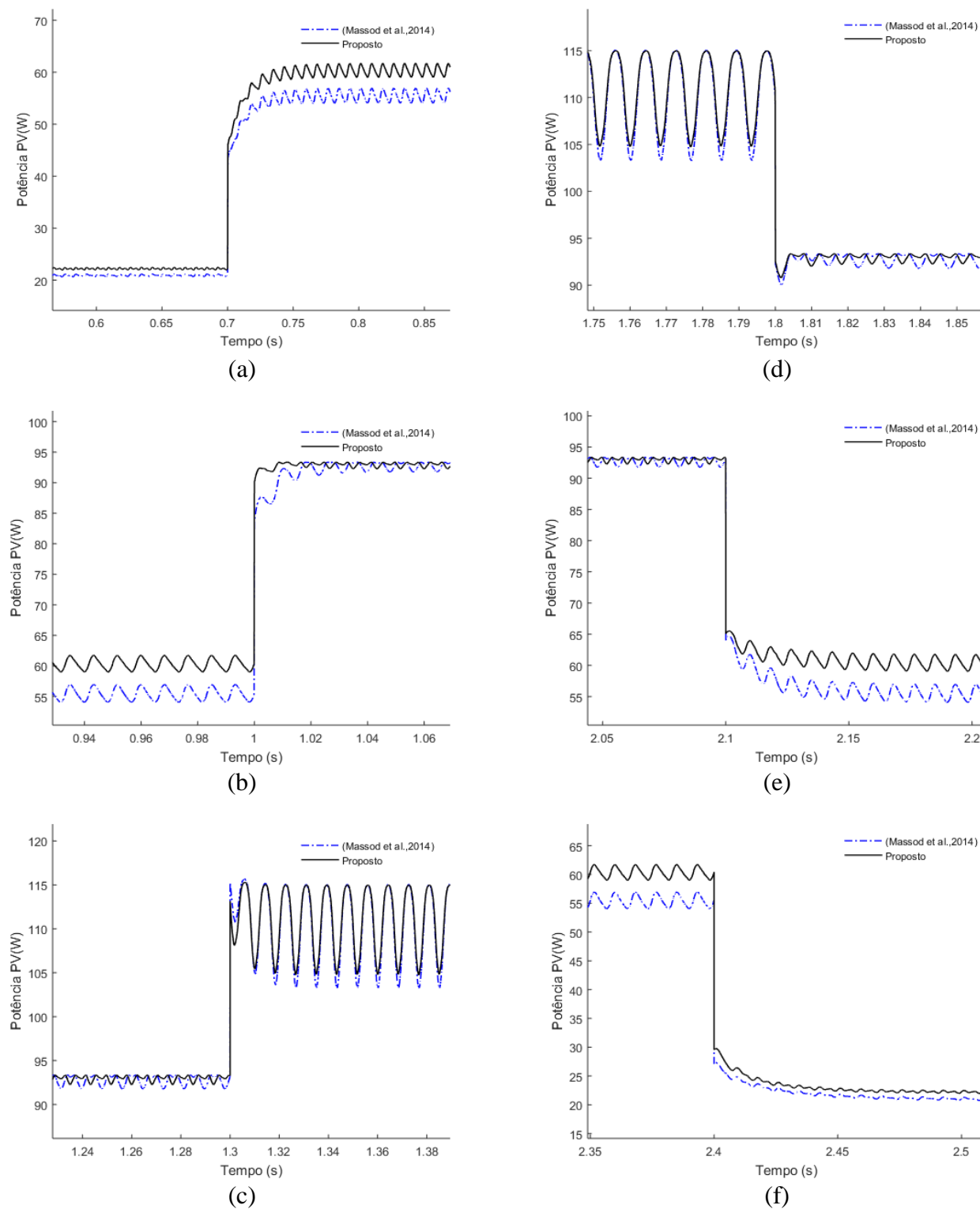
Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 4.19 – Comparação individual do método MPPT proposto com o método de (Massod et al., 2014)



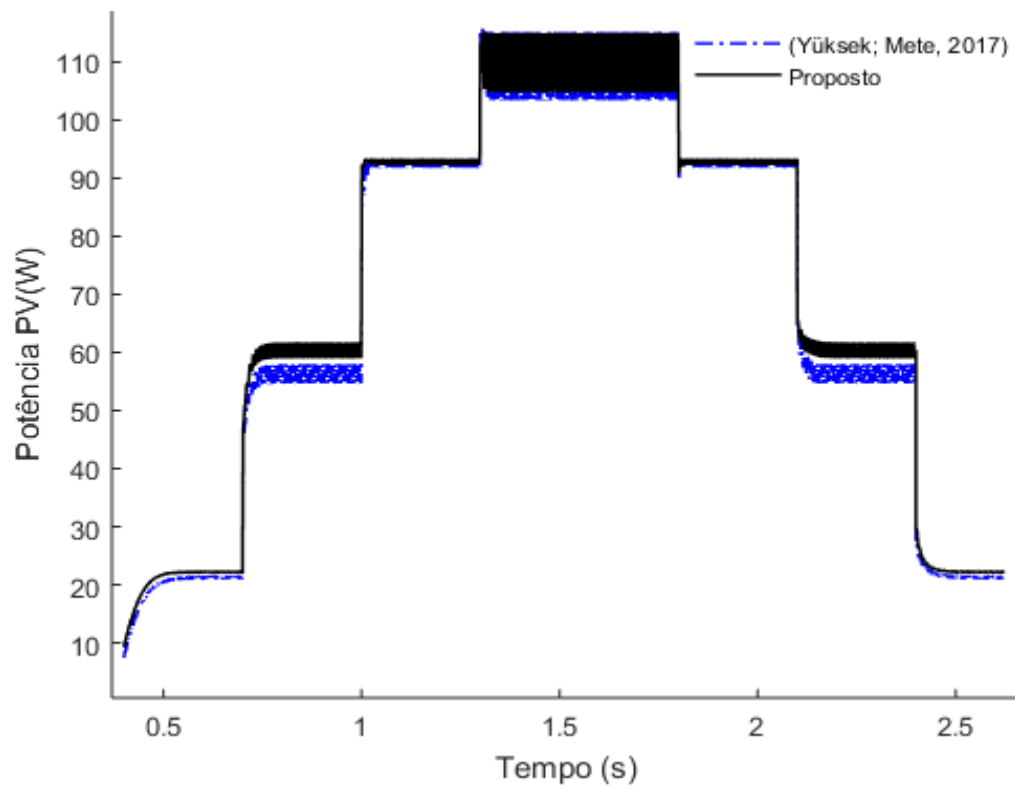
Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 4.20 – Comparação individual do método MPPT proposto com o método de (Massod et al., 2014) com zoom nas zonas de inclinação e declínio das condições meteorológicas adotadas. (a) Nível 1. (b) Nível 2. (c) Nível 3. (d) Nível 4. (e) Nível 5. (f) Nível 6.



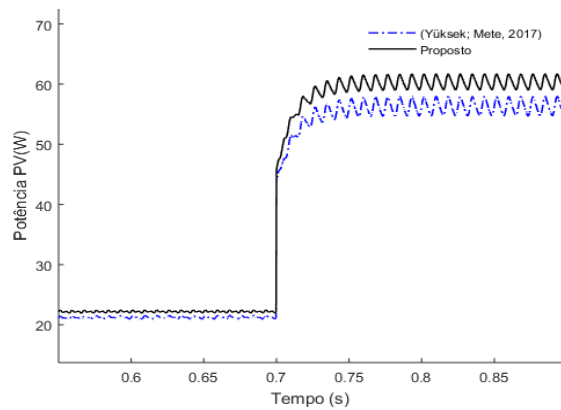
Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 4.21 – Comparação individual do método MPPT proposto com o método de (Yukse; Mete, 2017)

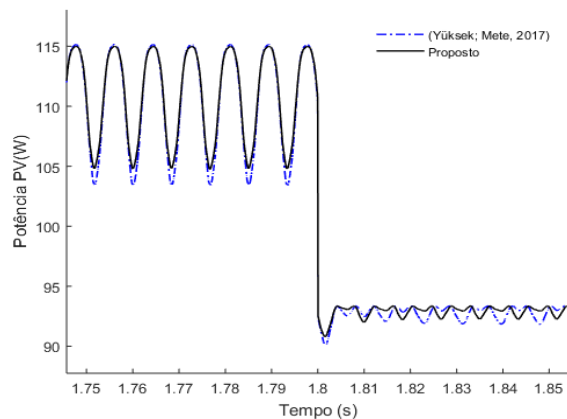


Fonte: Elaborada pela autora.

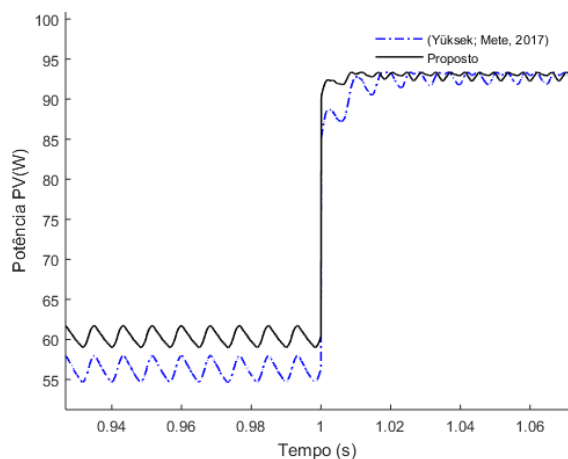
Figura 4.22 – Comparação individual do método MPPT proposto com o método de (Yukse; Mete, 2017) com zoom nas zonas de inclinação e declínio das condições meteorológicas adotadas. (a) Nível 1. (b) Nível 2. (c) Nível 3. (d) Nível 4. (e) Nível 5. (f) Nível 6.



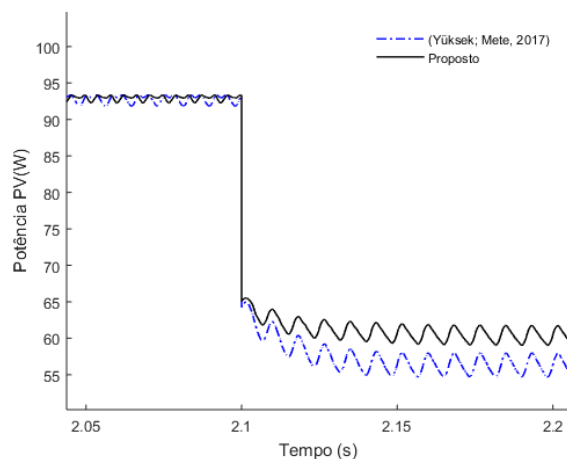
(a)



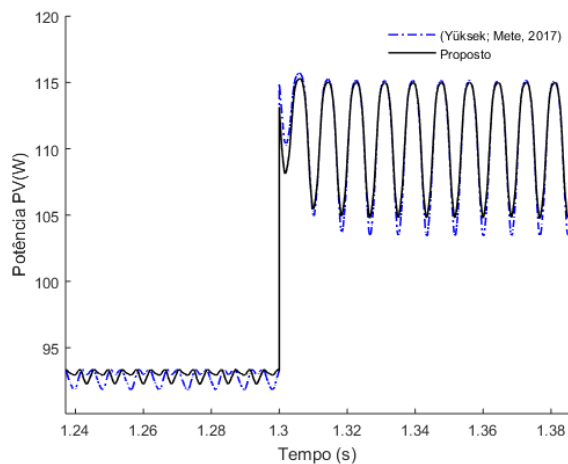
(d)



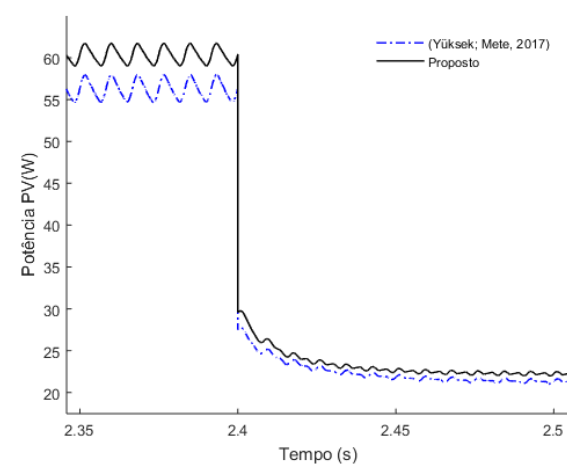
(b)



(e)



(c)



(f)

Fonte: Elaborada pela autora.

Observa-se que nas Figuras 4.16, 4.20 e 4.22 o método proposto (linha preta) apresenta um desempenho melhor do que os métodos (P&O), (MASSOD et al., 2014) e (YÜKSEK; METE, 2017), capturando uma maior potência do painel fotovoltaico, tanto com o aumento de irradiação quanto na redução de irradiação. Na Figura 4.18 (a) e (f), o método CI apresenta uma melhor captação de potência, apresentando então, um melhor desempenho no rastreamento de potência para baixos níveis de irradiação e temperatura.

De forma geral, percebe-se que mesmo com as variações de irradiação e temperatura, o método de MPPT proposto é capaz de rastrear o ponto de máxima potência com eficiência e rapidez e com redução de picos de oscilações ao chegar próximo ao MPPT.

Na Tabela 4.1 é apresentado a comparação da eficiência dos métodos de MPPT estudados aplicados ao painel fotovoltaico conectado a um microinversor flyback, bem como a comparação de potências de entrada do microinversor flyback fornecida pelo painel fotovoltaico com a potência de saída do microinversor flyback. Pode-se notar que todos os métodos obtiveram bons resultados, entretanto, a eficiência obtida com o método proposto é superior aos demais, apresentando uma eficiência de conversão de energia de 99,16% para uma irradiação de 1000W/m^2 a 25°C e 98,31% para uma irradiação de 500W/m^2 com a mesma temperatura.

Tabela 4.1 - Comparação da eficiência entre os métodos MPPT

Métodos MPPT	Pmax Painel	Pmax MPPT
	1000W/M² 25°C	500W/M² 25°C
(P&O)	97.91%	92,20%
IC	98.95%	96.98%
(Massod et al.,2014)	97.86%	96.98%
(Yüksek; Mete, 2017)	98.82%	91.93%
Método Proposto	99.16%	98.31%

Fonte: Elaborada pela autora.

A temperatura foi mantida constante para comparar com o desempenho descrito nas especificações do painel solar (Kyocera modelo KD135SX-UPU). Este painel apresenta condições padrão de teste de (1000W/m^2 a 25°C) fornecendo uma potência máxima de 135 W. Usando as mesmas condições de teste, o microinversor teve uma potência máxima de saída de 133,86W, o que representa um bom desempenho.

4.3 Resultados experimentais

Como forma de comprovar o desempenho real do método de MPPT proposto e o correto funcionamento do microinversor flyback usado, foi feito um protótipo conforme projeto descrito no Apêndice A.

4.3.1 Instrumentos Utilizados para o Ensaio Experimental

Os equipamentos utilizados nos ensaios experimentais são apresentados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 - Equipamentos utilizados nos ensaios experimentais

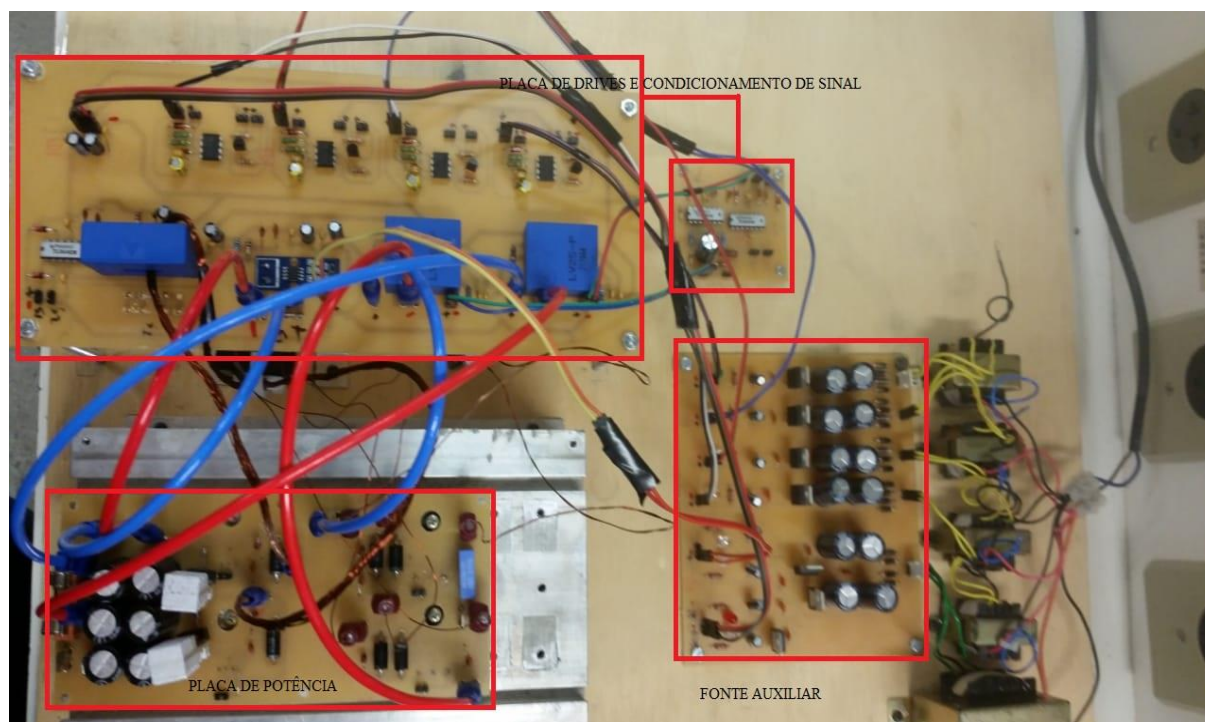
Parâmetro	Descrição
Fonte CC	Supplier CC power source modelo FCC 2000-50
Osciloscópio	Modelo MS05340 da fabricante Tektronix
Ponteira diferencial de alta tensão	Modelo P5200 da fabricante Tektronix
Ponteira de corrente	
Wattímetro digital	Modelo WT130 da fabricante Yokogawa
Reostato	

Fonte: International Rectifier (2000).

4.3.2 Resultados de Implementação

A Figura 4.23 apresenta a fotografia do protótipo do MIF implementado no laboratório. Os diagramas esquemáticos do protótipo feitos nos softwares Altium e Eagle são mostrados no Apêndice D.

Figura 4.23 – Fotografia do protótipo implementado em laboratório



Fonte: Elaborada pela autora.

Uma fonte externa foi utilizada para alimentação dos sensores (15V e 5V) e dos drivers (15V). A alimentação dos drivers por sua vez foi projetada de forma individual (uma fonte para cada driver) de modo que as perdas nos elementos de comutação das chaves não interferem no rendimento do MIF.

Nos testes iniciais o MIF projetado não foi conectado à rede, pois, para evitar perturbações na rede, antes foi testado o funcionamento correto do MIF conectando em sua saída uma carga puramente resistiva em torno 550 Ohms. Após os testes iniciais foi então conectado o microinversor a rede.

Como descrito no início do capítulo para os resultados experimentais foi usado uma fonte emuladora de painel CC tensão/corrente regulável para simular o painel fotovoltaico com isso, o MIF foi inicialmente submetido a uma tensão de entrada de 10,2V e uma corrente de entrada de 2A para testes de funcionamento. E depois, foi sendo elevado gradualmente a tensão até 19,3V e 6,21A com isso, o MPPT captou uma potência de entrada de 119,85W conforme apresentado na Figura 4.28.

Nas Figuras 4.24 e 4.25, temos as tensões de saída do DSP para comutações das chaves primários (Mosfets) e das chaves secundárias (IGBT's), respectivamente. Estes sinais, seguem para os *drivers* dos interruptores na placa de drives que se encontra isolada da placa de potência estes por sua vez fornecem as tensões para o acionamento dos interruptores. Os interruptores

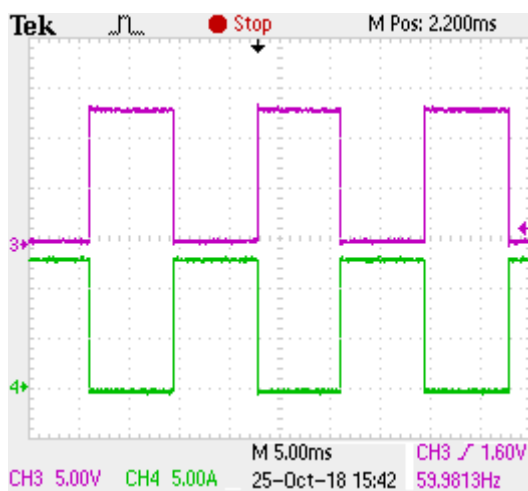
primários são acionados ambos em alta frequência 100kHz e os interruptores secundários com acionamento complementar a 60Hz.

Figura 4.24 – Sinal de comutações das chaves primários do MIF.



Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 4.25– Sinal de comando interruptores secundários do MIF.

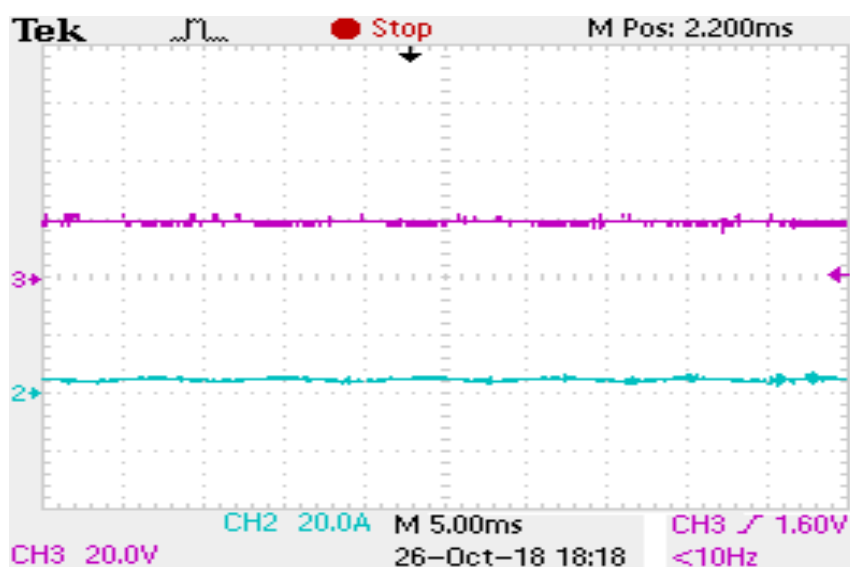


Fonte: Elaborada pela autora.

Das Figuras 4.24 e 4.25 pode-se então comprovar o funcionamento correto da comutação dos transistores de potência, bem como a técnica de modulação implementada.

A Figura 4.26 apresenta os sinais de entrada no microinversor, com tensão CC de 20V (roxo) e corrente de 8,0A (azul) aplicados por meio da fonte emuladora de painel FV.

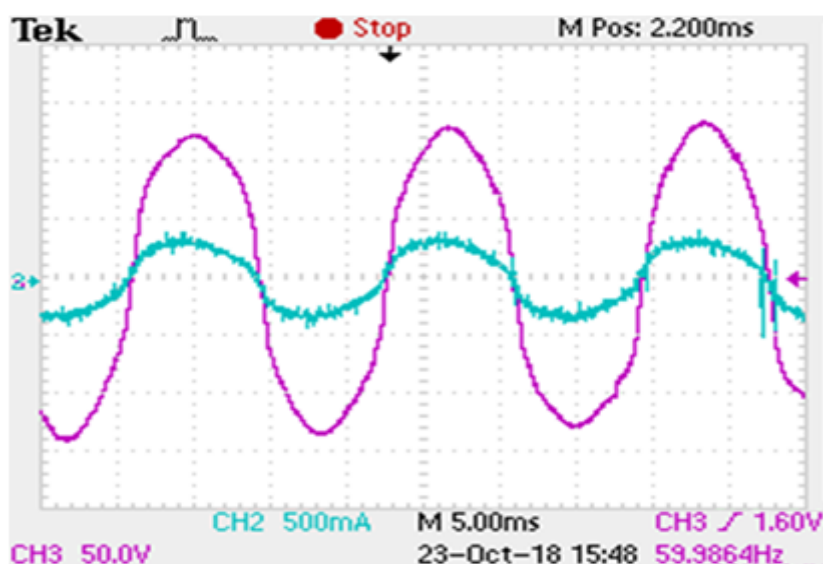
Figura 4.26 – Tensão e corrente CC de entrada.



Fonte: Elaborada pela autora.

Na Figura 4.27 é apresentado as formas de ondas da tensão de saída (amarelo) e corrente de saída (azul) em 60Hz senoidal.

Figura 4.27 – Tensão e Corrente de saída.

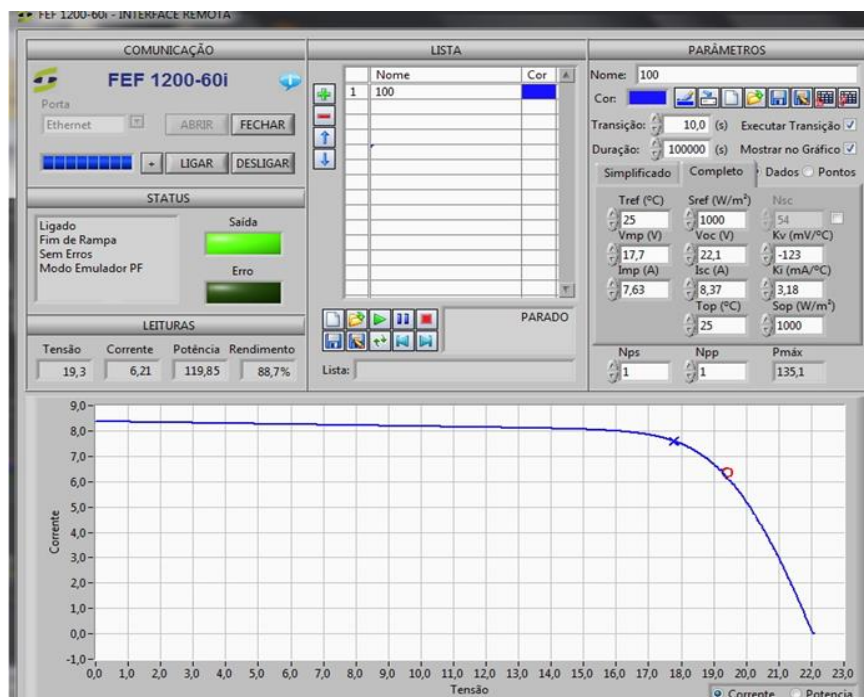


Fonte: Elaborada pela autora.

Na Figura 4.28 é mostrado a interface do emulador de painel fotovoltaico, inicialmente a direita da figura é inserido os parâmetros do painel conforme especificações do fabricante apresentadas na Tabela A1, no Apêndice A. Em seguida o sistema é acionado e o MPPT rastreará o ponto de máxima potência.

A máxima potência rastreada pelo sistemas foi de 119,85 correspondendo a um rendimento de 88,7%.

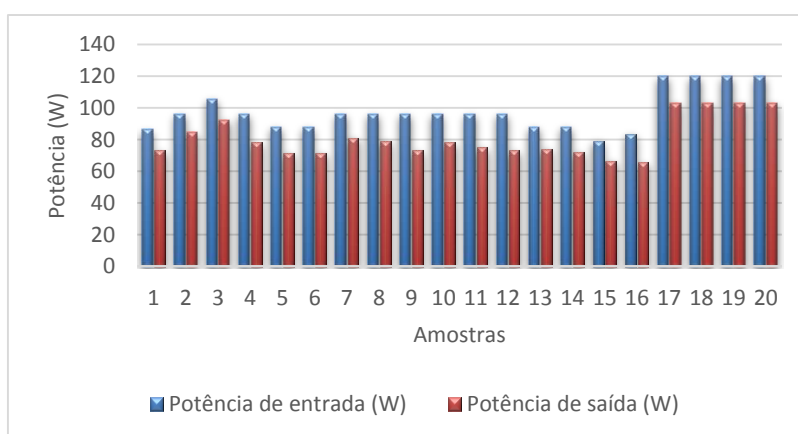
Figura 4.28 – Gráfico VxI de entrada



Fonte: Elaborada pela autora.

Na figura 4.29 é apresentado o registro de potências de entrada e saída do MIF projetado, para um número de 20 amostras.

Figura 4.29 – Registro de potências do protótipo



Fonte: Elaborada pela autora.

Para uma potência de entrada de 119,85W foi registrado uma potência máxima de saída de 103,24W. Apresentando uma eficiência de conversão de 86,14% registrando assim uma eficiência superior a eficiência de projeto calculada no Apêndice A de 85,7%.

5 CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS

Neste trabalho, um algoritmo de controle de painel fotovoltaico para operação MPPT foi proposto e aplicado ao projeto de um microinversor flyback de dois comutadores conectado à rede elétrica, uma topologia simples mas de alta eficiência. Para a validação do estudo foi construído um protótipo do microinversor. Com a construção do protótipo foram desenvolvidas competências na elaboração de placas de circuito impresso (PCB's), aprimoramento da utilização de componentes eletrônicos e seu condicionamento de sinal e programação de microcontroladores via DSP.

Para verificar o desempenho do método de MPPT proposto, foram apresentadas simulações comparando o MPPT híbrido proposto com os métodos convencionais e com métodos híbridos apresentados na literatura. Os resultados mostraram as vantagens da técnica proposta em relação aos métodos comparados, apresentando uma operação estável em toda a região do painel fotovoltaico, eliminando as oscilações em torno do ponto de operação de máxima potência e aumentando a velocidade de convergência do ponto de operação.

Nos resultados simulados o MPPT híbrido proposto aplicado ao painel fotovoltaico conectado ao microinversor flyback atingiu uma eficiência de pico de 99,16%, enquanto o pico de eficiência dos métodos comparados foi de 98,95%, obtido pelo método IC convencional. Assim, confirmando o alto desempenho do microinversor com algoritmo proposto.

Nos resultados experimentais é comprovado o funcionamento do microinversor projetado conforme apresentação das formas de onda e parâmetros de correntes e tensões. O rastreamento do MPPT proposto mostrou-se eficaz, atingindo uma eficiência de 88,7%. E o microinversor apresentou uma eficiência de conversão de 86,14% correspondendo a uma eficiência próxima a calculada com base nas perdas dos componentes do microinversor.

Conclui-se então que o método de MPPT proposto contribuirá para a expansão dos estudos de rastreamento de potência de painéis fotovoltaicos, funcionando de forma leve sem acarretar esforço computacional e custos extras. O algoritmo de MPPT proposto é capaz de lidar com o sombreamento parcial dos módulos fotovoltaicos, apresenta resposta rápida e estável e redução dos pontos de oscilação próximo ao MPPT o que aumenta a transferência de potência dos painéis fotovoltaicos para aos sistemas de conversão de energia. Conclui-se também que os objetivos do trabalho foram alcançados, e que o desenvolvimento deste, proporcionou um enriquecimento acadêmico de forma a aprimorar os conhecimentos na área de eletrônica de potência, bem como, a expansão de conhecimentos das novas tecnologias envolvidas em energias renováveis.

Como trabalhos futuros sugere-se:

A utilização de mais painéis fotovoltaicos solares para um maior aproveitamento do microinversor e a obtenção de maior potência;

Aplicar o controle de MPPT híbrido proposto no painéis fotovoltaicos da UFPI para verificar seu real desempenho;

Testar o controle de MPPT híbrido proposto em outras topologias de microinversores e inversores;

Desenvolver um sistema de controle mais complexo adotando técnicas de controle híbrido MCD/MCB e MCD/MCC nas quais possam reduzir as perdas do microinversor e obter maior potência na conversão;

Desenvolver métodos anti-ilhamento rápidos e precisos para o desligamento do microinversor da rede ao ser detectado defeitos na rede elétrica.

REFERÊNCIAS

- AKAGI, H., KANAZAWA, Y. AND NABAE, A. (1984). **Instantaneous Reactive Power Compensator Comprising Switching Devices Without Energy Storage Components**, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-20, no. 3, pp. 625-630.
- AHMED, J.; SALAM, Z.; “**An Enhanced Adaptive P&O MPPT for Fast and Efficient Tracking under Varying Environmental Conditions**”. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 2018.
- BALAMURUGAN, P.; PRAVEENRAJ, A.D.; KALEESWARAN, I.; KARTHIK, R.M.; “**FPGA Implementation of MPPT Hybrid Algorithm for Photovoltaic System**”. *International Conference on Engineering Innovations and Solution (ICEIS – 2016)*. Pp. 32 –36, 2016.
- BARBI, I., **Eletrônica de Potência: Projetos de fontes chaveadas**, Edição do Autor, 2001.
- BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência: Projetos de Fontes Chaveadas**. 2. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2007
- BONIFÁCIO, P.J.S.; **Seguidor Fotovoltaico: uma variação do P&O - Simulação e Prototipagem**. Dissertação de mestrado em Engenharia Electrotécnica e Computadores. Universidade Nova de Lisboa. Lisboa, 2010.
- CHEN, M.C.; YANG, C.Y.; LIN, C.Y.; CHIU, H.J.; “**Highly efficient isolated solar micro-inverter**”. *IECON - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*”. pp. 3070 – 3073, 2016.
- DROFENIK, U.; KOLAR, J. W. **A General scheme for calculating switching and conduction-losses of power semiconductors in numerical circuit simulations of power electronic systems**. *International Power Electronics Conference, IPEC Niigata, Japan*, 2005.
- ECHIEKH, A.; CHAKER, N.; CHIU, H. J.; “**Highly efficient isolated solar micro-inverter**”. *IECON-42th Annual Conference of the IEEE Industrial electronics Society*. Pp.3070-3073, 2016.
- EDWIN, F.F., XIAO, W., KHANKIKAR, V.: ‘**Dynamic modeling and control of interleaved flyback module-integrated converter for PV power applications**’, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2014, 61, (3), pp. 1377–1388
- ESRAM, T.;CHAPMAN, P.L. (2007). **Comparison of photovoltaic Array maximum Power Point Tracking Techniques**. In: *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v.22, n.2, p.439-449.
- EUROPEAN PHOTOVOLTAIC INDUSTRY ASSOCIATION [EPIA]. 2015. *Global Market Outlook for Photovoltaics Until 2015*, p. 39. Disponível em: <http://www.heliosenergy.es/archivos/eng/articulos/art-2.pdf>.
- FADIGAS, E. A. F. A. **Energia Solar Fotovoltaica: Fundamentos, Conversão e Viabilidade técnico-econômica**. Grupo de Energia Escola Politécnica Universidade de São Paulo – GEPEA, PEA –2420 Produção de Energia, São Paulo, 2000.

FREIRE, F. J. L.; **Microinversor monofásico baseado na derivação da topologia flyback para sistema de geração fotovoltaica**. Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, Fortaleza 2015.

FURTADO, A.M.S.; Bradaschia, F.; Cavalcanti, M.C.; Limongi, L.R.; Azevedo, G.M.S. **“Power voltage characteristics and global MPPT algorithms for any severe partial shading condition”**. Brazilian Power Electronics Conference (COBEP) pp. 1 – 6, 2017.

GAVIRIA, L. R.; PEREIRA, F. O. R.; MIZGIER, M. O. **Influência da configuração urbana na geração fotovoltaica com sistemas integrados às fachadas**. Ambiente Construído, Porto Alegre, v. 13, n. 4, p. 7-23, out./dez. 2013.

GHASEMI, M.A.; RAMYAR, A.; IMAN-EINI, H.; **“MPPT method for PV systems under partially shaded conditions by approximating I-V curve”**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 65, pp. 3966 – 3975, 2018.

GNOATTO, C. L., **Estratégias de controle repetitivo para aplicação em sistemas de alimentação ininterrupta de energia**. Dissertação de mestrado em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas e Processamento de Energia. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. PATO BRANCO, 2011.

GONZÁLEZ, L. G.; VANEGAS, P.; SEMPETEGUI, R.; CARRANZA, O. **Peak control current in boundary conduction mode and discontinuous conduction mode for inverter with flyback topology**. IEEE Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA).pp. 1 – 6, 2015.

HART, D. W. **Eletrônica de Potência: Análise e Projetos de Circuitos** AMGH editora Ltda, 2012.

HARFMAN; T, M.; TAO, F.; AGAMY, M.; DONG, D.; IU, X.; GARCES, L.; ZHOU, R.; DEGADO, E.; MARABE, D.; STEPHENS, C.; STEIGERWAD, R. **“A high efficiency PV micro-inverter with grid support functions”**. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 4244-4250, 2014.

HARRAG, F.A.; TITRAOUI, S.A.; BAHRI, T.H.; **“P&O or IC for PV pumping system: What MPPT algorithm to improve performances?”**. 6th International Conference on Systems and Control (ICSC), pp. 220 – 225, 2016.

HENN, G. A. L.; PRAÇA, P. P.; SILVA, R. N. A. L. **Adapted modulation for THD performance improvement and losses reduction on multilevel inverters**. Revista Eletrônica de Potência – SOBRAEP, v. 16, n. 2, pp. 103 – 109, Mai. 2011.

HERNANDEZ-VIDAL, R.; RENAUDINEAU, H.; KOURO, S.; **“Submodule photovoltaic micro-inverter with cascaded flybacks and unfolding H-bridge inverter”**. IEEE 26th International Symposium on Industrial electronics (ISIE). Pp. 1035-1040, 2017.

HECKTHEUER, L. A. **Análise de Associações de Módulos Fotovoltaicos**. Tese de doutorado em Engenharia Mecânica, PROMEC. Universidade Federal do Rio Grande do Sul. Porto Alegre, 2001.

HUA, C.C.; CHEN, Y.M.; “**Modified perturb and observe MPPT with zero oscillation in steady-state for PV systems under partial shaded conditions**”. IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON), pp. 5 – 9, 2017.

IEA, International Energy Agency. Solar energy. Disponível em: <<https://www.iea.org/topics/renewables/solar/>> Acesso em 17 de dezembro 2017).

IEC 61000-2-5:1995, Electromagnetic Compatibility (EMC) - Part 2-5: Environment Classification of electromagnetic environments.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, IEEE Recommended Practice for Emergency and Standby Power Systems for Industrial and Commercial Applications, IEEE-446-1995, 1995.

JEONG-KYU PARK, YOUNG-HO KIM, YOUNG-HYOK JI, YONG-CHAE JUNG, AND CHUNG-YUEN WON. **A Novel Control Strategy of an Active Clamped Flyback Inverter with Synchronous Rectifier for a Photovoltaic AC Module System**. 8th International Conference on Power Electronics – ECCE, South Korea, 2011

JAYASHREE, U.; NIGHTINGALE, R.H.P.; DIVYA, S.; “**Implementation of basic MPPT techniques for zeta converter**”. Third International Conference on Science Technology Engineering & Management (ICONSTEM), pp. 601-604, 2017.

JUNIOR, P. A. S.; **Conversor CC-CC Boost Entrelaçado Aplicado no Processamento da Energia de Arranjo Solar Fotovoltaico**. Dissertação de Mestrado da Universidade Federal de Juiz de Fora. Juiz de Fora, 2011.

JUNE-HEE LEE; JUNE-SEOK LEE; KYO-BEUM LEE. Current sensorless MPPT method for a PV flyback microinverters using a dual-mode. International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA), p. 532 – 537, 2014.

KAZMIERKOWSKI, M.P. **Power converters and amplifiers (review of "Pulse-Width Modulated CC-CC Power Converters**, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol.3, no.2, pp.44, June 2009.

KIM, S.; LEE, S.H.; LEE, J.S.; KIM, M., “**Dual-mode flyback inverters in grid connected photovoltaic systems**”. IET Renewable Power Generation Journals. The institution of Engineering and Technology. 7th June 2016.

KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F., **A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules**, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 5, pp. 1292–1306, Sep. 2005.

KIRANMAYI, R. **Investigation on potential photovoltaic power modules for higher electrical output**. Anantapuram, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 32.

KRISHNA D. S. G.; MOTHUKURI RAVALI; “**An intelligent MPPT controller for a PV source using cascaded artificial neural network controlled CC link**”. International

Conference on Signal Processing, Communication, Power and Embedded System (SCOPE), pp. 983 – 988, 2016.

LAI, C. M.; “**A Single-Stage Grid-Connected PV Micro-inverter Based on Interleaved Flyback Converter Topology**”. International Symposium on Computer, Consumer and Control. PP. 187-190, 2014.

LEE, J. H.; LEE, J. S.; LEE, K. B.; “**Current sensorless MPPT method for a PV flyback micro-inverters using a dual-mode**”. International Power Electronic Conference (IPEC-Hiroshima 2014-ECCE ASIA). Pp. 532-537, 2014.

LI, Y; ORUGANTI, R., **A Low Cost Flyback MCC Inverter for AC Module Application**. IEEE Transactions on Power Electronics. Volume: 27, Issue: 3. Pp. 1295 – 1303, 2012.

LIN YONGJUN, WANG SHUN, LI JING, CHEN CHEN, LIU WEILIANG. **Grid-connected Current Control of Micro Inverter based on ANN inverse Model**. China, 2017

LOBATO, S.C. **Análise comparativa entre as principais técnicas de MPPT com foco experimental**. Monografia apresentada ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora. Juiz de Fora, 2015.

LÓPES, R. A. A; ANGARITA, M. A. G. **Parámetros comparativos de células fotoeléctricas para generación de energía: implementación de banco de pruebas usando DSP**, Ingeniería, 2014.

LUIZ, W. T.; **Desenvolvimento de uma estrutura de potência de estágio único aplicado em módulos integrados para geração distribuída de energia com a utilização da energia fotovoltaica**. Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba 2014

MASSOD, B.; SIDDIQUE, M.S.; ASIF, R.M.; ZIA-UL-HAQ, M. “**Maximum power point tracking using hybrid Perturb & observe and Incrementa condutance**”. 4th International Conference on engineering technology and technopreneuship (ICE2T), 2014.

MA, J. et al.; “**Improving power conversion efficiency via a hybrid MPPT approach for photovoltaic systems**”. Electron. Elect. Eng., vol. 19, no. 7, pp. 57–60, 2013.

MELLO, L. F. **Projetos de Fontes Chaveadas**. 3. ed. São Paulo: Érica, 1990.

MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA [MME], Boletim Mensal de Monitoramento do Sistema Elétrico Brasileiro –, p.18. Dezembro/2017.

Min-Young Park , Min-Hun Chi, Jong-Hyoung Park, Heung-Geun Kim, Tae-Won Chun and Eui-Cheol Nho. **LCL-filter Design for Grid-Connected PCS Using Total Harmonic Distortion and Ripple Attenuation Factor**. The 2010 International Power Electronics Conference, Republic of Korea. 2010.

MOHD ZAINURI M. A. A.; MOHN RADZI M. A.; AZURA CHE SOH; ABDUL RAHIM N.; “**Adaptive P&O-Fuzzy control MPPT for PV boost CC-CC converter**”. IEEE International Conference on Power and Energy (PECon), pp.524-529, 2012.

MUÑIZ, J. M.M; GARCIA, R. C; ECA Instituto de Tecnología y Formación. Energía solar fotovoltaica. Madrid: Fundación Confemetal, p. 248 , 2007

MOÇAMBIQUE, N. E. M. **Aplicação de Algoritmos de Busca do Ponto de Máxima Potência e controladores lineares e/ou Fuzzy para a regulação da tensão terminal de Painéis Fotovoltaicos**. Dissertação de Mestrado em ciência, Programa de Engenharia Elétrica. Escola de Engenharia de São Carlos, da Universidade de São Paulo. São Carlos-2012.

MOHAMMADI, S.; ZARCHI, H. A., **An interleaved high-power two-switch flyback inverter with a fast and robust maximum power point tracker**. Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC). 2016 7th, Iran University of Science and Technology, Tehran-Iran, pp.320 – 325, Feb-2016.

MOHAMMADI, S.; ZARCHI, H.A.; AMIRI, M., **Interleaved two-switch flyback microinverter for grid-tied photovoltaic applications**, Power Electronics, Drives Systems & Technologies Conference (PEDSTC), 2015 6th, vol., no., pp.59, 64, 3-4 Feb. 2015

NABULSI, A. A. J.; **Efficiency optimization of a standalone solar energy system using fuzzy based mppt**. A THESIS IN MECHATRONICS. Master of Science in Mechatronics Engineering. Faculty of the American University of Sharjah. Sharjah, UAE, January 2012.

NAYANASIRI, D.R.; GILBERT FOO; MASKELL, D.L.; VILATHGAMUWA, D. M., **Micro Inverter with a Front-end Current-Fed Converter**. 7th International Conference on Information and Automation for Sustainability, pp.1 – 6, 2014.

NEMSI, S.; BARANZE, L.; DIAF, S.; MALEK, A.; **“Comparative study between two maximum power point tracking (MPPT) techniques for photovoltaic system”**. Revue des Energies Renouvelables, Vol. 16, N°4, pp. 773 – 782, 2013.

PEREIRA, M. B.; **Geração Distribuída: Critérios e Impactos na Rede Elétrica**. 2007. 56f. Projeto de graduação em Engenharia Elétrica. Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória-ES, 2007.

PRASETYONO, E.; ANGGRIAWAN, D. O.; FIRMANSYAH, A. Z.; WINDARKO, N. A. **“A modified MPPT algorithm using incremental conductance for constant power generation of photovoltaic systems”**. International Electronics Symposium on Engineering Technology and applications (IES_ETA), pp. 1-6, 2017.

Rabi, B.R.M.; Kanimozhi, K.; **“Development of Hybrid MPPT Algorithm under Partial Shading Conditions for Low Power Applications”**. Journal of Electrical Engineering, 2016.

RAMBO, C.E.B. **Estudo e Desenvolvimento de um método de MPPT para sistemas PV, baseado na técnica P&O aplicado a um microinversor do tipo Flyback**. Dissertação Mestrado em Engenharia Elétrica. Universidade Católica do Rio Grande do Sul. Porto Alegre, 2015.

RAMPINELLI, Arns Giuliano. **Estudo de Características Elétricas e Térmicas de Inversores para Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede**. Porto Alegre, dezembro de 2010.

REZAEI, M. A.; KUI-JUN LEE; HUANG, A.-Q.; **A high efficiency flyback micro-inverter with a new adaptive snubber for photovoltaic applications**. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 3308 – 3313, 2015

ROAF, S; FUENTES, M; THOMAS-REES, S; **Ecohouse: a casa ambientalmente sustentável**. 4^o edição. Editora Bookman. São Paulo, 2014. P-456.

RODRIGUES, M. S. **Modelamento e simulação de um sistema inversor trifásico para injeção de energia na rede de distribuição a partir de fontes renováveis do tipo FV**. Dissertação de Mestrado em Engenharia Eletrotécnica – Sistemas Elétricos de Energia. Instituto Superior de Engenharia do Porto, 2015.

RÜTHER, R. **Edifícios solares fotovoltaicos: o potencial da geração solar fotovoltaica integrada a edificações urbanas e interligada à rede elétrica pública no Brasil**. Florianópolis, SC: LABSOLAR, 2004.

SAMPAIO, L.P.; **“Controle da injeção de potências ativa e reativa em inversor de Geração Distribuída conectado à rede de distribuição em corrente alternada em baixa tensão, empregando LMIs com realimentação de estados e critérios de D-estabilidade.”** Tese de doutorado em Engenharia Elétrica. Área de Conhecimento: Automação, 2013.

SASSO, E. M.; SOTELO, G. G.; FERREIRA, A. A.; WATANABE, E. H.; AREDES, M.; BARBOSA, P. G.: **Investigação dos modelos de circuitos de sincronismo trifásicos baseados na teoria das potências real e imaginária instantâneas (p-PLL e q-PLL)**. XIV CBA, 2002, pp. 480-485.

SCHOLTEN, D. M.; ERTUGRUL, N.; SOONG, W. L., **Micro-inverters in small scale PV systems: A review and future directions**. Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC), pp.1-6, 2013.

SHALINI CH.; NAGA KUMAR G.R.S.; RAJA SEKHAR S.; **“Analysis of Hybrid ANN-P&O Based MPPT Controller for Photovoltaic System”**. I J C T A, International Science Press, pp. 165-175, 2017.

SHER, H. A.; MURTAZA, A. F.; NOMAN, A.; ADDOWEESH, K. E.; A-HADDAD, K.; CHIABERGE, M.; **“A New sensores Hybrid MPPT Algorithm Based on Fraction Short-circuit Current Measurement and P&O MPPT”**. IEEE Transactions on sustainable Energy, Vol: 6, Issue: 6, Pp. 1426-1434, 2015.

SHER, H. A.; ADDOWEESH, K. E.; AL-HADDAD, K. **“Na eficiente and Cost-Effitive Hybrid MPPT Method for a Photovoltaic Flyback Micro-inverter”**. IEEE transactions on Sustainable Energy. Vo: PP, 1-8 Issue:99, 2017.

SILVA, L.R.C.; FREITAS, M. P.; TAMASHIRO, M. A.; PICCINI, A. R.; GUIMARÃES, G. C.; REZENDE, J. O.; PERES, L. M. **Análise do software PSIM por meio da implementação computacional de métodos clássicos de MPPT para painéis fotovoltaicos**. XII conferencia de Estudos em Engenharia Elétrica-CEEL, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2014.

SILVA, R. N. A. L. **Inversor multinível híbrido simétrico trifásico de cinco níveis baseado nas topologias half-bridge e anpc.** Tese de doutorado. Fortaleza: Universidade Federal do Ceará – UFC, 2013.

SOUSA, Y. R. **Estudo do rastreamento do ponto de máxima potência – MPPT – Em sistemas de geração fotovoltaica.** Monografia submetida ao curso de graduação em Engenharia de Energia da Universidade de Brasília, 2016.

SUNG-HO LEE; WOO-JUN CHA; JUNG-MIN KWON; BONG-HWAN KWON. **Control Strategy of Flyback Microinverter With Hybrid Mode for PV ACModules.** IEEE Transactions on Industrial Electronics. Volume: 63, Issue: 2. Pp. 995 – 1002, 2016.

TEIXEIRA, P.R.P.; **Microinversor para Painel Fotovoltaico.** Dissertação de Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores. Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2014.

THANG, T. V.; THAO, N. M.; DO-HYUN KIM, JOUNG-HU PARK. **Analysis and Design of a Single-Phase Flyback Microinverter on MCC Operation.** IEEE 7th International Power Electronics and Motion Control Conference - ECCE Asia. Korea, 2012.

THANG, T. V. ; THAO, N. M.; KIM, D. –H.; PARK, J. –H. “**Analysis and design of grid-connected photovoltaic systems with multiple-integrated converters and a pseudo-CC-link inverter,**” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 7, pp. 3377-3386, Jul. 2014.

XUE, Y., CHANG, L., KJAER, S.B., BORDONAU, J., SHIMIZU, T.: ‘Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: An overview’, *IEEE Trans. Power Electron.*, 19, (5), pp. 1305–1314, 2004.

YANG, L.; YUNBO, Z.; SHENGZHU, L.; HONG.; “**Photovoltaic array MPPT based on improved variable step size incremental conductance algorithm**”. 29th Chinese Control and Decision Conference (CCCC). Pp.2347-2351, 2017.

YANG, C.Y.; CHANG, Y.C.; LI, C.H.; CHENG, S.J.; HUANG, Q.M; CHUANG, C.C; CHIU, H.J; LO, Y.K.; KUO, M.C; HUANG, Y.M.; JEAN, Y.B.; HUANG, Y.C.; “**A module-integrated isolated solar micro-inverter**”. IEEE 10th International Conference on Industrial Informatics. pp. 780 – 785, 2012.

YUKSEK, G.; METE, A. M; “**A hybrid variable step size MPPT method based on P&O and INC methods**”. 10th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO), 2017.

WATANABE, E. H., STEPHAN, R. M. AND AREDES, M. (1993). **New Concepts of Instantaneous Active and Reactive Power for Three Phase System and Generic Loads.** *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.8, no. 2.

WOLAVER, D. H. “Phase-Locked Loop Circuit Design”, Prentice-Hall, 1991.

ZENGİN, S.; DEVECI, F. ; BOZTEPE,M. **Volt-second-based control method for discontinuous conduction mode flyback microinverters to improve total harmonic distortion.** IET Power Electronics, v.6, p. 1600 – 1607, 2013.

ZHANG, Z.; XIAO-FEI HE; XIAOYONG REN; XIN LI; YAN-FEI LIU. **Multi-mode control for photovoltaic grid-connected interleaved flybackmicro-inverters to achieve high efficiency in wide load range.** IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012.

ZHANG, Y.; HE, X. F.; ZHANG, Z.; LIU, Y. F., **A Hybrid Control Method for Photovoltaic Grid-Connected Interleaved Flyback Micro-Inverter to Achieve High Efficiency in Wide Load Range,** in IEEE proceeding of APEC, pp, 751-756, 2013.

APÊNDICE A – PROJETO MICROINVERSOR FLYBACK

A.1 Considerações iniciais

Este apêndice apresenta os cálculos de projeto e dimensionamento dos componentes para a construção do protótipo do Microinversor Flyback a quatro transistores usado para testar o algoritmo MPPT proposto.

A.2 Especificações do projeto

Os parâmetros iniciais necessário para o dimensionamento do Microinversor Flyback são apresentados nas Tabelas A1 e A2.

A Tabela A1 mostra os parâmetros de entrada do microinversor dados a partir do painel fotovoltaico utilizado (Kyocera modelo KD135SX-UPU).

Tabela A1 – Parâmetros do Painel Fotovoltaico

Parâmetro	Valor
Potência Máxima (Pmax)	135 W
Tensão Nominal (Vmp)	17,7 V
Corrente Nominal (Imp)	7,63 A
Tensão de Circuito Aberto (Voc)	22,1 V
Corrente de Curto-Circuito (Isc)	8,37 A

Fonte: Elaborada pela autora

Os parâmetros de entrada para o MIF são os parâmetros do painel fotovoltaico adotado. Assim teremos:

- Tensão mínima de entrada

$$V_{in_nom} = V_{mp} = 17,7V \quad (A.1)$$

- Tensão máxima de entrada

$$V_{in_max} = V_{oc} = 22,1V \quad (A.2)$$

- Potência nominal de entrada

$$P_{in_nom} = P_{max} = 135W \quad (A.3)$$

Os parâmetros de saída do MIF são calculados com base na potência de saída do MIF. Assim, a potência máxima de saída do MIF será dada quando a transferência de potência do painel for máxima:

- Potência máxima de saída

$$P_0 = P_{max} = 135W \quad (A.4)$$

- Corrente eficaz na saída do conversor

$$I_{o_rms} = \frac{P_0}{V_{o(rms)}} \quad (A.5)$$

Adotando como tensão eficaz de saída $V_{o(rms)} = 220V$:

$$I_{o_rms} = 0,614 A \quad (A.6)$$

- Corrente de pico na saída do conversor

$$I_{o_max} = \sqrt{2}I_{o_rms} = 0,868 A \quad (A.7)$$

- Resistência da Carga

$$R_0 = \frac{V_{o(rms)}^2}{P_0} = 358,127 \Omega \quad (A.8)$$

Na Tabela A2 é apresentado os dados do projeto necessário para a conversão da corrente contínua do painel em corrente alternada.

Tabela A2 – Parâmetros do Projeto

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão eficaz de saída	$V_{o(rms)}$	220V
Tensão de pico de saída	$V_{o(max)}$	311,14 V
Frequência da rede	f_r	60Hz
Frequência de chaveamento	f_s	100kHz
Razão cíclica	$D_{(max)}$	0,45
Índice de comutação	Ma	0,45
Potência máxima de saída	P_o	135W
Ondulação de corrente no indutor	ΔV_{iLf}	10%
Ondulação de tensão entrada	ΔV_{mp}	2%
Ondulação de tensão na saída	ΔV_o	5%

Fonte: Elaborada pela autora

A.3 Dimensionamento dos componentes do MIF

O desenvolvimento das equações utilizadas não serão apresentadas visto que as mesmas podem ser encontradas em (MELLO, 1990), (BARBI, 2007) e (KAZMIERKOWSKI, 2009).

Para os cálculos de projeto do MIF é adotado o valor máximo da razão cíclica pois é nesse instante onde a tensão de saída e a condução das chaves em alta frequência é máxima.

A.3.1 Projeto do transformador flyback

Para a construção do transformador Flyback foram adotado os parâmetros constituídos na Tabela A3 e foram baseados em (BARBI, 2007).

Tabela A3 – Parâmetros físicos da construção do indutor

Parâmetro	Símbolo	Valor
Densidade de corrente nos condutores	J	450 A/cm ²
Fator de utilização do primário	K _p	0,5
Fator de utilização da área do enrolamento	K _w	0,4
Densidade de Fluxo magnético	ΔB(max)	0,2 T
Coefficiente de perdas por histerese para ferrite	Kh	4.10 ⁻⁵
Coefficiente de perdas por correntes parasitas	Ke	4.10 ⁻¹⁰

Fonte: Elaborada pela autora.

A.3.1.1 Cálculo do Produto das áreas das janelas

A escolha do núcleo para construção do transformador é feito com base no Cálculo do Produto das áreas das janelas mostrado na equação A.9.

$$A_e A_w \cong \frac{1.1 P_o 10^4}{K_p K_w J f_s \Delta B} \cong 0,825 \text{ cm}^4 \quad (\text{A.9})$$

Utilizando a Tabela de Núcleos de Ferrite Tipo E (BARBI, 2007), pode-se escolher o núcleo a ser usado obedecendo o valor do produto das áreas das janelas mínimo calculado. Com base na Tabela o núcleo E-30/15/14 atende as exigências, mas foi usado o núcleo E-42/21/20 disponível em laboratório com as seguintes especificações apresentadas na Tabela A4.

Tabela A4 – Dimensões do núcleo NEE 42/21/20

Parâmetro	Símbolo	Valor
Área da seção transversal do núcleo	A _e	2,40 cm ²
Área da janela de núcleo	A _w	1,57 cm ²
Produto das áreas	A _e A _w	3,77 cm ⁴
Comprimento médio magnético	l _t	10,5 cm
Volume do núcleo	V _e	23,30 cm ³
Altura da janela do núcleo	l _e	9,7 cm

Fonte: Dados do catálogo de núcleos, Thornton (2008).

A.3.1.2 Cálculo dos entreferros do Transformador Flyback

$$\Delta W = \frac{P_o}{\eta f_s} = 1,35 * 10^{-3} \text{ J} \quad (\text{A.10})$$

$$\delta = \frac{2\mu_0\Delta W}{\Delta B^2 A_e * 10^{-4}} = 3,534 * 10^{-4} \text{ m} \quad (\text{A.11})$$

Para o Núcleos de Ferrite Tipo E são utilizados 2 entreferros. Dessa forma, cada entreferro corresponderá metade do valor total do entreferro:

$$\delta_g = \frac{\delta}{2} = 1,767 * 10^{-4} \text{ m} \quad (\text{A.12})$$

A.3.2 Parâmetros dos Enrolamentos

A.3.2.1 Indutância de Magnetização do Primário

Conforme o valor da tensão de entrada e da potência máxima do painel fotovoltaico a plena carga, a indutância de magnetização pode ser calculada por:

$$L_{mp} = \frac{V_{in_nom}^2 D_{max}^2}{2f_s P_0} = 2,35 * 10^{-6} \text{ H} \quad (\text{A.13})$$

A.3.2.2 Relação de Transformação

$$RT = \frac{V_{in_nom} D_{max}}{(1 - D_{max}) V_{0(\max)}} = 0,047 \quad (\text{A.14})$$

A.3.2.3 Corrente Máxima no Primário

$$I_{p_max} = \frac{V_{in_nom} D_{max}}{L_{mp} f_s} = 33,898 \text{ A} \quad (\text{A.15})$$

A.3.2.4 Corrente Efícaz no Primário

$$I_{p_rms} = I_{p_max} \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} = 13,129 \text{ A} \quad (\text{A.16})$$

A.3.2.5 Corrente Média no Primário

$$I_{p_med} = \frac{V_{in_nom} D_{max}^2}{2L_{mp}f_s} = 7,627 \text{ A} \quad (\text{A.17})$$

A.3.2.6 Número de Espiras do Enrolamento Primário

$$N_p = \frac{\Delta B \delta * 10^6}{0,4\pi I_{p_max}} = 1,659 \quad (\text{A.18})$$

Como o número de espiras deve ser necessariamente um número inteiro adota-se o número inteiro mais próximo, assim:

$$N_p = 2 \quad (\text{A.19})$$

A.3.2.7 Área do condutor primário

$$S_{cond_p} = \frac{I_{p_rms}}{J} = 0,029 \text{ cm}^2 \quad (\text{A.20})$$

A.3.2.8 Indutância dos secundários

$$L_{S1} = L_{S2} \cong \frac{L_{mp}}{RT^2} \cong 1,085 * 10^{-4} \text{ H} \quad (\text{A.21})$$

A.3.2.9 Corrente Máxima nos secundários

$$I_{s1_max} = \frac{2I_0}{(1 - D_{max})} = 2,231 \quad (\text{A.22})$$

A.3.2.10 Corrente Eficaz nos secundários

$$I_{s1_rms} = I_{s1_max} \sqrt{\frac{(1 - D_{max})}{3}} = 0,955 \text{ A} \quad (\text{A.23})$$

A.3.2.11 Corrente média nos secundários

$$I_{s_med} = RT \left(\frac{V_{in_nom}}{L_{mp}f_s} \sqrt{\frac{2D_{max}^3}{9\pi}} \right) = 0,563 \text{ A} \quad (\text{A.24})$$

A.3.2.12 Número de Espiras do Enrolamento secundário

Como o transformador Flyback adotado possui dois enrolamentos secundários, os cálculos para ambos são iguais. Logo teremos:

$$N_{S1} = N_{S2} \cong N_p \frac{\sqrt{2}V_{0(\max)}}{V_{in_{nom}}} = 35,156 \quad (\text{A.25})$$

$$N_{S1} = N_{S2} \cong 36$$

A.3.2.13 Área dos condutores secundários

$$S_{cond_s1} = S_{cond_s2} = \frac{I_{s1_rms}}{J} = 2,123 * 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (\text{A.26})$$

A.3.2.14 Efeito Pelicular dos condutores

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = 0,024 \quad (\text{A.27})$$

$$d_{max} = 2\Delta = 0,048 \text{ cm} \quad (\text{A.28})$$

O fio a ser usado é escolhido com base nos critérios de condução (Tabela 3, p. 331, BARBI, 2007), foi usado nos enrolamentos primário e secundários é o fio 18AWG disponível no laboratório, com características presentes na Tabela A5.

Tabela A5 – Dados do fio 18 AWG

Parâmetro	Símbolo	Valor
Diâmetro da seção transversal do condutor	CC_{u_18AWG}	0,102 cm
Área do cobre	S_{cu_18AWG}	0,008231 cm ²
Área do fio com isolamento	$S_{cu_18AWG_iso}$	0,009735 cm ²
Resistência do fio a 100 °C	OHMS/COM 100°C	0,000280 °C

Fonte: Dados do catálogo fios AWG, Barbi (2007).

A.3.2.15 Número de fios em paralelo no primário

$$N_{fios_p} = \frac{S_{cond_p}}{S_{cu_18AWG}} = 3,545 \quad (\text{A.29})$$

$$N_{fios_p} = 4$$

A.3.2.16 Número de fios em paralelo nos secundários

$$N_{fios_{s1}} = N_{fios_{s2}} = \frac{S_{cond_{s1}}}{S_{cu_{18AWG}}} = 0,258 \quad (A.30)$$

$$N_{fios_{s1}} = N_{fios_{s2}} = 1$$

A.3.2.17 Tempo de desmagnetização do Transformador

$$T_0 = 2 \frac{I_{s1_{rms}}}{I_{s1_{max}} f_s} = 8,563 * 10^{-6} \text{ seg} \quad (A.31)$$

A.3.2.18 Área do cobre isolado

$$S_{cu_{iso}} = \frac{N_p * N_{fios_p} * S_{cu_{18AWG}} + 2 * N_s * N_{fios_s} * S_{cu_{18AWG}}}{Aw} \quad (A.32)$$

Dada a reação de transformação 2:36 igual a 1:18, temos:

$$S_{cu_{iso}} = 0,973$$

A.3.2.19 Possibilidade de execução do Transformador

$$K_u = \frac{S_{cu_{isol}}}{Aw} = 0,62 \quad (A.33)$$

Pode-se verificar que como o fator de utilização da janela k_u é menor que 1 então é possível construir o transformador. Na Tabela A6 é apresentado um resumo dos detalhes de projeto do transformador do MIF.

Tabela A6 – Resumo do projeto físico do Transformador

Parâmetro	Símbolo	Valor
Núcleo utilizado		NEE-40/21/20
Produto das Áreas das Janelas	$A_e A_w$	3,767 cm ⁴
Número de espiras no primário	N_p	1
Número de espiras dos secundário	N_{s1} e N_{s2}	18
Fio utilizado		AWG 18
Número de fios em paralelo no primário	N_{fios_p}	4
Número de fios em paralelo no secundário	$N_{fios_{s1}}$ e $N_{fios_{s2}}$	1
Entreferro	δ_g	0,1767 mm

Fonte: Dados do catálogo fios AWG, Barbi (2007).

A.3.4 Cálculo das perdas no transformador

A.3.4.1 Perdas no núcleo do transformador

As perdas do núcleo do transformador são calculadas usando os coeficientes de perdas apresentados na Tabela A7.

Tabela A7 – Coeficientes de perdas no cobre

Parâmetro	Símbolo	Valor
Resistividade do cobre a 80°C	P_{cu}	$1,73 \cdot 10^{-8} \Omega m$
Coefficiente de perdas por histerese	K_h	$4 \cdot 10^{-5}$
Coefficiente de perdas por correntes parasitas	k_e	$4 \cdot 10^{-10}$

Fonte: Adaptado de (FREIRE, 2015)

As perdas no núcleo são calculadas a partir de dois termos: Perdas no núcleo por cada cm^3 em W/cm^3 e volume do núcleo em cm^3 especificado pelo fabricante.

- Perdas no núcleo por cada cm^3 em W/cm^3

$$P_{nucleo_cm^3} = (\Delta B)^{2.4} (K_h f_s + K_e f_s^2) = 0,168 W \quad (A.34)$$

$$V_e = 5,7 (A_e A_w)^{0,68} = 14,049 cm^3 \quad (A.35)$$

$$P_{nucleo} = P_{nucleo_cm^3} V_e = 2,362 W \quad (A.36)$$

A.3.4.2 Perdas no enrolamento primário do Transformador

As perdas nos enrolamento primário e secundários são obtidas a partir da resistividade do cobre $\rho_{cu}=1,73 \cdot 10^{-8} \Omega m$ e do comprimento médio das espiras l_t . Assim, as perdas no enrolamento primário pode ser obtida através da equação (A.37).

$$P_{cobre_p} = \frac{N_p L_t \rho_{cu}}{S_{cu_18AWG} 10^{-4}} I_{p_rms}^2 = 0,38 W \quad (A.37)$$

A.3.4.3 Perdas nos enrolamentos secundários do Transformador

As perdas nos enrolamentos secundários são iguais e podem ser calculadas usando a equação (3.38).

$$P_{cobre_{s1}} = P_{cobre_{s2}} = \frac{N_s l_t \rho_{cu}}{S_{cu_{18AWG}} 10^{-4}} I_{s1,2_{rms}}^2 = 0,036 W \quad (A.38)$$

A.3.4.4 Perdas totais do Transformador

As perdas totais do transformador são dadas pela soma das perdas no núcleo e dos enrolamentos conforme equação (A.39).

$$P_{totl_trafo} = P_{nucleo} + P_{cobre_p} + P_{cobre_{s1}} + P_{cobre_{s2}} = 2,814 W \quad (A.39)$$

A.3.4.5 Cálculo da elevação da temperatura

A elevação da temperatura do transformador flyback é calculada com base na resistência térmica (R_{Th}) dada em °C/W e nas perdas totais do transformador.

$$\Delta T_{nucleo} = R_{th} * P_{totl_trafo} = 23(A_e A_w)^{-0.37} P_{totl_trafo} = 39,624^\circ C \quad (A.40)$$

A.3.5 Esforços de correntes e tensões nos interruptores

A.3.5.1 Esforços de corrente nos interruptores primários

Os esforços de correntes nos interruptores primários são iguais as correntes calculadas para a entrada do transformado. Assim temos:

- Corrente máxima nos interruptores do primário

$$I_{swp1_max} = I_{swp2_max} = I_{p_max} = 33,898 A \quad (A.41)$$

- Corrente média nos interruptores do primário

$$I_{swp1_med} = I_{swp2_med} = I_{p_med} = 7,627 A \quad (A.42)$$

- Corrente eficaz nos interruptores do primário

$$I_{swp1_rms} = I_{swp2_rms} = I_{p_rms} = 2,722 A \quad (A.43)$$

A.3.5.2 Esforços de tensão nos interruptores primários

A tensão máxima nos interruptores do primário pode ser calculada conforme equação (A.44).

$$V_{swp1_max} = V_{swp2_max} = V_{in_max} * \frac{1}{1 - D_{max}} = 40,182 \text{ V} \quad (\text{A.44})$$

Com base nos esforços calculados foi escolhido o MOSFET IRF3205 da *International Rectifier*, com parâmetros observados na Tabela A8.

Tabela A8 – Dados dos interruptores primários (S₁ e S₂)

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tipo		MOSFET
Fabricante		International Rectifier
Referência		IRF3205
Máxima Tensão gate-source	V _{GS}	+/- 20 V
Máxima tensão dreno-source	V _{DSS}	55 V
Máxima corrente dreno-source	I _D	110 A
Máxima dissipação de energia	P _D	200 W
Queda de tensão durante a condução do diodo em antiparalelo	V _{SD}	1,3 V
Faixa de operação para temperatura de junção	T _J	-55 a +175 °C
Resistência térmica junção-cápsula do MOSFET	R _{θJC}	0,75 °C/W
Resistência térmica junção-ambiente	R _{θJA}	62 °C/W
Resistência dreno source	R _{DS(on)}	8,0 mΩ
Tempo de recuperação reversa do diodo em antiparalelo	t _{rr}	104 ns
Tempo de subida da corrente	t _r	101 ns
Tempo de queda da corrente	t _f	65 ns

Fonte: *International Rectifier* (2000).

A.3.5.3 Dimensionamento do Circuito Snubber do primário

Para se reduzir as perdas nas chaves e amortecer os transientes de alta tensão que ocorrem na comutação de uma carga, utiliza-se um circuito snubber RCC (Resistor, Capacitor, Diodo). Os circuitos snubber do MIF foram calculados com base em (HART, 2012).

As perdas na chave podem ser calculadas de acordo com a equação (A.45).

$$P_Q = \frac{1}{2} * I_{p_max} * V_{OC} * (t_r + t_f) * f_s \quad (\text{A.45})$$

$$P_Q = \frac{1}{2} * 33,898 * 22,1 * (101 + 65) * 10^{-9} * 10^5 = 6,218 \text{ W} \quad (\text{A.46})$$

A capacitância (C_{Sn}) e resistência (R_{Sn}) são obtidas usando as equações (A.47) e (A.48) respectivamente.

$$C_{Sn} = \frac{I_{p_max} * t_f}{2 * V_{OC}} \quad (A.47)$$

$$C_{Sn} = \frac{33,898 * 65 * 10^{-9}}{2 * 22,1} = 49,85 \text{ nF} \quad (A.48)$$

$$R < \frac{t_{on}}{5 * C_{Sn}}$$

Sendo t_{on} o tempo de condução mínimo da chave igual a $2\mu\text{s}$ temos:

$$R < \frac{2 * 10^{-6}}{5 * 49,85 * 10^{-9}} < 8,024 \Omega \quad (A.49)$$

A.3.5.4 Esforços de corrente nos interruptores secundários

Assim como os esforços de correntes nos interruptores primários os esforços de correntes nos interruptores secundários são iguais as correntes calculadas no secundário do transformado.

- Corrente máxima nos interruptores secundários

$$I_{s_{ws1_max}} = I_{s_{ws2_max}} = I_{s1_max} = 2,231 \text{ A} \quad (A.50)$$

- Corrente eficaz nos interruptores secundários

$$I_{s_{ws1_rms}} = I_{s_{ws2_rms}} = I_{s1_rms} = 0,955 \text{ A} \quad (A.51)$$

- Corrente média nos interruptores secundários

$$I_{s_{ws1_rms}} = I_{s_{ws1_med}} = I_{s_{ws2_med}} = I_{s_med} = 0,563 \text{ A} \quad (A.52)$$

A.3.5.5 Esforços de tensão nos interruptores secundários

A tensão máxima aplicada aos interruptores secundários é a tensão de pico de saída mostrada conforme equação (A.53).

$$V_{s_{ws1_rms}} = V_{swp2_rms} = V_{0_pico} = 311,127 \text{ V} \quad (A.53)$$

Com base nos esforços calculados, o interruptor para os secundários do transformador escolhido foi o IGBT IRGP50B60PD1 da *International Rectifier*, com parâmetros observados na Tabela A9.

Tabela A9 – Dados dos interruptores secundários (S₃ e S₄)

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tipo		IGBT
Fabricante		<i>International Rectifier</i>
Referência		IRGP50B60PD1.
Tensão coletor-emissor de saturação	V _{CE(on)}	2 V
Máxima Tensão porta-emissor	V _{GE}	+/- 20 V
Máxima tensão coletor-emissor	V _{CES}	600 V
Máxima corrente coletor-emissor	I _D	75 A
Queda de tensão durante a condução do diodo em antiparalelo	V _{DS}	2 V
Faixa de operação para temperatura de junção	T _J	-55 a +150 °C
Resistência térmica junção-cápsula do IGBT	R _{θJC(IGBT)}	0,32 °C/W
Resistência térmica junção-ambiente	R _{θJA}	40 °C/W
Resistência coletor-emissor	R _{CE(on)}	61 mΩ
Tempo de recuperação reversa do diodo em antiparalelo	trr	60 ns
Tempo de subida da corrente	t _r	15 ns
Tempo de queda da corrente	t _f	15 ns

Fonte: International Rectifier (2000).

A.3.5.6 Dimensionamento do Circuito Snubber dos secundários

O snubber do secundário é calculado semelhantemente ao snubber do primário e com base nos dados da Tabela A9. Assim, a potência P_Q dissipada na resistência (R_{Sn}), a capacitância (C_{Sn}) e a resistência (R_{Sn}) são obtidas usando as equações (A.54), (A.55) e (A.56) respectivamente.

$$P_Q = \frac{1}{2} * I_{sWS1_{rms}} * V_{O_{pico}} * (t_r + t_f) * f_s \quad (A.54)$$

$$P_Q = \frac{1}{2} * 0,955 * 311,127 * (101 + 65) * 10^{-9} * 60 = 1,480 \text{ mW}$$

$$C_{Sn} = \frac{I_{sWS1_{rms}} * t_f}{2 * V_{O_{pico}}} = \frac{0,955 * 65 * 10^{-9}}{2 * 311,127} = 0,1 \text{ nF} \quad (A.55)$$

$$(A.56)$$

$$R < \frac{t_{on}}{5 * C_{Sn}} = \frac{5 * 10^{-6}}{5 * 0,1 * 10^{-9}} < 10 \text{ k}\Omega$$

A.3.6 Esforços de correntes e tensões nos diodos

A.3.6.1 Esforços de corrente nos diodos primários

- Corrente máxima nos diodos

$$I_{Dp_max} = I_{swp1,2_max} = 33,898 \text{ A} \quad (\text{A.57})$$

- Corrente média nos diodos

$$I_{Dp_med} = I_{swp1,2_med} = 7,627 \text{ A} \quad (\text{A.58})$$

- Corrente eficaz nos diodos

$$I_{Dp_rms} = V_{swp1,2_rms} = 2,722 \text{ A} \quad (\text{A.59})$$

A.3.6.2 Esforços de tensão máxima nos diodos primários

$$V_{DS_max} = V_{swp1_max} = V_{swp2_max} = V_{in_max} * \frac{1}{1 - D_{max}} = 40,182 \text{ V} \quad (\text{A.60})$$

Baseado nos esforços de tensões e correntes calculados nos diodos primários, foi adotado o diodo MBR20100CTG. As características desse diodo estão apresentadas na Tabela A10.

Tabela A10 – Dados dos diodos primários (D₁ e D₂)

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tipo		Schottky retificador de barreira
Fabricante		ON Semiconductor
Referência		MBR20100CTG
Máxima tensão reversa	V _{RM}	100 V
Máxima corrente direta	I _{F(AV)}	10 A
Máxima corrente repetitiva	I _{FRM}	20 A
Máxima corrente não repetitiva	I _{FSM}	150 A
Máxima corrente reversa	I _{rm}	6,0 mA
Máxima tensão direta	V _{F,D}	0,75 V
Máxima corrente de surto reversa	I _{RRM}	0,5 A
Faixa de operação para temperatura de junção	T _J	-65 a +175 °C
Resistência térmica junção-ambiente	R _{θJA}	60 °C/W
Tempo de recuperação reversa	t _{rr}	75 ns
Voltagem Direta Instantânea	V _d	0,75 V
Queda de tensão no diodo	V _{D0}	0,24 V

Fonte: ON Semiconductor.

A.3.6.3 Esforços de corrente nos diodos secundários

- Corrente máxima nos diodos

$$I_{DS_max} = I_{sws1,2_max} = 2,231 \text{ A} \quad (\text{A.61})$$

- Corrente média nos diodos

$$I_{DS_med} = I_{sws1,2_med} = 0,955 \text{ A} \quad (\text{A.62})$$

- Corrente eficaz nos diodos

$$I_{DS_rms} = I_{sws1,2_rms} = 0,563 \text{ A} \quad (\text{A.63})$$

A.3.6.4 Esforços de tensão máxima nos diodos secundários

$$V_{DS_max} = V_{0_pico} + \left(\frac{V_{in_nom}}{n} \right) = 665,127 \text{ V} \quad (\text{A.64})$$

Com base nos esforços de tensões e correntes calculados nos diodos secundários, foi adotado o diodo MUR 460. As características desse diodo estão apresentadas na Tabela A11.

Tabela A11 – Dados dos diodos secundários (D₃ e D₄)

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tipo		Retificador ultra rápido
Fabricante		ON Semiconductor
Referência		MUR 460
Máxima tensão reversa	V _{RRM}	600 V
Máxima corrente de recuperação reversa	i _r	1,7 A
Corrente direta média	I _{F(AV)}	4 A
Máxima corrente não repetitiva	I _{FSM}	110 A
Máxima tensão direta	V _{F_D}	1,30 V
Máxima corrente reversa	i _R	10μ A
Faixa de operação para temperatura de junção	T _J	-65 a +175 °C
Resistência térmica junção-ambiente	R _{θJA}	63 °C/W
Tempo de recuperação reversa	t _{rr}	75 ns
Voltagem Direta Instantânea	V _d	1,05 V
Queda de tensão no diodo	V _{D0}	0,7 V

Fonte: ON Semiconductor (2017).

A.3.7 Dimensionamento do filtro de saída LC

A.3.7.1 Capacitor do Filtro de Saída C_f

O capacitor do filtro de saída calculado na seção 3 foi:

$$C_f = 140,6 \text{ nF}$$

Assim, foi utilizado um Capacitor de filme polipropileno metalizado com capacitância de 150nF e tensão de 400V.

A.3.7.2 Dimensionamento do indutor do filtro de saída L_f

O indutor de saída é calculado na seção 3 foi:

$$L_f = 4,8 \text{ mH}$$

Adotou-se uma indutância do filtro de saída de 5mH. Para o projeto do indutor foi utilizado os parâmetros da Tabela A12.

Tabela A12 – Parâmetros do projeto do indutor

Parâmetro	Símbolo	Valor
Fator de ocupação do núcleo pelo enrolamento	K_w	0,4
Densidade de corrente do fio	K_{j_in}	464 A/cm ²
Densidade máxima de fluxo de corrente	ΔB	0,2 T
Permeabilidade magnética do vácuo	μ_0	$4.\pi.10^{-7}$ H/m

Fonte: Elaborada pela autora

A equação (A.65) mostra o cálculo da área do núcleo do indutor.

$$Ae_{ind}Aw_{ind} = \frac{2 \left(\frac{P_o}{f_s} \right) * 10^4}{k_{j_ind} k_w \Delta B} = 0,727 \quad (\text{A.65})$$

Com base na Tabela 3.2: núcleos de ferrite tipo E de (Barbi, 2007) foi escolhido o núcleo NEE-30/15/14, com características presentes na Tabela A13.

Tabela A13 – Dado núcleo NEE-30/15/14

Parâmetro	Símbolo	Valor
Produto das Áreas das Janelas	$A_e A_w$	1,02 cm ⁴
Área de perna central	A_e	1,20 cm ²
Área da janela do carretel	A_w	0,85 cm ²
Comprimento magnético	l_e	6,7 cm
Comprimento médio de uma espira	l_t	6,7 cm
Volume de ferrite	V_e	8,00 cm ³

Fonte: Tabela de núcleos de ferrite tipo E, Barbi (2007).

Cálculo da densidade de corrente no fio dos indutores

$$J_{ind} = k j_{ind} A_{e_{ind}} A_{w_{ind}} = 337,5 \frac{A}{cm^2} \quad (A.66)$$

Cálculo do entreferro para o núcleo do indutor

$$A_{i_{ind}} = \frac{(A_e * 10^{-4})^2 \Delta B^2}{2 \left(\frac{P_o}{f_s}\right)} = 2,133 * 10^7 \frac{H}{esp^2} \quad (A.67)$$

Permeabilidade efetiva do núcleo com entreferro

$$\delta_{ind} = \frac{A_{i_{ind}} 6,7 * 10^{-2}}{\mu_0 A_e * 10^{-4}} = 94,786 \text{ mm} \quad (A.68)$$

$$\Delta_{ind} = \frac{l_e * 10^{-2}}{\delta_{ind}} = 0,707 \text{ mm} \quad (A.69)$$

Cálculo da área do cobre para o núcleo do indutor

$$A_{fio_{ind}} = \frac{I_{o_rms}}{J_{ind}} = 1,818 * 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (A.70)$$

Com base nos critérios de condução (Tabela 3, p. 331, BARBI, 2007), foi escolhido o fio 26AWG, com características presentes na Tabela A14.

Tabela A14 – Dados do fio 26 AWG

Parâmetro	Símbolo	Valor
Diâmetro da seção transversal do condutor	CC _{u26AWG}	0,040 cm
Área do cobre	S _{cu26AWG}	0,001287 cm ²
Área do fio com isolamento	S _{cu26AWGiso}	0,001671 cm ²
Resistência do fio a 100 °C	OHMS/COM 100°C	0,001789°C

Fonte: Dados do catálogo fios AWG, Barbi (2007).

A equação (A.71) apresenta o do número de condutores com base na área do fio escolhido.

$$n_{cond_{ind}} = \frac{A_{fio_{ind}}}{S_{cu_{26AWG}}} = 1,413 \cong 2 \quad (A.71)$$

O cálculo do número de espiras para o núcleo do indutor é mostrado na equação (A.72).

$$n_{espiras_{ind}} = \sqrt{\frac{L_o}{A_{i_{ind}}}} = 153,093 \cong 154 \quad (A.72)$$

A Tabela A15 apresenta o resumo do projeto do indutor L_f.

Tabela A15 – Resumo do projeto físico do indutor

Parâmetro	Valor
Núcleo utilizado	E 30/15/14
Número de espiras	154
Fio utilizado	AWG 26
Número de fios em paralelo	2
Altura calculada do entreferro	0,707 mm

Fonte: Elaborada pela autora

A.3.8 Cálculo das perdas nos interruptores e cálculo dos dissipadores

A.3.8.1 Perdas nos interruptores primários (MOSFETS)

A potência dissipada no MOSFET é dividida em três partes: potência dissipada durante o chaveamento, potência dissipada durante a condução e potência dissipada durante o bloqueio (FREIRE, 2015).

Normalmente a potência dissipada durante o bloqueio é desprezada (FREIRE apud BARBI, 2015). A potência dissipada durante a condução depende da resistência $R_{DS(ON)}$ e da corrente que passa entre terminais D e S da chave I_{ds} , os valores deste parâmetros podem ser obtido no *datasheet* dos componentes. Já a potência dissipada durante o chaveamento se subdivide em duas partes: perdas por comutação quando a chave está ligada ($P_{sw(ON)}$) e perda por comutação quando a chave está desligada ($P_{sw(OFF)}$), estas perdas são dependentes da frequência de chaveamento do projeto, do tempo de subida (*rise time* - t_r) e descida (*fall time* - t_f) e da corrente e tensão sobre a chave (FREIRE, 2015).

Os dados do *datasheet* nos MOSFETS se encontram na Tabela A8. Assim temos:

- Perdas por condução nos interruptores primários (MOSFETS)

$$P_{swp_cond} = R_{ds_on} I_{p_rms}^2 = 1,379 \text{ W} \quad (\text{A.73})$$

$$P_{swp_total_cond} = 2P_{swp_con} = 2,758 \text{ W} \quad (\text{A.74})$$

- Perdas por comutação nos interruptores primários (MOSFETS)

$$P_{swp_comut} = \left(\frac{f_s}{2}\right) (t_r + t_f) I_{p_rms} V_{swp1_max} = 4,379 \text{ W} \quad (\text{A.77})$$

$$P_{swp_total_comut} = 2P_{swp_comut} = 8,757 \text{ W} \quad (\text{A.78})$$

- Perdas totais nos interruptores primários (MOSFETS)

$$P_{swtotal_p} = P_{swp_total_cond} + P_{swp_total_comut} = 11,515 W \quad (A.79)$$

A.3.8.2 Dissipador para os interruptores primários (MOSFETS)

$$R_{th\ dis} = \frac{T_{j(max)} - T_{amb} - P_{swtotal_p} R_{th\ jc}}{7,08} = 13,521 \Omega \quad (A.80)$$

A.3.8.3 Perdas nos interruptores secundários (IGBTS)

Assim como nos MOSFETS as perdas por condução e comutação nos IGBT's dependem de alguns parâmetros disponíveis no *datasheet* do componente como a linearização da curva da queda de tensão instantânea em função da corrente direta instantânea necessária para calcular as perdas por condução (FREIRE, 2015), (SILVA, 2013) e (HENN, 2011). Os dados do *datasheet* nos IGBTs se encontram na Tabela A9.

Já as perdas por comutação nos IGBT's são calculadas com base nas curvas de dissipação de energia dos interruptores ao ligarem e desligarem e aproximadas por polinômios de segunda ordem obtidos por meio da técnica de regressão polinomial. Esse método foi proposto por (DROFENIK et al., 2005) e apresentado em (SILVA, 2013) e (FREIRE, 2015).

A partir dos coeficientes obtidos na Tabela A16 é calculado a energia dissipada nos interruptores conforme expressões (A.81) e (A.82) e então calcular as perdas por comutação integrando as respectivas expressões da energia dissipada em função da frequência de comutação no caso, 60Hz.

- Perdas por condução nos interruptores secundários (IGBTS)

$$P_{sws_cond} = V_{to} I_{sws1_med} + R_i (I_{sws1_rms})^2 = 0,766 W \quad (A.81)$$

$$P_{sws_total_cond} = 2P_{sws_con} = 1,531 W \quad (A.82)$$

- Perdas por comutação nos interruptores secundários (IGBTS)

Tabela A16 – Coeficientes dos polinômios de segunda ordem IGBT

Coeficiente	Valor
$K_{0(on)}$	$-1,193 \cdot 10^{-4} \text{ J}$
$K_{1(on)}$	$2,734 \cdot 10^{-5} \text{ J/A}$
$K_{2(on)}$	$-7,809 \cdot 10^{-8} \text{ J/A}^2$
$K_{0(off)}$	$2,102 \cdot 10^{-4} \text{ J}$
$K_{1(off)}$	$-2,663 \cdot 10^{-6} \text{ J/A}$
$K_{2(off)}$	$3,061 \cdot 10^{-7} \text{ J/A}^2$

Fonte: (FREIRE, 2015).

$$W_{sw_s(on)}(\omega t) = k_{0(on)} + k_{1(on)}I_{sws1_{med}}(\omega t) + k_{2(on)}[I_{sws1_{rms}}(\omega t)]^2 \quad (\text{A.83})$$

$$= 1,289 \cdot 10^{-4}$$

$$W_{sw_s(off)}(\omega t) = k_{0(off)} + k_{1(off)}I_{sws1_{med}}(\omega t) \quad (\text{A.84})$$

$$+ k_{2(off)}[I_{sws1_{rms}}(\omega t)]^2 = 2,095 \cdot 10^{-4}$$

$$P_{sw_s(on)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi f_r W_{sw_s(on)}(\omega t) d(\omega t) = 3,868 \cdot 10^{-3} \text{ W} \quad (\text{A.85})$$

$$P_{sw_s(off)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f_r W_{sw_s(off)}(\omega t) d(\omega t) = 6,286 \cdot 10^{-3} \text{ W} \quad (\text{A.86})$$

$$P_{sws_{comut}} = P_{sw_s(on)} + P_{sw_s(off)} = 0,01 \text{ W} \quad (\text{A.87})$$

$$P_{swp_{total_{comut}}} = 2P_{swp_{comut}} = 0,02 \text{ W} \quad (\text{A.88})$$

- Perdas totais nos interruptores secundários (IGBTS)

$$P_{sw_{total}_s} = P_{sws_{total}_{cond}} + P_{sws_{total}_{comut}} = 1,552 \text{ W} \quad (\text{A.89})$$

3.3.8.4 Perdas totais nos interruptores

$$P_{swtotal_MIF} = P_{swtotal_p} + P_{swtotal_s} = 13,067 \text{ W} \quad (\text{A.90})$$

A.3.8.5 Dissipador para os interruptores secundários (IGBTs)

$$R_{th\ dis} = \frac{T_{j(max)} - T_{amb} - P_{swtotal_s} * R_{th\ jc}}{P_{swtotal_s}} = 70,568 \ \Omega \quad (\text{A.91})$$

A.3.9 Cálculo das pernas nos diodos

As perdas nos diodos são obtidas semelhantemente as perdas nos interruptores. Os dados do *datasheet* necessários para os cálculos das perdas nos diodos primários e secundários estão expostos nas Tabela A10 e A11 respectivamente.

A.3.9.1 Perdas nos diodos primários

- Perdas nos diodos primários por condução

$$R_{dp} = \frac{V_d - V_{Do}}{I_{p_max}} = 0,022 \ \Omega \quad (\text{A.92})$$

$$P_{dp_cond} = V_f I_{p1_med} + R_d (I_{p1_rms}^2) = 8,059 \text{ W} \quad (\text{A.93})$$

Como são dois diodos secundários as perdas totais de condução nos diodos secundários são:

$$P_{dpri_cond} = 2 * P_{dp_cond} = 16,119 \text{ W} \quad (\text{A.94})$$

- Perdas nos diodos primários por comutação

$$W_{rr\ dio\ p} = \frac{V_{rm}}{2} \left(0,8 + \frac{0,2 I_{p_max}}{I_f} \right) t_{rr} \left(0,35 I_{rm} 0,15 I_{p_max} \frac{I_{rm}}{I_f} + I_{p_max} \right) \quad (\text{A.95})$$

$$P_{dpri_comut} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} W_{rr\ dio} (wt) d(wt) \cong 1,885 * 10^{-4} \text{ W} \quad (\text{A.96})$$

- Perdas totais nos diodos primários

$$P_{diodos_p} = P_{dpri_cond} + P_{dpri_comut} = 16,119 \text{ W} \quad (\text{A.97})$$

A.3.9.2 Perdas nos diodos secundários

- Perdas nos diodos secundários por condução

$$R_d = \frac{V_d - V_{Do}}{I_0} = 0,489 \Omega \quad (\text{A.98})$$

$$P_{ds_cond} = V_f I_{s1_med} + R_d (I_{s1_rms})^2 = 0,953 \text{ W} \quad (\text{A.99})$$

Como são dois diodos secundários as perdas totais de condução nos diodos secundários são:

$$P_{dsec_cond} = 2 * P_{ds_cond} = 1,906 \text{ W} \quad (\text{A.100})$$

- Perdas nos diodos secundários por comutação

$$W_{rr_dio} = \frac{V_{rm}}{2} \left(0,8 + \frac{0,2I_0}{I_f} \right) t_{rr} \left(0,35I_{rm} 0,15I_0 \frac{I_{rm}}{I_f} + I_0 \right) \quad (\text{A.101})$$

$$P_{dsec_cond} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} W_{rr_dio}(wt) d(wt) \cong 1,19 * 10^{-5} \text{ W} \quad (\text{A.102})$$

- Perdas totais nos diodos secundários

$$P_{diodos_s} = P_{dsec_cond} + P_{dsec_comut} = 1,906 \text{ W} \quad (\text{A.103})$$

A.3.9.3 Perdas nos diodos

$$P_{MIF_diodos} = P_{diodos_p} + P_{diodos_s} = 18,025 \text{ W} \quad (\text{A.104})$$

A.3.10 Perdas totais do microinversor

$$P_{MIF} = P_{totais_trafo} + P_{MIF_chaves} + P_{MIF_diodos} = 33,906 \text{ W} \quad (\text{A.105})$$

A.3.11 Cálculo do rendimento do microinversor

$$\eta_{MIF} = \frac{P_{in} - P_{MIF}}{P_{in}} = 0,857 = 85,7\% \quad (\text{A.106})$$


```

interrupt void Task()
{
    DefaultType fSIN, fABS3, fB1, fSUMP13, fMULT31, fMULT30, fTI_ACC1_3, fZOH11,
    fSUM17;
    DefaultType fTI_ACC1_2, fZOH12, fCOS, fMULT39, fMULT40, fSUM_D, fk1, fk2,
    fint_PI, fSUMP_PI;
    DefaultType fI_RESET_EVERT, fUDELAY5, fbuffer, fZOH13, fABS18, fZOH7,
    fSSCB1, fSSCB1_1;
    DefaultType fSSCB1_2, fTF_D14, fc8, fMULT32, fSUMP10, fTF_D13;
    PS_EnableIntr();
    fUDELAY5 = fGblUDELAY5;

    fbuffer = fGblbuffer[nGblbuffer];

    fTI_ACC1_3 = PS_GetCCACC(3);
    fTI_ACC1_2 = PS_GetAcACC(2);
    fSIN = sin(fUDELAY5);
    fABS3 = fabs(fSIN);
#ifdef _DEBUG
    fGblVmodulo_seno_theta = fABS3;
#endif
    {
        static DefaultType out_A = 0, in_A = 0.0;
        fB1 = out_A + 0.5/100000 * (fGblP23 + in_A);
        out_A = fB1; in_A = fGblP23;
    }
    fSUMP13 = fGblP22 + fB1;
#ifdef _DEBUG
    fGblV108 = fSUMP13;
#endif
    fMULT31 = fABS3 * fABS3;
    fMULT30 = fSUMP13 * fMULT31;
    fZOH11 = fTI_ACC1_3;
    fSUM17 = fMULT30 - fZOH11;
#ifdef _DEBUG
    fGblV113 = fSUM17;
#endif
    fZOH12 = fTI_ACC1_2;
#ifdef _DEBUG
    fGblalfa = fZOH12;
#endif
#ifdef _DEBUG
    fGblbeta = fbuffer;
#endif
#ifdef _DEBUG
    fGblteta = fUDELAY5;
#endif
#ifdef _DEBUG
    fGblseno_teta = fSIN;
#endif
    fCOS = cos(fUDELAY5);
    fMULT39 = fZOH12 * fCOS;
    fMULT40 = fbuffer * fSIN;
    fSUM_D = fMULT39 + fMULT40;
    fk1 = fSUM_D * 200;
    fk2 = fSUM_D * 20000;
    {
        static DefaultType out_A = 377;

```

```

        fint_PI = out_A + 1.0/100000 * (fk2);
        out_A = fint_PI;
    }
    fSUMP_PI = fk1 + fint_PI;
    {
        static DefaultType out_A = 0, in_A = 0.0;
        fI_RESET_EVERT = out_A + 0.5/100000 * (fSUMP_PI + in_A);
        if (fI_RESET_EVERT > 6.283185) {
            fI_RESET_EVERT -= 6.283185;
        } else if (fI_RESET_EVERT < 0) {
            fI_RESET_EVERT -= 0;
        }
        out_A = fI_RESET_EVERT; in_A = fSUMP_PI;
    }
    fGblUDELAY5 = fI_RESET_EVERT;
#ifdef _DEBUG
    fGblV12 = fSUM_D;
#endif
#ifdef _DEBUG
    fGbluPI_PLL = fSUMP_PI;
#endif
    fGblbuffer[nGblbuffer] = fZOH12; nGblbuffer = (nGblbuffer + 1) % 417;
    fZOH13 = fSIN;
    fABS18 = fabs(fSUM_D);
    fZOH7 = fABS18;
    {
        static unsigned int sinal_ant=99;

        static unsigned int sinal; static float mod; static unsigned int
S3=0,S4=0;

        static unsigned int conecte = 0, cont = 0, pll_ok=0;
        static signed int espera;

        mod = fZOH13;

        //modulo_erro_pll = fZOH7;

        if (mod > 0) sinal = 1; else sinal = 0;

        if (sinal != sinal_ant) {//detecta ambas as bordas

            S3 = S4 = 0;

            espera = 2; //

            if (pll_ok && (sinal == 1)) { conecte = 1; } // conectar no angulo
zero da rede, livre de EMI

        } sinal_ant = sinal;

        if (conecte) // PWM a 60 Hz com tempos mortos

        if (espera) { //executa os tempos mortos

            espera--;

```

```

        if (espera < 1) {
            if (sinal == 1) {
                S4 = 0;
                S3 = 1;
            } else {
                S4 = 1;
                S3 = 0;
            }
        }
    }

    if (pll_ok == 0) // se não estável o PLL, aguarde estabilizar
    {
        if (fZOH7 < 0.1) { // aguardando uns dois ciclos dentro da margem
de erro estipulada
            if (cont > 3333) pll_ok = 1;
            cont++;
        }
        else cont = 0;
    }

    fSSCB1=S3; fSSCB1_1=S4; //fSSCB1_2=espera;// /* = sinal*/
}
#ifdef _DEBUG
    fGblV141 = fSSCB1_2;
#endif

#ifdef _DEBUG
    fGblV147 = fTI_ACC1_2;
#endif
#ifdef _DEBUG
    fGblV148 = fTI_ACC1_3;
#endif
#ifdef _DEBUG
    fGblV152 = fZOH11;
#endif
#ifdef _DEBUG
    fGblV110 = fMULT30;
#endif
    {
        int i = 2 + 1;
        static DefaultType fIn[2 + 1] = {0, 0, 0};
        static DefaultType fOut[2 + 1] = {0, 0, 0};
    }

```

```

        const static DefaultType aAry[2 + 1] = {1, -1.9997858, 0.99980002};
        const static DefaultType bAry[2 + 1] = {5.2670982E-009, -1.0478878E-
008, 5.2118539E-009};
        fTF_D14 = bAry[0] * fSUM17;
        while (--i > 0)
        {
            fIn[i] = fIn[i - 1];
            fOut[i] = fOut[i - 1];
            fTF_D14 += bAry[i] * fIn[i] - aAry[i] * fOut[i];
        }
        fOut[0] = fTF_D14;
        fIn[0] = fSUM17;
    }
#ifdef _DEBUG
    fGblV146 = fTF_D14;
#endif

    fC8 = 0.45;
    fMULT32 = fC8 * fABS3;
    fSUMP10 = fTF_D14 + fMULT32;
#ifdef _DEBUG
    fGblV118 = fSUMP10;
#endif
    {
        static DefaultType fIn = 0.0;
        static DefaultType fOut = 0.0;
        fTF_D13 = 0.60683759 * fSUMP10 + 0.60683759 * fIn - 0.51709399 *
fOut;
        fIn = fSUMP10;
        fOut = fTF_D13;
    }
#ifdef _DEBUG
    fGblV162 = fTF_D13;
#endif

    PS_SetPwm1Rate(fTF_D13);
    (fSSCB1 == 0) ? PS_ClearDigitOutBitB((Uint32)1 << (39 - 32)) : PS_SetDigi-
tOutBitB((Uint32)1 << (39 - 32));
    (fSSCB1_1 == 0) ? PS_ClearDigitOutBitB((Uint32)1 << (40 - 32)) : PS_SetDigi-
tOutBitB((Uint32)1 << (40 - 32));
    PS_ExitPwm1General();
}

interrupt void Task_1()
{
    DefaultType fZOH5, fZOH6, fmppt252, fmppt252_1, fmppt252_2, fSUM11;
    PS_EnableIntr();

    fGblTI_ACC1 = PS_GetCCACC(0);
    fGblTI_ACC1_1 = PS_GetCCACC(1);
    fZOH5 = fGblTI_ACC1;
    fZOH6 = fGblTI_ACC1_1;
    {
        static float V=0, Vant=0, I=0, Iant=0, P=0, Pant=0, vRef=18, N1=0.01,
N2=0.0555;

        static float dP=0, dV=0, dI=0, dPant=0, dVant=0, step;

```

```

Vant = V;

Iant = I;

Pant = P;

//Aquisição da tensão e corrente PV

V = fZOH5;

I = fZOH6;

P = V*I;

dV = V-Vant ;

dI = I-Iant;

dP = P-Pant;

//Cálculo do MPPT com proteção de sobre tensão

if(dP/dV > dPant/dVant)
    { step = N1*abs(dP/dV);}
else
    //{ step = N2*abs(dP/dV);}
    step = N2;

if(dI == 0)
{
    if(P > Pant)
    {
        if(V > Vant)
            { vRef = vRef + step;}
        else
            { vRef = vRef - step;}
    }
    else
    {
        if(V > Vant)
            { vRef = vRef - step;}
    }
}

```

```

        else
            { vRef = vRef + step;}
        }
    }

    else
    {
        if(I+(dI/dV)*V!=0)
        {
            if(I+(dI/dV)*V>0)
                { vRef = vRef - step;}
            else
                { vRef = vRef + step;}
        }
    }

    //Limitando razão ciclica
    if (vRef>22){
        vRef = 17.7;
    }
    if (vRef<0){
        vRef = 0;
    }

    // final comum para todos

    Vant = V;

    Iant = I;

    Pant = P;

    fmppt252 = vRef;

    fmppt252_1 = I;

    fmppt252_2 = P;
}
#ifdef _DEBUG
    fGblVmppt = fmppt252;
#endif

#ifdef _DEBUG
    fGblImppt = fmppt252_1;
#endif

```

```

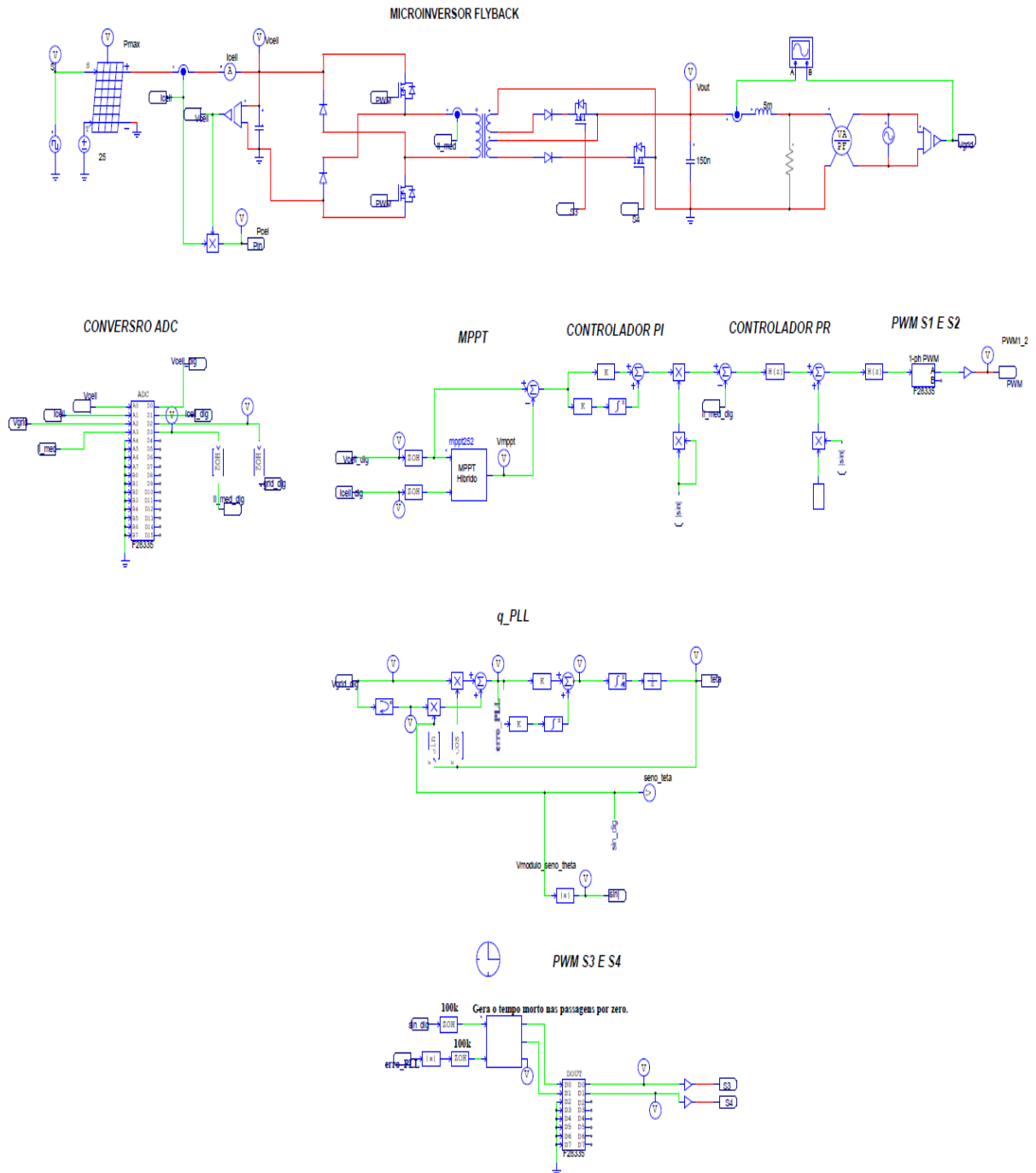
#ifdef _DEBUG
    fGblPmppt = fmppt252_2;
#endif
    fSUM11 = fZOH5 - fmppt252;
    fGblP22 = fSUM11 * (-0.00012);
    fGblP23 = fSUM11 * (1.1320755E-006);
#ifdef _DEBUG
    fGblVsubtraivcel = fSUM11;
#endif
    PS_ExitTimer1Intr();
}
void Task_2()
{
#ifdef _DEBUG
    fGblV138 = fGblTI_ACC1;
#endif
#ifdef _DEBUG
    fGblV139 = fGblTI_ACC1_1;
#endif
}
void Initialize(void)
{
    PS_SysInit(30, 10);
    PS_StartStopPwmClock(0);
    PS_InitTimer(0, 0xffffffff);
    PS_InitPwm(1, 1, 100000*1, (0e-6)*1e6, PWM_TWO_OUT, 45274); // pwnNo,
waveType, frequency, deadtime, outtype
    PS_SetPwmPeakOffset(1, 1, 0, 1.0/1);
    PS_SetPwmIntrType(1, ePwmIntrACC0, 1, 0);
    PS_SetPwmVector(1, ePwmIntrACC0, Task);
    PS_SetPwm1Rate(0);
    PS_StartPwm(1);
    PS_ResetACCConvSeq();
    PS_SetACCConvSeq(eACC0Intr, 0, 1);
    PS_SetACCConvSeq(eACC0Intr, 1, 10);
    PS_SetACCConvSeq(eACC0Intr, 2, (7.69e-3));
    PS_SetACCConvSeq(eACC0Intr, 3, 0.04545);
    PS_ACCInit(1, !1);
    PS_InitDigitOut(39);
    PS_InitDigitOut(40);
    PS_InitTimer(1,200);
    PS_SetTimerIntrVector(1, Task_1);
    PS_StartStopPwmClock(1);
}

void main()
{
    Initialize();
    PS_EnableIntr(); // Enable Global interrupt INTM
    PS_EnableDbgm();
    for (;;) {
        Task_2();
    }
}

```

APÊNDICE C – CIRCUITO DE SIMULAÇÃO

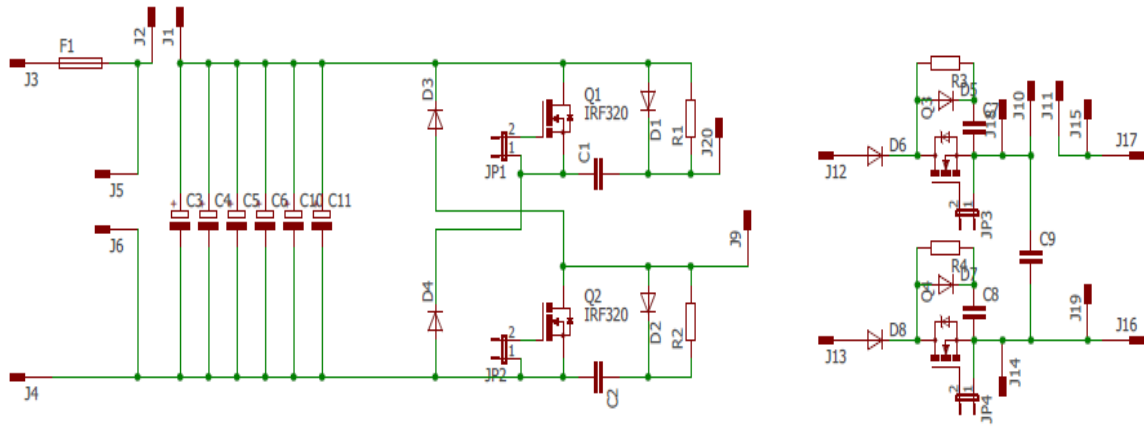
Figura C1 - Circuito de simulação do microinversor



Fonte: Elaborada pela autora.

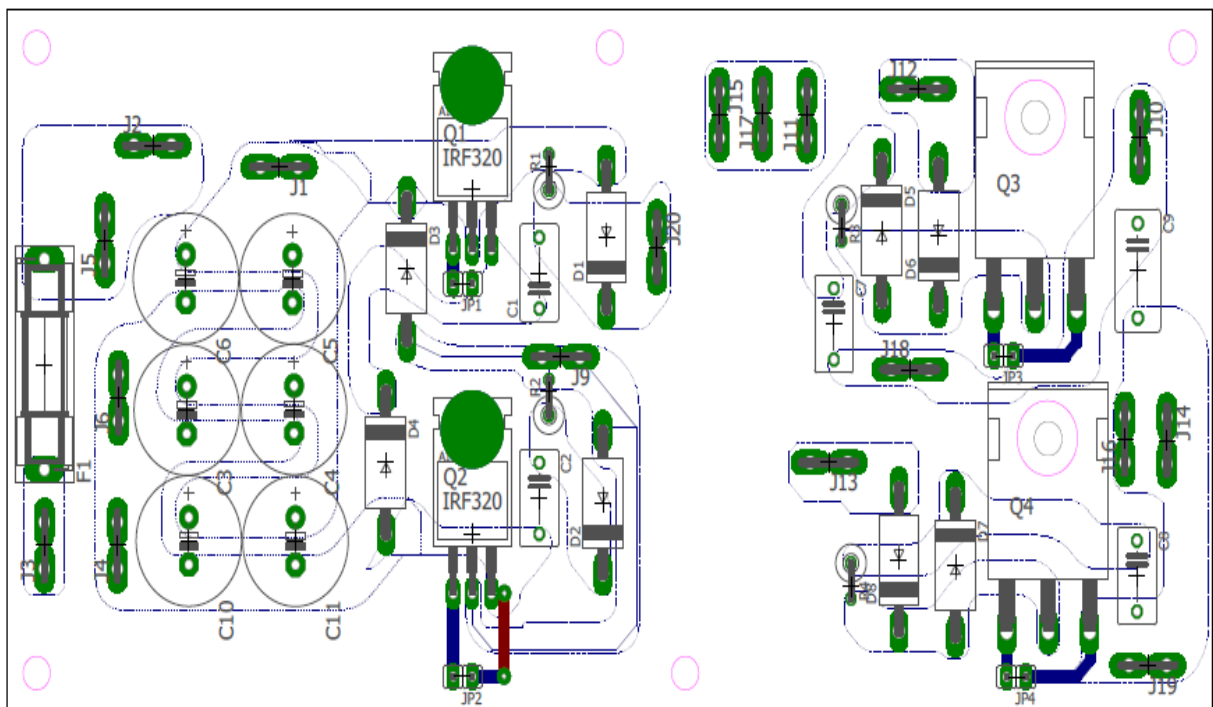
APENDICE D – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO E PCB DA PLACA DE POTÊNCIA

Figura D1- Diagrama esquemático do circuito de potência



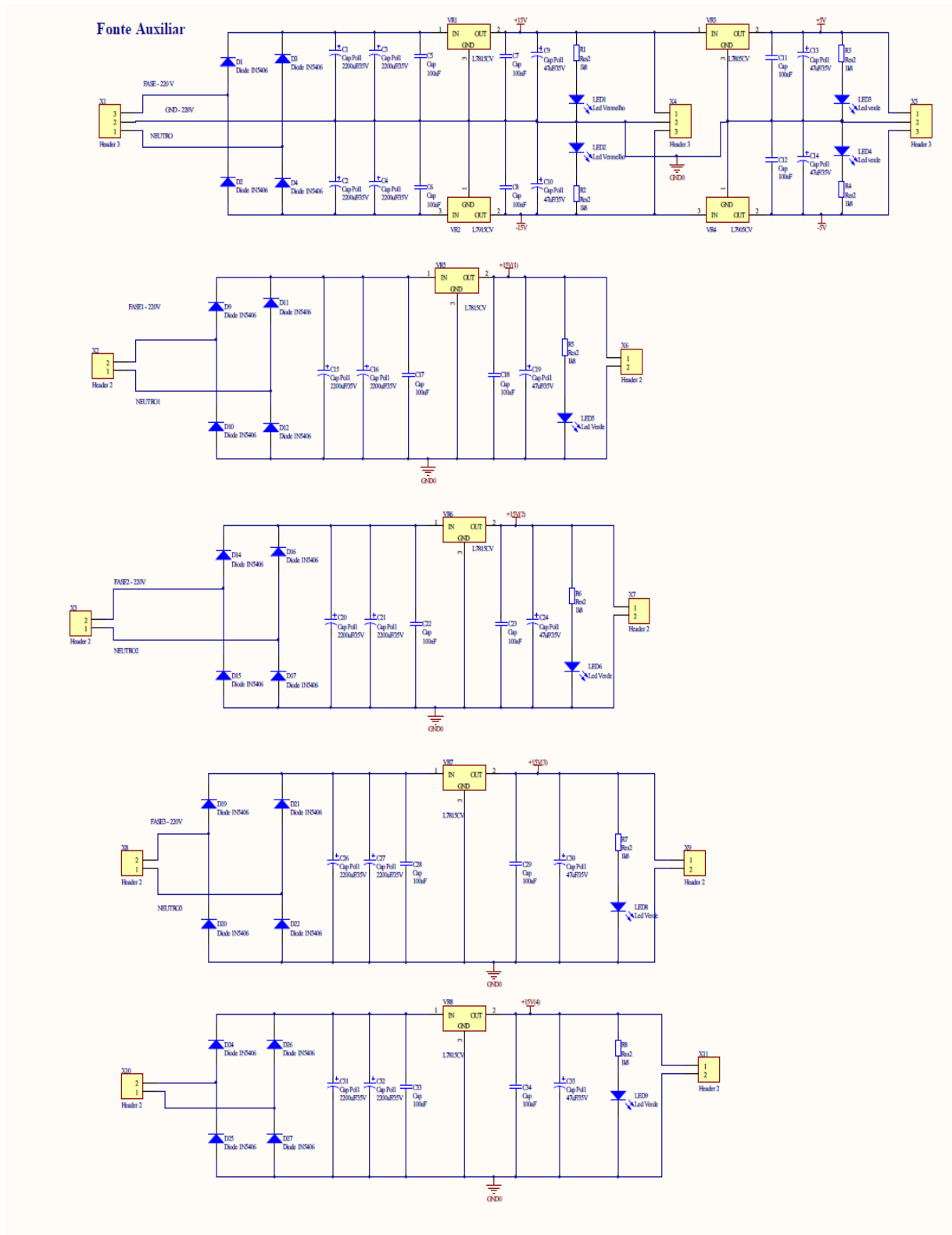
Fonte: Elaborada pela autora.

Figura D2 - PCB do circuito de potência



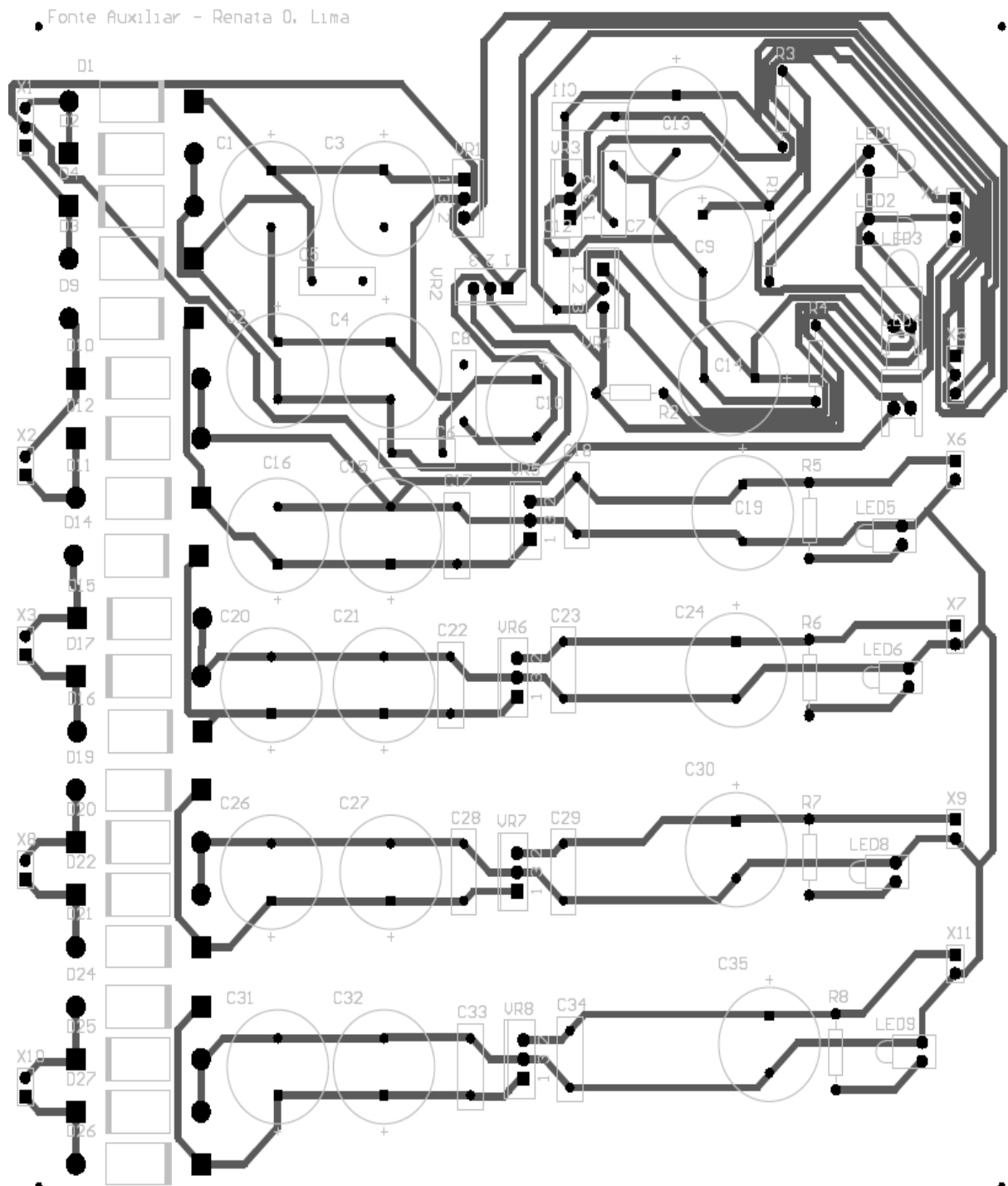
Fonte: Elaborada pela autora.

Figura D3 - Diagrama esquemático do circuito da fonte auxiliar



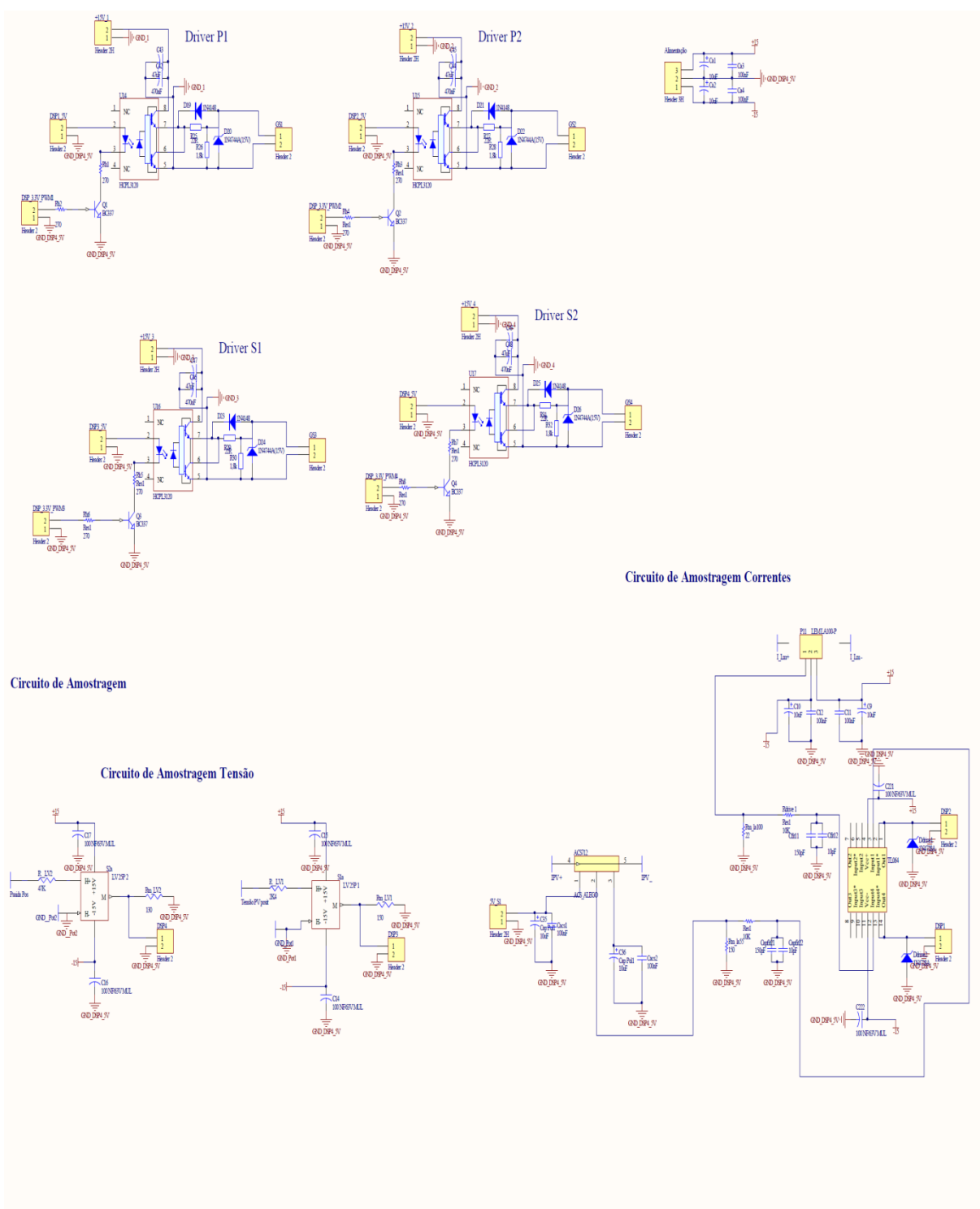
Fonte: Elaborada pela autora.

Figura D4 - PCB do circuito da fonte auxiliar



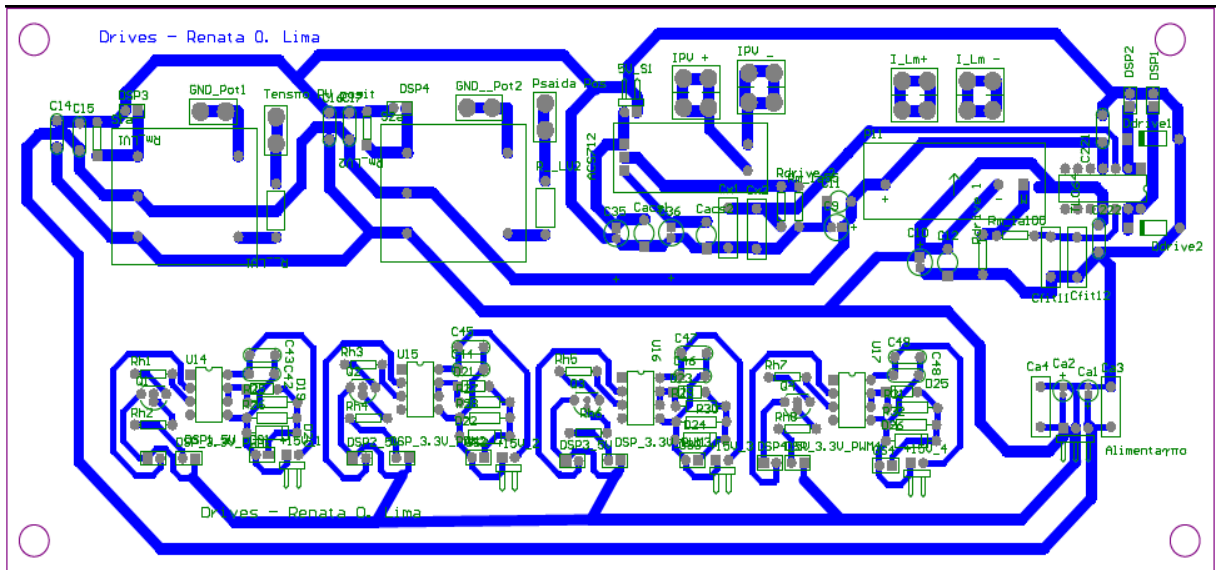
Fonte: Elaborada pela autora.

Figura D5 - Diagrama esquemático do circuito de drives



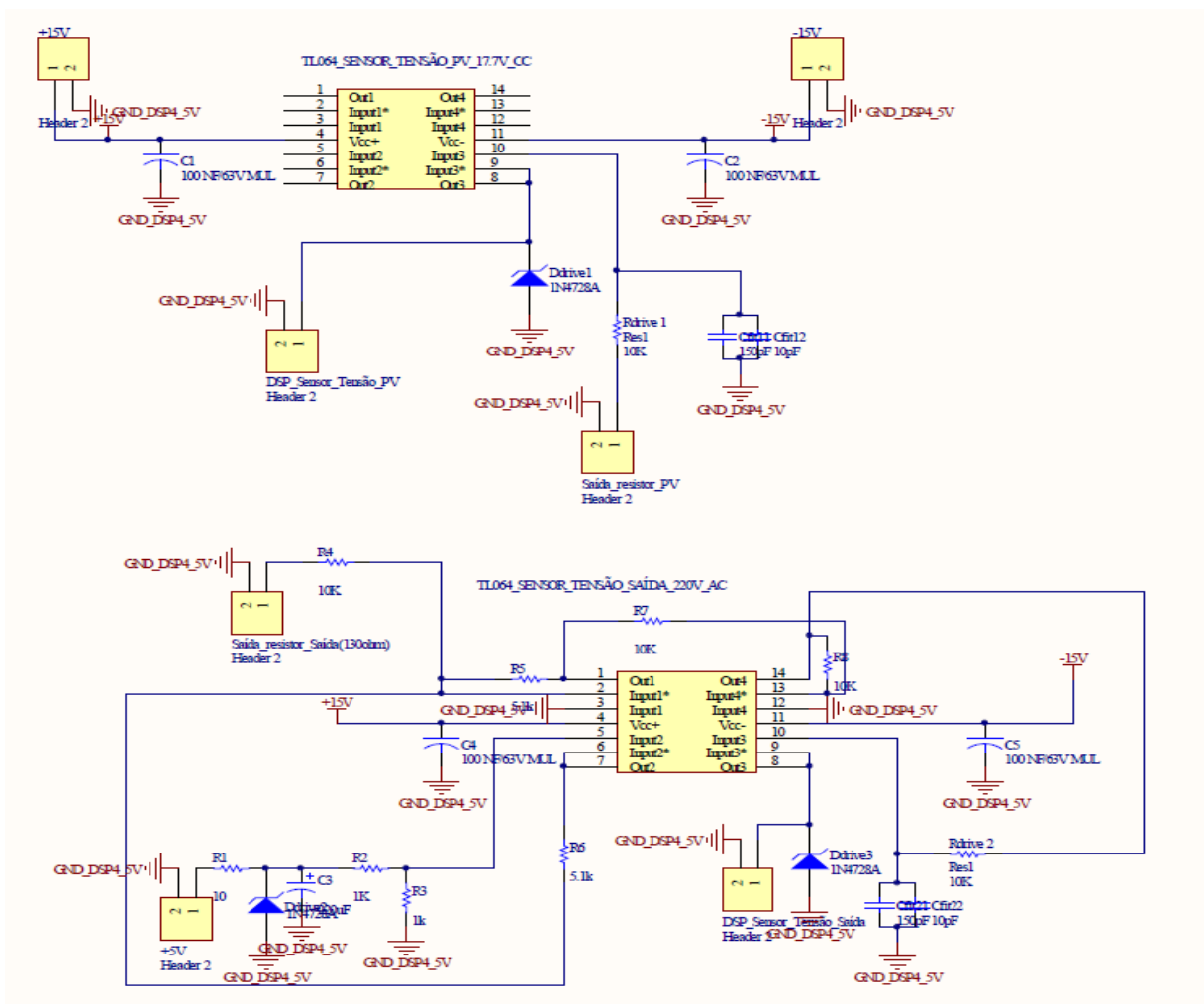
Fonte: Elaborada pela autora.

Figura D6 - PCB do circuito drives



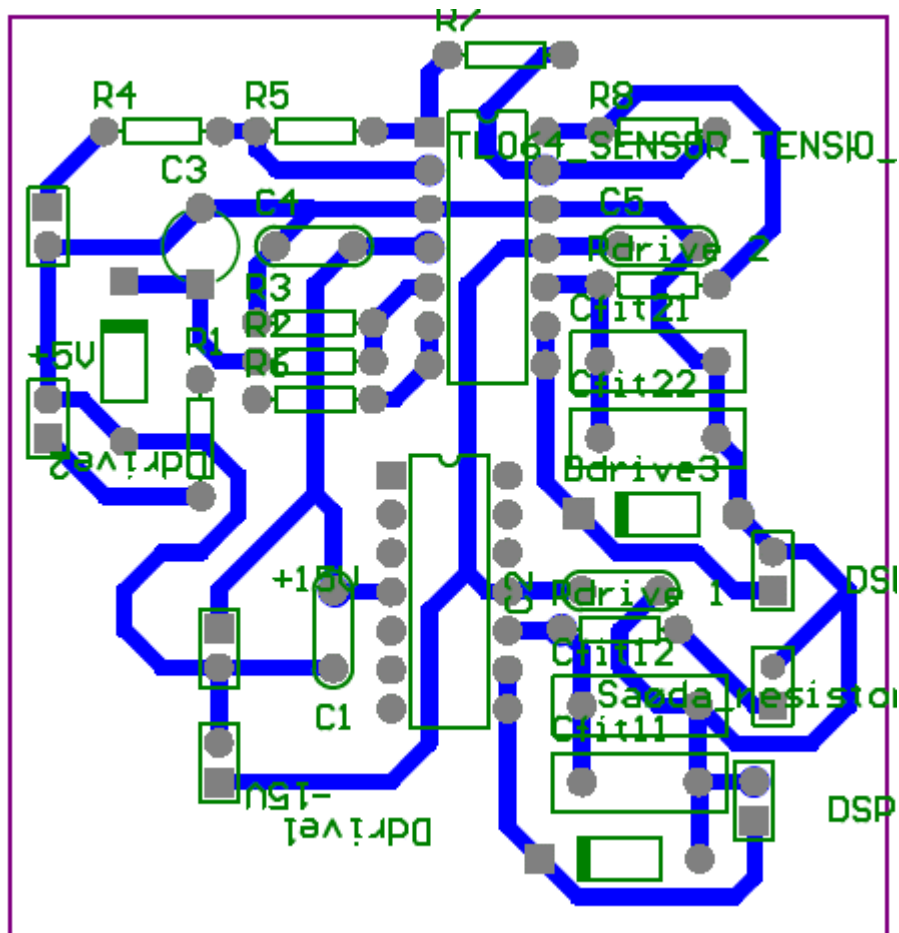
Fonte: Elaborada pela autora.

Figura D7- Diagrama esquemático do circuito de condicionamento de sinal



Fonte: Elaborada pela autora.

Figura D8 - PCB do circuito de condicionamento de sinal



Fonte: Elaborada pela autora.